

151638

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

151638

**OPTİMUM PERFORMANSLI MİKRODALGA
KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI**

Elektronik ve Haberleşme Yük. Müh. Yavuz CENGİZ

**FBE Elektronik ve Haberleşme Anabilim Dalı Haberleşme Programında
Hazırlanan**

DOKTORA TEZİ

Tez savunma Tarihi : 14.04.2004

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ (YTÜ)

Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Ahmet AKSEN (Işık Ü)

: Doç. Dr. Herman SEDEF (YTÜ)

: Doç. Dr. Tayfun GÜNEL (İTÜ)

: Doç. Dr. Cevdet IŞIK (İTÜ)

[Handwritten signatures of the thesis committee members]

İSTANBUL, 2004

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ.....	i
KISALTMA LİSTESİ	iii
ŞEKİLLER LİSTESİ	iv
ÇİZELGELER LİSTESİ.....	x
ÖNSÖZ	xii
ÖZET	xiii
ABSTRACT.....	xiv
1. GİRİŞ	1
2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR	4
3. SİSTEM TANITIMI	8
3.1 “T”, “Π” ve “L” Uydurma Devreleri ile Tek Transistorlu Temel Kuvvetlendirici Devreleri	8
3.2 Temel Uydurma İki-Kapılıları	11
3.2.1 Seri Transmisyon Hat İki-Kapılısı	11
3.2.2 Paralel Transmisyon Hat İki-Kapılısı	12
3.3 Uydurma Devreleri	12
3.3.1 “T” Devresi	12
3.3.2 “Π” Devresi	13
3.3.3 Paralel + Seri “L” Devresi	14
3.3.4 Seri + Paralel “L” Devresi	15
3.4 Aktif Eleman Karakterizasyonu ve Performans Ölçü Fonksiyonları	15
3.4.1 Transistor İşaret ve Gürültü Davranışı.....	15
3.4.2 Transistor Performans Ölçü Fonksiyonları	16
4. MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİSİ GERÇEKLENEBİLİR TASARIM UZAYI	18
4.1 Mikrodalga Kuvvetlendiricisi Optimizasyonunun İki Temel Problemi	18
4.2 Gerçeklenebilir Tasarım Hedef Uzayı Tayini: Performans Data Yaprakları.....	19
4.3 Transistor Performans Karakterizasyonu.....	22
5. AKTİF MİKRODALGA ELEMANININ SOFT MODELLEMESİ.....	24
5.1 Bulanık Mantık Sistemi ve Aktif Eleman Modellemesinde Kullanılması.....	27
5.2 Yapay Sinir Ağı ve Aktif Eleman Modellemesinde Kullanılması.....	34
5.3 İki Farklı Soft Model ve Karşılaştırılması	36
5.4 Modelleme Sonuçları	37

6.	MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİ OPTİMİZASYONU	59
6.1	Temel Mühendislik Optimizasyon Problemleri	59
6.1.1	Tasarım Uzayı ve Mikrodalga Kuvvetlendiricisine Uygulaması: Çok Hedefli Amaç Fonksiyonları	59
6.1.1.1	{(F, V _i , G _T), B} Hedef Uzayı ve Kullanımı	59
6.1.1.2	(Z _s , Z _L) ve B Hedef Uzayı ve Kullanımı	61
6.1.2	Global Optimum ve Algoritmaları	64
6.1.2.1	Gradient-Temelli Algoritmalar	65
	Dolaylı Metod	65
	Doğrudan Metod	66
6.1.2.2	Sezgisel Temelli Algoritmalar	67
	Izgara Arama (GS) Metodu	68
	Monte Carlo Çözümü	68
6.2	Genetik Algoritma	69
6.2.1	Genetik Algoritma Kavramı	70
6.2.2	Genetik Algoritma Tekniği	73
6.2.2.1	Gen	73
6.2.2.2	Kromozom	73
6.2.2.3	Popülasyon	73
6.2.2.4	Allel (Allele)	74
6.2.2.5	Locus	74
6.2.2.6	Genotip (Genotype)	74
6.2.2.7	Fenotip (Phenotype)	74
6.2.3	Genetik Algoritmada Kullanılan Operatörler	74
6.2.3.1	Kodlama	74
	İkili Sayı Sisteminde (Binary) Kodlama	74
	Permutasyon Kodlama	75
	Değer Kodlaması	75
6.2.3.2	Seçim	76
	Rulet Çarkı	76
	Sıralı Seçim	76
	Kararlı Durum Seçimi	76
	Elitizm (Seçkinlik) Seçimi	77
6.2.3.3	Çaprazlama	77
	Tek Noktalı Çaprazlama	77

Çift Noktalı Çaprazlama	77
Uniform Çaprazlama.....	78
Aritmetik Çaprazlama.....	78
6.2.3.4 Mutasyon.....	78
6.2.4 Genetik Algoritmanın Çalışma Prensibi	79
6.2.5 Genetik Algoritmanın Performansını Etkileyen Faktörler.....	82
6.2.6 Örnek Uygulama.....	82
6.3 Nelder-Mead Simpleks Algoritması	85
6.3.1 Direkt Arama Algoritması ve Dört Temel Parametresi	85
6.3.2 Bir Generic Algoritma İterasyonu	86
6.3.2.1 Sıralama	87
6.3.2.2 Yansıma	87
6.3.2.3 Genişleme	87
a. Dış	87
b. İç	88
6.3.2.4 Büzülme	88
Büzmeme Sıralama Kuralı.....	89
Büzülme Sıralama Kuralı.....	89
6.4 Optimizasyon Algoritmaları	90
7. KUVVETLENDİRİCİ TASARIM UYGULAMALARI	92
7.1 Genetik Algoritma ile Gerçekleştirilen Kuvvetlendiriciler.....	93
7.1.1 NE02135C Tranzistoru ile Kuvvetlendiriciler.....	93
7.1.1.1 Kuvvetlendirici Tasarım Uzayı.....	93
7.1.1.2 “T” Tipi Kuvvetlendirici Devreleri.....	95
12 Değişkenli “T” Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricisi	95
7 Değişkenli “T” Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricisi	97
7.1.1.3 “II” Tipi Kuvvetlendirici Devreleri	99
12 Değişkenli “II” Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricisi.....	99
7 Değişkenli “II” Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricisi.....	101
7.1.2 NE329S01 Transistoru ile Gerçekleştirilen Kuvvetlendirici Sonuçları.....	103
7.1.2.1 Kuvvetlendirici Tasarım Uzayı.....	103
7.1.2.2 “T” Tipi Kuvvetlendirici Devreleri.....	105
(F, Vi, G _T , B) Tasarım Hedef Uzayı A Tipi Devreleri	105
12 Değişkenli “T” Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricileri.....	105

7 Değişkenli "T" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricisi	107
(Z _s , Z _L , B) Hedef Uzayı B Tipi Devreleri.....	109
7.1.2.3 "Π" Tipi Kuvvetlendirici Devreleri	113
(F, V _i , G _T , B) Tasarım Hedef Uzayı A Tipi Devreleri	113
12 Değişkenli "Π" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricileri	113
7 Değişkenli "Γ" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricisi	115
(Z _s , Z _L , B) Hedef Uzayı B Tipi Devreleri.....	117
7.1.2.4 12 Değişkenli T-Π Hibrid Mikrodalga Kuvvetlendiricisi	121
7.1.2.5 12 Değişkenli Π-T Hibrid Mikrodalga Kuvvetlendiricisi	123
7.1.2.6 10 Değişkenli T-L Hibrid Mikrodalga Kuvvetlendiricisi	125
7.1.2.7 10 Değişkenli Π-L Hibrid Mikrodalga Kuvvetlendiricisi	129
7.1.2.8 8 Değişkenli L Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricileri	133
7.2 Başlangıç Koşulları Rasgele Optimize Edilmiş Simpleks Algoritması ile Gerçekleştirilen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi.....	137
7.2.1 NE329S01 Transistoru ile Kuvvetlendiriciler	137
7.2.1.1 "T" Tipi Kuvvetlendirici Devreleri.....	137
(F, V _i , G _T , B) Tasarım Hedef Uzayı A Tipi Devreleri	137
(Z _s , Z _L , B) Hedef Uzayı B Tipi Devreleri.....	139
7.2.1.2 "Π" Tipi Kuvvetlendirici Devreleri	141
(F, V _i , G _T , B) Tasarım Hedef Uzayı A Tipi Devreleri	141
(Z _s , Z _L , B) Hedef Uzayı B Tipi Devreleri.....	143
8. SONUÇLAR.....	145
KAYNAKLAR	148
EKLER.....	153
Ek 1 Mikrodalga Kuvvetlendiricisi Hedef Fonksiyonu Programları	154
Ek 2 Genetik Algoritma Optimizasyon Programları	195
Ek 3 Aktif Eleman Bulanık Mantık Modelleme Programı.....	214
ÖZGEÇMİŞ	224

SİMGE LİSTESİ

A, B, C, D	ABCD Parametrelerinin Gösterimi
E	Hata Fonksiyonu
E_N	Gürültü Hata Fonksiyonu
E_{V1}	VSWR Hata Fonksiyonu
$F(\omega)$	Gürültü Faktörü
F_M	Minimum Gürültü Faktörü
$F_{req}(\omega)$	İstenen Gürültü Faktörü
$G_T(\omega)$	Kuvvetlendirici Güç Kazancı
$G_{T_{max}}(\omega)$	Maksimum Kazanç Değeri
$G_{T_{min}}(\omega)$	Minimum Kazanç Değeri
$G_{T_{req}}(\omega)$	İstenen Kazanç Değeri
H	Hata Fonksiyonunun Hessian Matrisi
ℓ_n	Transmisyon Hattının Fiziksel Uzunluğu
N	Gürültü Parametresi
n	Frekans Örnekleme Sayısı
NF	Kuvvetlendirici Gürültü Faktörü
P_{AVS}	Maksimum Kaynak Gücü
P_L	Yüke Aktarılan Güç
R_L	Yük Empedansının Reel Kısmı
R_N	Eşdeğer Gürültü Direnci
R_S	Kaynak Empedansının Reel Kısmı
S	Saçılma Parametresi
V_{DS}, I_D, V_{CE}, I_C	Transistor Kutuplama Koşulları
$V_i(\omega)$	VSWR
$V_{i_{req}}(\omega)$	İstenen VSWR Değeri
W	Ağırlık Katsayısı
X_S	Kaynak Empedansının İmajiner Kısmı
X_L	Yük Empedansının İmajiner Kısmı
Z_i	Giriş Empedansı
Z_i^*	Giriş Empedansının Eşleniği
Z_{in}^{OMC}	Çıkış Uydurma Devresinin giriş empedansı
Z_L	Yük empedansı
Z_L^*	Yük Empedansının Eşleniği
$Z_{L_{IMC}}$	Transistorun Giriş Empedansı
$Z_{L_{ref}}(\omega_i)$	Yüke Bakıldığında Görülen Empedans Değeri
Z_O	Çıkış Empedansı
Z_{op}	Optimum Kaynak Empedansı
Z_{0n}	Transmisyon Hattı Empedansı
Z_{out}^{IMC}	Giriş Uydurma Devresinin çıkış empedansı
Z_S	Kaynak empedansı

Z_s^*	Kaynak Empedansının Eşleniği
$Z_{s_{OMC}}$	Transistorun Çıkış Empedansı
$Z_{s_{ref}}(\omega_i)$	Kaynağa Bakıldığında Görülen Empedans Değeri
β	Faz Kaydırma Sabiti
γ	Daralma Parametresi
σ	Büzülme Parametresi
ρ	Yansıma Parametresi
ρ_{in}	Giriş Yansıma Parametresi
$\rho_{in_{ref}}$	Giriş Yansıma Parametresi Referans Değeri
χ	Genişleme Parametresi



KISALTMA LİSTESİ

VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
USWA	Koşullu Kararlı Çalışma Bölgesi (Unconditionally Stable Working Area)
NF	Noise Figure
CT	Configuration Type
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ICSIS	International Symposium on Computer and Information Sceiences
İTÜ	İstanbul Teknik Üniversitesi
EMC	European Microwave Conference
MIT	Microwave Institute of Technology
IMC	Input Matching Circuit
OMC	Output Matching Citcuit
NE02135C	Katalogdan Seçilmiş bir Transistor Türü
NE329S01	Katalogdan Seçilmiş bir Transistor Türü
ATF21186	Katalogdan Seçilmiş bir Transistor Türü
FMINS	MATLAB 6 Programındaki Bir Toolbox
GA	Genetik Algoritma
YSA	Yapay Sinir Ağı
MLP	Çok Katmanlı Algılayıcı
FDTD	Finite Difference Time Domain
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MMDS	Multichannel Multipoint Distribution Service

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 3.1 T- tipi uydurma devreli tek transistörli kuvvetlendirici.....	8
Şekil 3.2 Π - tipi uydurma devreli tek transistörli kuvvetlendirici	9
Şekil 3.3 L- tipi (seri + paralel) uydurma devreli tek transistörli kuvvetlendirici	9
Şekil 3.4 L- tipi (paralel + seri) uydurma devreli tek transistörli kuvvetlendirici	9
Şekil 3.5 Giriş “T” tipi çıkış “L” tipi (seri+ paralel) uydurma devreli tek transistörli kuvvetlendirici.....	10
Şekil 3.6 Giriş “ Π ” tipi çıkış “L” tipi (seri+ paralel) uydurma devreli tek transistörli kuvvetlendirici.....	10
Şekil 3.7 Giriş “T” tipi çıkış “L” tipi (paralel + seri) uydurma devreli tek transistörli kuvvetlendirici.....	10
Şekil 3.8 Giriş “ Π ” tipi çıkış “L” tipi (paralel + seri) uydurma devreli tek transistörli kuvvetlendirici.....	11
Şekil 3.9 Seri transmisyon hat iki-kapılısı	12
Şekil 3.10 Paralel transmisyon hat iki-kapılısı	12
Şekil 3.11 “T” tipi uydurma devresi	13
Şekil 3.12 “ Π ” tipi uydurma devresi	14
Şekil 3.13 Paralel + Seri “L” uydurma devresi.....	14
Şekil 3.14 Seri + Paralel transmisyon hattı.....	15
Şekil 3.15 Mikrodalga transistörün iki-kapılı modeli.....	17
Şekil 4.1 Mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarım uzayı “Kara-Kutu” modeli	19
Şekil 4.2 Mikrodalga transistörü için “Performans Data Yaprakları”nın blok diyagramı.....	20
Şekil 4.3 “Performans Data Yaprakları”nın “Yapay Sinir Ağı” blok diyagramı (Güneş, 2003).....	21
Şekil 4.4 “Performans Data Yaprakları”nın bulanık mantık blok diyagramı	21
Şekil 4.5 Giriş empedans düzleminde koşullu kararlı halde bir V_{ireq} ile sınırlandırılmış kazanç daireleri (Güneş, 1994)	22
Şekil 5.1 Aktif Mikrodalga elemanlarının küçük –işaret ve gürültü performans parametrelerinin hesaplanması için genel prosedür (Torpi, 1995).....	24
Şekil 5.2 Mikrodalga transistörünün bulanık mantık modeli	28
Şekil 5.3 I_{DS} giriş üyelik fonksiyonu	29
Şekil 5.4 Frekans giriş üyelik fonksiyonu	29
Şekil 5.5 S_{11} Mag çıkış üyelik fonksiyonu	30
Şekil 5.6: S_{11} Açık çıkış üyelik fonksiyonu.....	30
Şekil 5.7 S_{21} Mag çıkış üyelik fonksiyonu	31
Şekil 5.9 S_{12} Mag çıkış üyelik fonksiyonu	31
Şekil 5.10 S_{12} Açık çıkış üyelik fonksiyonu	32
Şekil 5.11 S_{22} Mag çıkış üyelik fonksiyonu	32
Şekil 5.12 S_{22} Açık çıkış üyelik fonksiyonu	32
Şekil 5.13 F_{mins} (dB) çıkış üyelik fonksiyonu.....	33
Şekil 5.14 Γ_{opt} Mag.çıkış üyelik fonksiyonu	33
Şekil 5.15 Γ_{opt} Açık.çıkış üyelik fonksiyonu	33
Şekil 5.16 $R_N/50$ çıkış üyelik fonksiyonu	34
Şekil 5.17 MLP’de bir işlem biriminin genel yapısı.....	35
Şekil 5.18 Sinyal ve gürültü parametrelerini öğretmek için kullanılan MLP yapısı	35
Şekil 5.19 Hata yüzeyindeki iki boyutlu ağırlık uzayında konjüge yönü.....	36
Şekil 5.20 Bulanık mantık, YSA, katalog S_{11} Mag–frekans değişimi($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10mA$)	43
Şekil 5.21 Bulanık mantık, YSA, katalog S_{11} Açık–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10 mA$).....	43
Şekil 5.22 Bulanık mantık, YSA, katalog S_{11} polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10 mA$).....	43
Şekil 5.23 Bulanık mantık, YSA, katalog S_{21} Mag–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10 mA$).....	44
Şekil 5.24 Bulanık mantık, YSA, katalog S_{21} Açık – frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10 mA$).....	44

Şekil 5.25 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₂₁ polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10\text{ mA}$)	44
Şekil 5.26 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₁₂ Mag-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10\text{ mA}$)	45
Şekil 5.27 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₁₂ Açık – frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10\text{ mA}$)	45
Şekil 5.28 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₁₂ polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10\text{ mA}$)	45
Şekil 5.29 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₂₂ Mag-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10\text{ mA}$)	46
Şekil 5.30 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₂₂ Açık-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10\text{ mA}$)	46
Şekil 5.31 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₂₂ polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10\text{ mA}$)	46
Şekil 5.32 Bulanık mantık, YSA, katalog F _{min} (dB)-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10\text{ mA}$)	47
Şekil 5.34 Bulanık mantık, YSA, katalog Γ_{opt} Açık – frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10\text{ mA}$)	47
Şekil 5.35 Bulanık mantık, YSA, katalog R _N /50-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10\text{ mA}$)	47
Şekil 5.36 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₁₁ Mag – frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)	48
Şekil 5.37 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₁₁ Açık-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)	48
Şekil 5.38 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₁₁ polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)	48
Şekil 5.39 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₂₁ Mag-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)	49
Şekil 5.40 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₂₁ Açık-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)	49
Şekil 5.41 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₂₁ polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)	49
Şekil 5.42 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₁₂ Mag-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)	50
Şekil 5.43 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₁₂ Açık-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)	50
Şekil 5.44 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₁₂ polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)	50
Şekil 5.45 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₂₂ Mag-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)	51
Şekil 5.46 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₂₂ Açık-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)	51
Şekil 5.47 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₂₂ polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)	51
Şekil 5.48 Bulanık mantık, YSA, katalog F _{min} (dB)-Frekans Değişimi ($V_{DS}=2V$ $I_{DS}=15\text{ mA}$)	52
Şekil 5.49 Bulanık mantık, YSA, katalog Γ_{opt} Mag-Frekans Değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)	52
Şekil 5.50 Bulanık mantık, YSA, katalog Γ_{opt} Açık-Frekans Değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)	52
Şekil 5.52 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₁₁ Mag-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20\text{ mA}$)	53
Şekil 5.53 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₁₁ Açık-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20\text{ mA}$)	53
Şekil 5.54 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₁₁ polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20\text{ mA}$)	53
Şekil 5.55 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₂₁ Mag-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20\text{ mA}$)	54
Şekil 5.56 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₂₁ Açık-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20\text{ mA}$)	54
Şekil 5.57 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₂₁ polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20\text{ mA}$)	54
Şekil 5.58 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₁₂ Mag-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20\text{ mA}$)	55
Şekil 5.59 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₁₂ Açık-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20\text{ mA}$)	55
Şekil 5.60 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₁₂ polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20\text{ mA}$)	55
Şekil 5.61 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₂₂ Mag-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20\text{ mA}$)	56
Şekil 5.62 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₂₂ Açık-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20\text{ mA}$)	56
Şekil 5.63 Bulanık mantık, YSA, katalog S ₂₂ polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20\text{ mA}$)	56
Şekil 5.64 Bulanık mantık, YSA, katalog F _{min} (dB)-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20\text{ mA}$)	57
Şekil 5.65 Bulanık mantık, YSA, katalog Γ_{opt} Mag-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20\text{ mA}$)	57
Şekil 5.66 Bulanık mantık, YSA, katalog Γ_{opt} Açık-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)	57
Şekil 5.67 Bulanık mantık, YSA, katalog R _N /50-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)	57
Şekil 5.68 Bulanık mantık modeli için sinyal parametrelerinin frekansa bağlı yüzdelik hata değerleri.....	58
Şekil 5.69 YSA modeli için sinyal parametrelerinin frekansa bağlı yüzdelik hata değerleri...	58
Şekil 6.1 Giriş ve çıkış uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisi	62
Şekil 6.2 Transistora $Z_s(\omega_i)$ 'nin sürülme empedansının devresi	62
Şekil 6.3 Transistora $Z_L(\omega_i)$ 'nin yük empedansının devresi	62
Şekil 6.4 Pratikte karşılaşılan bir hedef fonksiyonu örneği (Erol, 1995)	66
Şekil 6.5 Amaç Fonksiyonları (Erol, 1995).....	72
Şekil 6.6 Arama Yöntemlerinin Etkinlikleri (Erol, 1995)	73

Şekil 6.7 Tek noktalı çaprazlama.....	77
Şekil 6.8 Çift noktalı çaprazlama.....	78
Şekil 6.9 Uniform çaprazlama	78
Şekil 6.10 Aritmetik çaprazlama	78
Şekil 6.11 Bir kromozomdaki mutasyon örneği	79
Şekil 6.12 Genetik algoritmanın akış diyagramı	81
Şekil 6.13 Rulet çarkı dağılımı	83
Şekil 6.14 Yansıma ve genişleme adımından sonra Nelder-Mead simpleksleri. (Orjinal simpleks kesikli çizgi ile gösterilmiştir.).....	88
Şekil 6.15 Dış küçülme, iç küçülme ve büzülmeden sonra Nelder-Mead simpleksleri. (Orjinal simpleks kesikli çizgi ile gösterilmiştir.).....	89
Şekil 7.1 Farklı F_{req} değerlerine karşılık G_{Tmax} değişimi	94
Şekil 7.2 Giriş ve çıkışı “T” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin iki kapılı gösterimi.....	95
Şekil 7.3 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi	96
Şekil 7.4 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi	96
Şekil 7.5 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	96
Şekil 7.6 Giriş ve çıkışı “T” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin iki kapılı gösterimi.....	97
Şekil 7.7 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi	98
Şekil 7.10 Giriş ve çıkışı “Π” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin iki kapılı gösterimi.....	99
Şekil 7.11 Girişi ve çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi	100
Şekil 7.12 Girişi ve çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi	100
Şekil 7.13 Girişi ve çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	100
Şekil 7.14 Giriş ve çıkışı “Π” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin iki kapılı gösterimi.....	101
Şekil 7.15 Girişi ve çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi	102
Şekil 7.16 Girişi ve çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi	102
Şekil 7.17 Girişi ve çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	102
Şekil 7.18 NE329S01 Transistorunun $I_c=10$ mA, $V_{CE}=2$ V kutuplaması için $F_{min}(f)$ Değişimi (Güneş, 2002).....	103
Şekil 7.19 NE329S01 Transistorunun $F=0,46$ dB, $V_i=1$ $G_{Tmax}(f)$ Değişimi (Koşulları: $V_{CE}=2$ V; $I_c=10$ mA Çalışma Band Genişliği : 2 - 18 GHz) (Güneş, 2002).....	104
Şekil 7.20 NE329S01 Transistoru için (0,46dB ,1, 12dB) uyumlu üçlülerinin sonlandırma fonksiyonları (Güneş, 2002).....	104
Şekil 7.21 Giriş ve çıkışı “T” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin iki kapılı gösterimi.....	105
Şekil 7.22 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin	

kazancının frekansa bağlı olarak değişimi	106
Şekil 7.23 Girişi ve çıkışı "T" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi	106
Şekil 7.24 Girişi ve çıkışı "T" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	106
Şekil 7.25 Giriş ve çıkışı "T" tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin iki kapılı gösterimi.....	107
Şekil 7.26 Girişi ve çıkışı "T" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi	108
Şekil 7.27 Girişi ve çıkışı "T" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi	108
Şekil 7.28 Girişi ve çıkışı "T" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	108
Şekil 7.29 Giriş uydurma devresi için kazanç - frekans karakteristiği	109
Şekil 7.30 Çıkış uydurma devresi için kazanç - frekans karakteristiği.....	110
Şekil 7.31 Girişi ve çıkışı "T" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi	112
Şekil 7.32 Girişi ve çıkışı "T" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi.....	112
Şekil 7.33 Girişi ve çıkışı "T" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	112
Şekil 7.38 Giriş ve çıkışı "Π" tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin iki kapılı gösterimi.....	115
Şekil 7.39 Girişi ve çıkışı "Π" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi	116
Şekil 7.40 Girişi ve çıkışı "Π" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi	116
Şekil 7.41 Girişi ve çıkışı "Π" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	116
Şekil 7.42 Giriş uydurma devresi için kazanç - frekans Karakteristiği	117
Şekil 7.44 Girişi ve çıkışı "Π" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi	120
Şekil 7.45 Girişi ve çıkışı "Π" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi.....	120
Şekil 7.46 Girişi ve çıkışı "Π" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	120
Şekil 7.48 Girişi "T" çıkışı "Π" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi	122
Şekil 7.49 Girişi "T" çıkışı "Π" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi.....	122
Şekil 7.50 Girişi "T" çıkışı "Π" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	122
Şekil 7.52 Girişi "Π" çıkışı "T" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi	124
Şekil 7.53 Girişi "Π" çıkışı "T" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi.....	124
Şekil 7.54 Girişi "Π" çıkışı "T" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	124
Şekil 7.55 Giriş "T" tipi, çıkış "L" tipi (Seri ve Paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici.....	125

Şekil 7.56 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi (Seri ve Paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi	126
Şekil 7.57 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi (Seri ve Paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi	126
Şekil 7.58 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi (Seri ve Paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	126
Şekil 7.59 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi (Paralel ve Seri) uydurma devreli tek transistörlü Kuvvetlendirici.....	127
Şekil 7.60 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi (Paralel ve Seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi.....	128
Şekil 7.61 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi (Paralel ve Seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi	128
Şekil 7.62 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi (Paralel ve Seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	128
Şekil 7.63 Giriş “IT” ve çıkış “L” tipi (Seri ve Paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici.....	129
Şekil 7.64 Giriş “IT” tipi, çıkış “L” tipi (Seri ve Paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi.....	130
Şekil 7.65 Giriş “IT” tipi, çıkış “L” tipi (Seri ve Paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi	130
Şekil 7.66 Giriş “IT” tipi, çıkış “L” tipi (Seri ve Paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	130
Şekil 7.67 Giriş “IT” tipi, çıkış “L” tipi (Paralel ve Seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici.....	131
Şekil 7.68 Giriş “IT” tipi, çıkış “L” tipi (paralel ve seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi.....	132
Şekil 7.69 Giriş “IT” tipi, çıkış “L” tipi (paralel ve seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi	132
Şekil 7.70 Giriş “IT” tipi, çıkış “L” tipi (paralel ve seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	132
Şekil 7.71 Giriş ve çıkış “L” tipi Uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici	133
Şekil 7.72 Giriş ve çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi	134
Şekil 7.73 Giriş ve çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi	134
Şekil 7.74 Giriş ve çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	134
Şekil 7.75 Giriş ve çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici	135
Şekil 7.76 Giriş ve çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi	136
Şekil 7.77 Giriş ve çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi	136
Şekil 7.78 Giriş ve çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	136
Şekil 7.79 Giriş ve çıkış “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi	138
Şekil 7.80 Giriş ve çıkış “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi.....	138
Şekil 7.81 Giriş ve çıkış “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	138

Şekil 7.82 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi	140
Şekil 7.83 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi.....	140
Şekil 7.84 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	140
Şekil 7.85 Girişi ve çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi	142
Şekil 7.86 Girişi ve çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi.....	142
Şekil 7.87 Girişi ve çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	142
Şekil 7.88 Girişi ve çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi	144
Şekil 7.89 Girişi ve çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi.....	144
Şekil 7.90 Girişi ve çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi	144



ÇİZELGELER LİSTESİ

Çizelge 5.1	ATF-21186 transistörü için verilen üretici firma sinyal ve gürültü parametre değerleri ($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=10mA$)	38
Çizelge 5.2	ATF-21186 transistörünün bulanık mantık ile modellenmesi ile elde edilen sonuçlar ($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=10mA$)	39
Çizelge 5.3	ATF-21186 transistörünün yapay sinir ağı ile modellenmesi ile elde edilen sonuçlar ($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=10mA$)	39
Çizelge 5.4	ATF-21186 transistörü için verilen üretici firma sinyal ve gürültü parametre değerleri ($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=15mA$)	40
Çizelge 5.5	ATF-21186 transistörünün bulanık mantık ile modellenmesi ile elde edilen sonuçlar ($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=15mA$)	40
Çizelge 5.6	ATF-21186 transistörünün yapay sinir ağı ile modellenmesi ile elde edilen sonuçlar ($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=15mA$)	41
Çizelge 5.7	ATF-21186 transistörü için verilen üretici firma sinyal ve gürültü parametre değerleri ($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=20mA$)	41
Çizelge 5.8	ATF-21186 transistörünün bulanık mantık ile modellenmesi ile elde edilen sonuçlar ($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=20mA$)	42
Çizelge 5.9	ATF-21186 transistörünün yapay sinir ağı ile modellenmesi ile elde edilen sonuçlar ($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=20mA$)	42
Çizelge 6.1	İkili sayı sisteminde kodlanmış örnek kromozomlar	75
Çizelge 6.2	Permutasyon kodlama sistemi ile kodlanmış örnek kromozomlar	75
Çizelge 6.3	Değer kodlama sistemi ile kodlanmış örnek kromozomlar	75
Çizelge 7.1	Farklı F_{req} değerlerine karşılık G_{Tmax} değişimi	94
Çizelge 7.1	Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi	95
Çizelge 7.2	Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi	97
Çizelge 7.3	Kuvvetlendiricinin Kazanç, Gürültü ve VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi	99
Çizelge 7.4	Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi	101
Çizelge 7.5	Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi	105
Çizelge 7.6	Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi	107
Çizelge 7.7	Kaynak empedansı ile NE329S01 transistörünün giriş empedansı değerleri	109
Çizelge 7.8	Yük empedansı ile NE329S01 transistörünün çıkış empedansı değerleri	110
Çizelge 7.9	Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi	111
Çizelge 7.10	Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi	113
Çizelge 7.11	Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi	115
Çizelge 7.12	Kaynak empedansı ile NE329S01 transistörünün giriş empedansı değerleri	117
Çizelge 7.13	Yük empedansı ile NE329S01 transistörünün çıkış empedansı değerleri	118
Çizelge 7.14	Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi	119
Çizelge 7.15	Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi	121
Çizelge 7.16	Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon	

programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	123
Çizelge 7.17 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	125
Çizelge 7.18 Kuvvetlendiricinin Kazanç, Gürültü ve VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	127
Çizelge 7.19 Kuvvetlendiricinin Kazanç, Gürültü ve VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	129
Çizelge 7.20 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	131
Çizelge 7.21 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	133
Çizelge 7.22 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	135
Çizelge 7.23 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	137
Çizelge 7.24 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	139
Çizelge 7.25 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	141
Çizelge 7.26 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	143

ÖNSÖZ

Değişim, tarih boyunca tüm sistemleri kendisine uygun davranmaya zorlamıştır. Bu zorlamaya direnenler, tarih sayfasında birer anı haline gelmişlerdir. Değişimin en hızlı yaşandığı nokta elbette ki bilim olmuştur. Bilim dünyasında kullanılan bilinen klasik modeller, yerlerini tabiattan esinlenerek geliştirilen metodlara bırakmaktadırlar. Doktoraya başlarken değişen ve yenilenen bu metodlara ilgi duyan ve bana yol gösterebilecek bir danışman arıyordum ki Sayın Hocam Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ ile tanıştım. Çalışmamız boyunca her ne zaman yanına gidip “Yeni bir metod buldum !” diyerek kendisine anlatsam her seferinde benden daha heyecanlı ve istekli bir şekilde “o yeni metodu” öğrenmeye çalıştığına şahit oldum.

Bu tezin hazırlanmasında ve çalışmalarım sırasında değerli yardımlarını esirgemeyen gerek moral ve gerekse bilgi açısından bana destek olan sayın Hocam Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ’e, tecrübeleri ve göstermiş olduğu ilgiden dolayı yüksek lisans tez danışmanım sevgili Hocam Prof. Dr. Mustafa MERDAN’a, hazırladığı yüksek lisans tezi ile çalışmamıza ışık tutan sevgili arkadaşım Elektronik ve Haberleşme Y. Müh. İlgar ALİYEV’e, programlama konusunda yardımlarını esirgemeyen Ecir Uğur KÜÇÜKSİLLE, Murat SÜRÜCÜ, Can ÇEVİKBAŞ, İlkay KÖSELİ, Serhat ALTUNÇ, Candaş BİLGİN, Bilgehan BEKAROĞLU ve Umut HINÇAL’a, yapay sinir ağları konusunda tecrübelerini benim ile paylaşan sayın M. Fatih ÇAĞLAR’a ve maddi ve manevi desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen sevgili aileme teşekkürlerimi sunmayı bir borç bilirim.

Bu tez çalışması, oldukça yoğun ve yorucu yılları; ve bir o kadar da tatlı anıları yaşamama neden oldu. Ümit ederim ki, bu çalışma ile bilim dünyasına bir damla dahi olsa katkıda bulunabilmişimdir. Umarım insanlığa bir faydamız dokunmuştur.

İstanbul, 2004

Yavuz CENGİZ

ÖZET

Aktif mikrodalga eleman karakterizasyonu ve geniş bantlı mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımı, haberleşme mühendisliğinin en önemli ilgi alanlarından biri olmaya, günümüzde de devam etmektedir. Özellikle, mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımında, sistem performansını optimize edebilmek amacı ile birçok modern nümerik yöntem kullanılmaktadır. Bu yöntemlerde genellikle, bir çalışma bandı boyunca kazanç (GT) üzerinde yoğunlaşılırken, giriş uyumsuzluğu (V_i), gürültü faktörü (F), çıkış uyumsuzluğu (V_{out}), gibi diğer performans ölçü kriterleri hesaba alınmaz. Diğer taraftan, 'optimizasyon' prosesi, sistemin performans model parametrelerine, yüksek dereceli nonlineer bağımlı bir prosestir. Aslında, bir optimizasyon prosesinde, aktif eleman fiziksel limitleri ve/ya da F, V_i , GT ve band genişliği B performans ölçüleri ara-ilişkileri bilinmeksizin, istenilen F, V_i , GT değerleri, 'referans' değer takımı olarak verilebilir. Fakat, bu (Freq, V_{ireq} , GTreq) üçlünün uyumsuzluğu nedeni ile, optimizasyon prosesi, sık sık başarısızlıkla sonuçlanabilir. Çalışmada, bu handikapları yenmek amacıyla önce kuvvetlendiricide kullanılan aktif elemanın potansiyel performans karakteristikleri elde edilmiş ve bu karakteristikler ile hedef uzayı teşkil edilerek kuvvetlendirici optimizasyonunu gerçekleştirilmiştir.

Bir mikrodalga transistörün potansiyel performans karakteristikleri üç aşamada elde edilebilir: İlk aşamada mikrodalga transistörün işaret ve gürültü parametreleri elemanın çalışma domeninde elde edilir. Çalışma domen; frekans (f), kutuplama parametreleri (VDS, IDS) ve konfigürasyon tipi (CT)'den ibarettir. Bu aşamada işaret ve gürültü parametreleri modellenmesinde yapay sinir ağı ve bulanık mantık sofistike soft modelleme teknikleri kullanılmıştır. İkinci aşama çalışma domeninde uyumlu performans (Freq, V_{ireq} , GTreq) üçlülere ile kaynak (ZSreq) ve yük (ZLreq) sonlandırma fonksiyonlarının elde edilmesidir. Son aşamada mikrodalga kuvvetlendiricisinin tasarımı için transistörün potansiyel performans karakteristikleri oluşturulur.

Kuvvetlendirici optimizasyonu için ilk aşamada potansiyel performans karakteristikleri incelenerek hedef uzayı oluşturulmuştur. Optimizasyonun ikinci aşaması olarak probleme uygun çok amaçlı hata (=amaç) fonksiyonu teşkil edilir. Son aşamasında hata fonksiyonunun hedef uzayı içinde global minimumunu bulmak için algoritma teşkil edilmesidir. Bu çalışmada optimizasyon algoritması olarak genetik algoritma ve başlangıç koşulları rasgele optimize edilmiş Nelder-Mead Simpleks algoritmaları kullanılmıştır.

Son olarak optimizasyon sonucu bulunan devre elemanları ile bütün devre analiz edilmiş ve sonuçlar belli başlı iki profesyonel simülasyon paketi ile karşılaştırılmış ve makul olarak uygun olduğu gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Mikrodalga Kuvvetlendirici, Transduser Güç Kazancı, Giriş VSWR, Gürültü Faktörü, Genetik Algoritma, Simpleks Algoritma, Bulanık Mantık, Yapay Sinir Ağı.

ABSTRACT

Characterisation of active microwave devices and design of the wideband microwave amplifiers are still among the major interests in the communication engineering. Especially, in designing microwave amplifiers, many sophisticated numerical methods are utilised to optimise the system performance. Generally, the optimisation is focused on the transducer power gain (G_T) over the frequency band of operation without controlling the other performance criteria such as the noise (F), the input VSWR (V_i), and the output VSWR (V_o). It should also be mentioned that the optimisation process of the performance is highly nonlinear in terms of the descriptive parameters of the system. Certainly, within the optimisation process, one can easily imbed the desired performance goals without knowing the physical limits and/or compromise relations among F , V_i and G_T and bandwidth B appropriately. But unfortunately, this process, often fails in hitting the desired goals. However, in this work to overcome all these the above-mentioned handicaps firstly the potential performance characteristics of the active element employed in the amplifier are obtained to form the target space of the optimization.

Potential performance characteristics of a microwave transistor can be obtained from the following three major stages: In the first stage, the signal and noise behaviors of the transistor is modeled in the operation domain of the device. The operation domain consists of the frequency f , bias condition V_{DS} , I_{DS} and the configuration type CT. In the modelling of the active device, sophisticated soft computing modelling technics such as neural network and fuzzy logic are used successfully. In the second stage, the compatible (F , V_i , G_T) triplets and the (Z_s , Z_L) termination functions are obtained in the operation domain of the device. In the final stage, the potential performance characteristics of the device are obtained for purpose of the space target to be used in optimization on the system.

In the optimization process of the amplifier, firstly the target space is formed subject to the potential performance of the device and the limits of the technology used in realization. In the second stage a multiobjective error function is chosen subject to the features of the system. Final stage is to choose and program the optimization algorithm to determine the global minimum of the error function within the target space. In this work the two different algorithms called as the genetic and Nelder-Mead Simplex with randomly optimized initial values are utilized in the optimization process.

In the end the complete analysis of the whole system is done using the resulted optimization parameters and the results are compared with the results of the two Professional soft packets and shown that all of them are agreed well.

Key Words: Microwave Amplifier, Transducer Power Gain, Input VSWR, Noise Figure, Genetic Algorithm, Simplex Algorithm, Fuzzy Logic, Artificial Neural Network.

1. GİRİŞ

Aktif mikrodalga eleman karakterizasyonu ve geniş bandlı mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımı, haberleşme mühendisliğinin en önemli ilgi alanlarından biri olmaya, günümüzde de devam etmektedir. Özellikle, mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımında, sistem performansını optimize edebilmek amacı ile birçok modern nümerik yöntem kullanılmaktadır. Bu yöntemlerde genellikle, bir çalışma bandı boyunca kazanç (G_T) üzerinde yoğunlaşılırken, giriş uyumsuzluğu (V_i), gürültü faktörü (F), çıkış uyumsuzluğu (V_{out}), gibi diğer performans ölçü kriterleri, hesaba alınmaz. Diğer taraftan, 'optimizasyon' prosesi, sistemin performans model parametrelerine, yüksek dereceli nonlinear bağımlı bir prosestir. Aslında, bir optimizasyon prosesinde, aktif eleman fiziksel limitleri ve/ya da F , V_i , G_T performans ölçüleri ara-ilişkileri bilinmeksizin, istenilen F , V_i , G_T değerleri, 'referans' değer takımı olarak verilebilir. Fakat, bu (F_{req} , $V_{i req}$, $G_{T req}$) üçlüsünün uyumsuzluğu nedeni ile, optimizasyon prosesi, sık sık başarısızlıkla sonuçlanmaktadır. Bu çalışmanın amacı, bu handikapları yenmektir. Kayıpsız ve resiprok uydurma devreleri ile tek transistorlu bir kuvvetlendiricinin F , V_i , G_T performans bileşenleri, devredeki transistorun performans bileşenlerine eşittir; bu uydurma devrelerinin kayıpsızlık ve resiprosite özelliklerinin direkt sonucudur. Kuvvetlendiricide birden fazla aktif eleman kullanılma durumunda, F ve V_i özellikle ön-kat transistoru (FR II Formülü) ve kazanç (G_T) ise her iki transistor tarafından tayin edilmektedir (Collin, 1992). Bu nedenle, bu çalışmada kuvvetlendirici tasarım prosesi, aktif eleman karakterizasyonuna dayandırılmıştır, ki bu karakterizasyon teorisi $[Z]$ ve $[S]$ -parametreleri ile Güneş (1994) ve Güneş ve Çetiner (1998)'de verilmektedir.

Bu çalışmada, T, Π ve L- tipi uydurma devreleri ile tek transistorlu kuvvetlendirici devreleri ele alınmıştır ve transistorun potansiyel performans karakteristiklerinin ne kadar iyi gerçekleştirilebilir olduğu basit devre yapıları ile araştırılmaktadır. Yöntem daha karmaşık devre yapılarına da uygulanabilir. Buna göre çalışmanın aşamaları aşağıdaki şekilde sıralanabilir:

İlk aşama, V_{DS} , I_{DS} transistor kutuplama koşulları ve B çalışma bandını, uyumlu $F(\omega_i)$, $V_i(\omega_i)$, $G_T(\omega_i)$ üçlüsünü ve $Z_L(\omega_i)$, $Z_s(\omega_i)$, $i = 1, 2, \dots, N$ sonlandırma fonksiyonlarını tayin edebilmek için potansiyel performans karakteristiklerini elde etmek;

İkinci aşama F, V_i ve G_T 'yi kuvvetlendirici devre parametrelerinin - ki bu devre parametrelerini n bir kısmı optimizasyon değişkenleridir-fonksiyonu olarak ifade etmek;

Üçüncü aşama, optimizasyon prosesindeki, optimizasyon vektörünü ve objektif (hata)

fonksiyonunu tespit etmek;

Son aşama, optimizasyon vektörünü ve neticelenen kuvvetlendirici devresini oluşturabilmek için ‘data işleme’ tekniği seçip uygulamaktır.

Çalışmamızda beş ayrı data işleme tekniği kullanılmıştır.

(i) Genetik Algoritma; (ii) Nelder-Mead “Simpleks” Arama Yöntemi; (iii) Rastgele Arama Yöntemi; (iv) Yapay Sinir Ağları; (v) Bulanık Mantık. Bu metodlardan mikrodalga kuvvetlendiricisi optimizasyonunda özellikle Genetik Algoritmaya önem verilmiştir. Simpleks ve rasgele metodlar, kendi aralarında birleştirilerek global minimum iyileştirilmiştir. Bulanık mantık ve yapay sinir ağı teknikleri ise bir mikrodalga transistörünün işaret ve gürültü modellenmesinde kullanılmıştır.

Tez sekiz bölüm ile kaynak ve ekler halinde düzenlenmiştir. Birinci bölüm, giriş bölümü olup geniş bantlı mikrodalga kuvvetlendirici tasarım problemi tanıtılmakta ve öngörülen yaklaşıma temel teşkil edecek gerekçe ve motivasyon verilmektedir. Bu bölümde, kuvvetlendirici tasarım problemi, bir mühendislik optimizasyon problemi olarak ele alınmakta ve “Gerçeklenebilir Tasarım Uzayı” tayini ile data işleme yaklaşımları ana hatları ile özetlenmektedir.

İkinci bölümde kısaca tezde ele alınan problem için belli başlı literatür araştırması yapılmış ve tez çalışması ile ilişkilendirilmiştir.

Üçüncü bölüm, sistem tanıtımına ayrılmıştır. Buna göre sistemdeki temel olan her bir blok ele alınmış; “Karakterizasyon” ve “Performans Ölçü Fonksiyonları” tanımlanarak optimizasyonda kullanılmak üzere sistemin temel bir matematiksel modeli oluşturulmuştur.

Dördüncü bölümde, bir mühendislik optimizasyonun iki temel probleminden birisi olan “Gerçeklenebilir Tasarım Uzayı” tayini mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı problemine uyarlanmış ve çözümü verilmiştir. Bu çerçevede kuvvetlendirici “Tasarım Değişkenleri” tanımlanmış ve “Tasarım Hedef Uzayı” aktif elemanın “Soft” modeli ile devre temelli “Performans Karakterizasyonundan” oluşan “Kara Kutu” ile modellenmiştir.

Beşinci bölüm, kuvvetlendirici “Tasarım Hedef Uzayının” tanımlandığı “Kara Kutunun” ilk

bloğu olan aktif elemanın “Soft” modellemesine ayrılmıştır. İki ayrı “Soft” modelleme tekniği, “Yapay Sinir Ağı” ve “Bulanık Mantık” tanıtılarak tipik bir uygulama yapılmıştır.

Altıncı bölümde önceki bölümlerde tanımlanan kuvvetlendirici tasarım uzayı ve aktif eleman “Soft” modelleme yaklaşımlarının bir optimizasyon problemi olarak formülasyonu ve çok hedefli hata fonksiyonlarının oluşturulması incelenmiştir. Kuvvetlendirici tasarımına yönelik oluşturulan yüksek dereceden nonlinear hata fonksiyonunun çözümlenmesi için kullanılan Gradient ve Sezgisel temelli sayısal algoritmalar incelenmiştir. Özellikle Sezgisel yöntemlerden Genetik Algoritma ayrıntılı olarak ele alınmıştır.

Yedinci bölümde, iki farklı mikrodalga transistorları (NE02135C ve NE329S01) için oluşturulan belirli tasarım uzaylarında, seçilen değişik devre topolojileri ile çok sayıda kuvvetlendirici tasarımları verilmiştir. bu tasarımlarda Genetik Algoritma ve Nelder-Mead Simpleks Algoritmaları data işlemede kullanılmıştır. Ayrıca tasarım sonuçları, profesyonel mikrodalga simülasyon paketlerinin sonuçları ile karşılaştırılarak doğrulanmıştır.

Sekizinci bölüm sonuçlara ayrılmıştır: Çalışmanın bilim dünyasına getirdiği katkılar ile yakın gelecekteki hedefler verilmiştir.

2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

Literatürde bulunan mikrodalga kuvvetlendirici tasarımları ekseriyetle ya kazancın ya da gürültü faktörünün optimizasyonu üzerinde yoğunlaşmıştır. Burada bahsedilebilecek önemli teknolojik çalışmalar şu şekilde özetlenebilir: Hara ve arkadaşları 1988 yılında aktif mikrodalga endüktansı tasarlayıp geniş bantlı MMIC kuvvetlendiricisinde kullanmışlardır. Yine 1988 yılında Yuen ve arkadaşları monolitik tek katlı HEMT Ka bandı düşük gürültülü bir mikrodalga kuvvetlendiricisi üzerinde çalışarak 20-38 GHz arasında 6 dB kazanç ve 26.5-40GHz arası 5dB gürültü faktörünü elde etmişlerdir. Mikrodalga kuvvetlendiricisinin özellikle GaAs/GaAlAs Darlington HBT transistor çifti kullanarak iki kuvvetlendirici varyansını ion implementation tekniği ile Topham ve arkadaşları (1989) gerçekleştirmişlerdir: kuvvetlendiricilerden birisi 8.5dB'lik kazancı 0-5GHz arasında; diğeri 13dB'lik kazancı 0-3GHz arasında -3dB band genişliği ile vermektedir.

Mikrodalga kuvvetlendiricilerinin sadece kazancı veya gürültüsü dışında giriş ve çıkış uyumsuzluğu gibi diğer performans ölçüleri de hesaba katarak aynı anda optimize etmeye yönelik çalışmalarda literatürde yer almaktadır. Bu çalışmalara Perennec ve arkadaşları (1989), güç kazancı ve gerilim duran dalga oranını (VSWR), iki ve üç katlı mikrodalga kuvvetlendiricilerde en küçük kareler metodu ile optimize ederek örnek olmuşlardır. Aynı yıl Cioffi (1989), empedans uydurma metodları ile geniş bantlı dağılmış parametrelili kuvvetlendiricinin 25Ω ve 50Ω 'luk yükler altında kazanç ve giriş yansıma katsayısını Monte Carlo Yield simülasyonu ile 2-20GHz bandında optimize etmiştir. Capponi ve arkadaşları (1991) transistorun saçılma ve gürültü parametreleri yardımıyla buldukları kararlılık dairelerinden elde ettikleri aktif eleman çalışma koşullarında kazanç, gürültü oranını ve giriş yansıma katsayısını da hesaba alarak 9-11GHz frekans bandında kuvvetlendirici tasarlamışlardır. Semli ve arkadaşları (1992), 50MHz-6GHz frekans bandında 6 dB kazanç, 8dB giriş ve 10dB çıkış dönüş kaybı ile köprülenmiş T-Bobin uydurma devreli küçük işaret MMIC kuvvetlendiricisi gerçekleştirmişlerdir. 1995 yılında Tanzi, giriş ve çıkış VSWR sınırlamalarını hesaba katan geniş bantlı düşük gürültülü transistor kuvvetlendirici tasarımı için bir metod teklif etmiş, üç örnek ile bu metodun uygulanabilirliğini göstermiş ve SUPER COMPACT ile devreyi simule etmiştir.

Elektronik devrelerde empedans uyumsuzluğunu yenmek için uydurma devre kullanımı oldukça yaygın olarak bulunmaktadır. Literatürde geniş bantlı mikrodalga kuvvetlendiricileri tasarımı üzerine önemli teorik çalışmalardan birisi şüphesiz ki Reel Frekans Tekniğidir (Yarman, B.,S. ve Carlin, H., 1982). 1990 yılında Jung, reel frekans tekniğini kullanarak LC

merdiven tipi uydurma devreleri ile kuvvetlendirici tasarımını garanti edilmiş stabilite ile sınırlandırılmamış optimizasyon için formülöze etmiş ve 8-12 GHz frekans bandında 11.3 ± 0.4 dB kazancını gerçekleştirmiştir. Kerherve (1998) reel frekans tekniğini kayıplı jonksiyonları ile kaskad transmisyon hatlarından oluşan uydurma devrelerine sahip, düşük gürültülü bir mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımına uygulamış ve gerçekleştirmiştir. Reel frekans tekniği, 2001 yılında dağılmış ve toplu parametrelili karışık elemanlı uydurma devrelerine Aksan, A ve Yarman B.,S. tarafından genişletilmiştir. Ayrıca Yarman ve arkadaşları pasif tek kapılı elemanların Darlington eşdeğerlikleri için empedans temelli bir metod ortaya koymuşlardır (2001). Uydurma devre tasarımı ile ilgili yapılan çalışmalardan; Marin ve arkadaşları (1991) ticari 50Ω mikrodalga modüler mikrodalga kuvvetlendiriciler ile pin fotodetektörler arasına empedans uydurmak için yüksek empedanslı transmisyon hatlarından faydalanmışlar ve 0-7GHz bandında düşük gürültülü bir devre elde etmişlerdir. Bu konu üzerine çalışan Itoh (1994) sabit ve paralel direnç devrelerinden oluşan kayıplı uydurma devreleri ile 4-25GHz arası kazancı 8.3 ± 8 dB olan 0.5 W bir güç kuvvetlendiricisi tasarlamıştır.

Yine bilgisayar teknolojisindeki gelişmelere bağlı olarak “Soft Hesaplama” yöntemleri mikrodalga mühendisliğinde kendisine yer edinmiştir. Vai ve arkadaşları (1990) monolitik dağılmış parametrelili kuvvetlendiricinin kazanç ve duran dalga oranını (VSWR) soft hesaplama yöntemlerinden simulated annealing metodu ile optimize etmiştir. 1994 yılında Günel ve Yazgan düşük gürültülü, geniş bandlı bir mikrodalga kuvvetlendirici tasarımında kontrollü rasgele arama metodu ile adaptif kompleks optimizasyon metodunu hibrit olarak kullanmışlardır. Bu sayede çalışma frekans bölgesinde düz bir kazancı, düşük gürültü faktörünü, kuvvetlendirici kararlılığını ve kayıp faktörünü reaktif elemanlardan oluşan uydurma devresi ile elde etmişlerdir.

Soft hesaplama yöntemlerinden birisi olan ve bu çalışmanın bel kemiğini oluşturan genetik algoritma optimizasyon metodunu mikrodalga uygulamalarında görmek mümkündür. Fakat mikrodalga kuvvetlendirici tasarımında genetik algoritmanın kullanımına çok az rastlanılmıştır. Düzlemsel ve dalga klavuzları ile mikrodalga kuvvetlendiricisini genetik algoritma ile optimizasyonunu Peik ve arkadaşları (1997) gerçekleştirmişlerdir. Genetik algoritma ile yapılan diğer çalışmalar şu şekilde sıralanabilir: Wang ve arkadaşları (1999) genetik algoritma ile DC besleme endüktansını ve 900MHz üzeri frekanslarda çalışan E sınıfı kuvvetlendiricilerin transistorlarının parazitik kapasitelerinin neden olduğu nonlinear paralel kapasiteleri analiz etmişlerdir. Cusick ve arkadaşları (1998) ve Lezekiel ve arkadaşları (1999)

optik mikrodalga filtre tasarlamışlardır. Vai ve arkadaşları (1999) genetik algoritma tarafından elde ettikleri verileri yapay sinir ağları ile eğitip mikrodalga sistemlerinde besleme hattının yansıma katsayısını empedans uygunlaştırarak modellemişlerdir.

Çalışmanın temelini oluşturan ve aktif elemanın giriş yansıması, gürültü ve yapının çalışma parametreleri, konfigürasyon tipi, çalışma koşulları V_{DS} , I_{DS} ve çalışma frekansına bağlı olarak $Z_S(\omega)$ ve $Z_L(\omega)$ sonlandırmaları ile potansiyel kazanç karakteristiklerini elde eden çalışmayı Güneş ve arkadaşları (2002) gerçekleştirmişleridir. Bu çalışma ile $Z_S(\omega)$ ve $Z_L(\omega)$ empedans veri modelleme teknikleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Literatürdeki eleman modelleme, iki temele dayandırılmaktadır: (i) Genellikle küçük işaret performansı çalışmaları, gürültü performansı çalışmalarından ayrılmıştır. Bu konudaki yayınlar ya sadece küçük işaret modeli ya da mevcut küçük işaret eşdeğer devrelerine dayandırılmış ve eleman gürültü özellikleriyle ilişkilendirilmemiş gürültü davranışı yaklaşımlarıdır. Sadece Hu ve arkadaşları (1993) ve Roux ve arkadaşları (1995)'de bu davranışlar klasik bir eşdeğer devrede birleştirilmişlerdir. (ii) Bir tümleşik mikrodalga elemanı ve paketlenmesini karakterize etmenin standart yaklaşımı her bir bileşeni elektriksel ölçmelerle uyum içinde olacak şekilde bir eşdeğer devreyle modellemektir. Böyle bir yaklaşımın, paketlemenin, elemanın paketlenildiği durumdaki toplam elektriksel özelliklerine katkısını doğru olarak modellemediği Bridge ve arkadaşları (1992) tarafından gösterilmiştir.

Ayrıca klasik eşdeğer devre eleman değerlerini bulmakta kullanılan optimizasyon temelli çıkarım teknikleri, tek çözüm takımı yerine bir çok alternatif çözüm takımları üretirler. Kısımlara ayırarak ölçme yöntemi Curtice ve Camisa (1984) ve otomatik dekompozisyon tekniğiyle Kondoh (1986) bir kısım gelişmelere rağmen, başlangıç değerinden kaynaklanan belirsizlik hala mevcuttur.

Yayınlanan modellere göre Güneş ve arkadaşları (1996) ölçme sonuçları ile daha iyi bir uyum sergileyen, mikrodalga transistörün hem işaret hem gürültü özellikleri bir YSA modelinde birleştirilmiştir. Fizik-temelli FET modeller gibi hassas modeller kullanma trendi optimizasyon sonuçları ile ilişkilendirilmesi talep edildiğinde göz korkutucu işlemler ile karşı karşıya gelinmektedir. Bu tip modellerin standart optimizasyon ve istatistiksel yaklaşımlarda kullanımı hesaplama açısından çok yoğun bir işlemdir. Bundan dolayı devre simülatörünün her adımında fizik-temelli denklemlerin çözülmesi presedürü hesaba katılmalıdır. Bu tip var olan optimizasyon metodları off-line tipi hesaplamalardan esinlenerek geliştirilmiştir. Tasarımcıların katalogtaki, hatta devre topolojilerinde modifikasyonlar yapıldıktan sonra

devreyi yeniden optimize etme gereksinimi duymaları durumu interaktif tasarıma uygun değildir. Bu problemlerin üstesinden gelebilmek için, iki tip yaklaşımın çok boyutlu polinomlar yaklaşımı Barby ve arkadaşları (1988), Biernacki ve arkadaşları (1989) ve look-up tablosu yaklaşımının Meijer (1990) tarafından uygulandığı çalışmaların yerine Güneş ve arkadaşları (1996)'in önerdiği YSA modeli yaklaşımı eleman modellemeye, devre optimizasyonuna ve istatistiksel tasarımda uygulanmaya yine bu tez çalışması ile başlanmıştır. Bizim önerdiğimiz Bulanık Mantık (Cengiz ve arkadaşları 2003) modeli, aktif eleman performans data yapraklarında kullanılmıştır. Yapay sinir ağı ile mikrodalga kuvvetlendirici tasarımında Goasguen ve arkadaşları (2000) FDTD ile hibrid bir çalışma gerçekleştirmiştir. Bu sayede bir mikrodalga kuvvetlendiricisinin büyük işaret global modellemesini yapmıştır. Bu konuda yine aynı yıl Males-Ilic ve arkadaşları (2000), MMDS uygulaması için tek katlı bir kuvvetlendiricideki transistorun gürültü parametrelerini yapay sinir ağları ile modellemişler ve bu modellenen transistor ile 11.7-12.5 GHz arası bir mikrodalga kuvvetlendirici tasarlamışlardır.

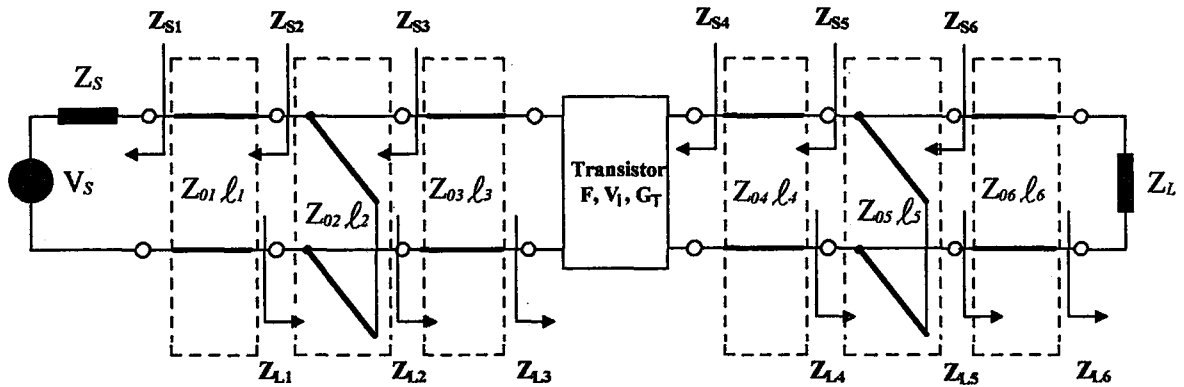
3. SİSTEM TANITIMI

3.1 “T”, “II” ve “L” Uydurma Devreleri ile Tek Transistorlu Temel Kuvvetlendirici Devreleri

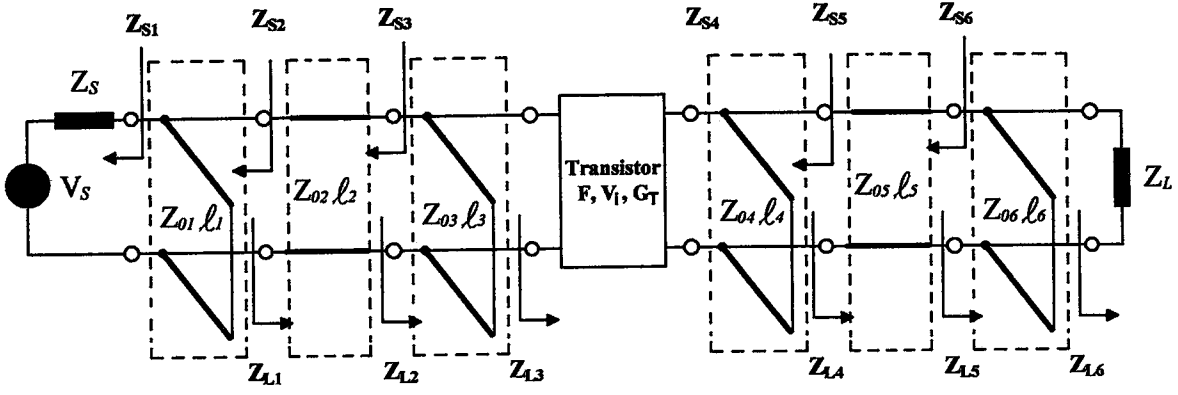
Bu çalışmada uydurma devreleri fiziksel uzunluk ℓ ve karakteristik empedans Z_0 parametreleri ile karakterize edilebilen seri ve paralel pozisyonunda iki transmisyon hat parçasının “T”, “II” ve “L” biçimlerinde konfigür edilmesi ile oluşturulmuştur. Böylece literatürde yaygın biçimde kullanılan devre konfigürasyonları, çalışmamızdaki uydurma devrelerinde de seçilmiştir.

Bu tezde ele alınan mikrodalga kuvvetlendirici devreleri iki-kapılı diyagramları Şekil 3.1-3.8’de verilmiştir ve her birinin giriş ve çıkışında sırasıyla aşağıdaki uydurma devreleri kullanılmıştır:

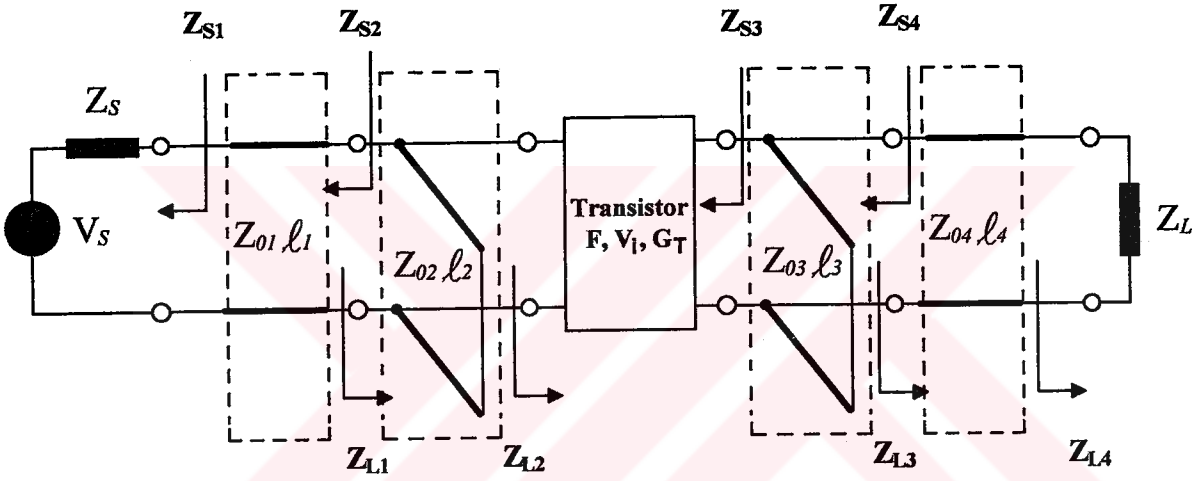
- 1: “T” tipi uydurma devreleri
- 2: “II” tipi uydurma devreleri
- 3: “L” tipi seri+ paralel uydurma devreleri
- 4: “L” tipi paralel+seri uydurma devreleri
- 5: Giriş “T” tipi çıkış “L” tipi seri+ paralel uydurma devreleri
- 6: Giriş “II” tipi çıkış “L” tipi seri+ paralel uydurma devreleri
- 7: Giriş “T” tipi çıkış “L” tipi paralel+seri uydurma devreleri
- 8: Giriş “II” tipi çıkış “L” tipi paralel+seri uydurma devreleri



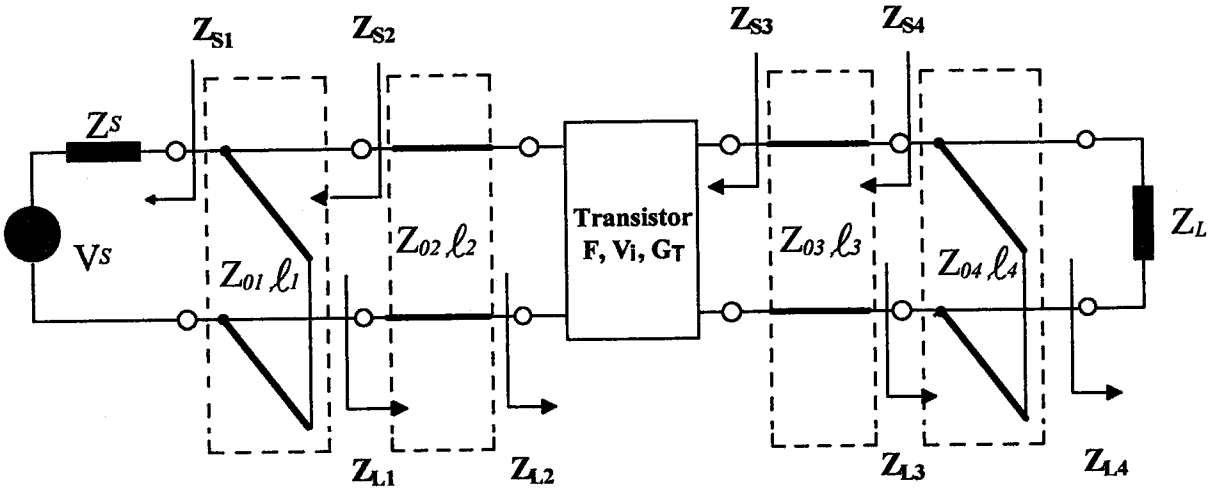
Şekil 3.1 T- tipi uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici



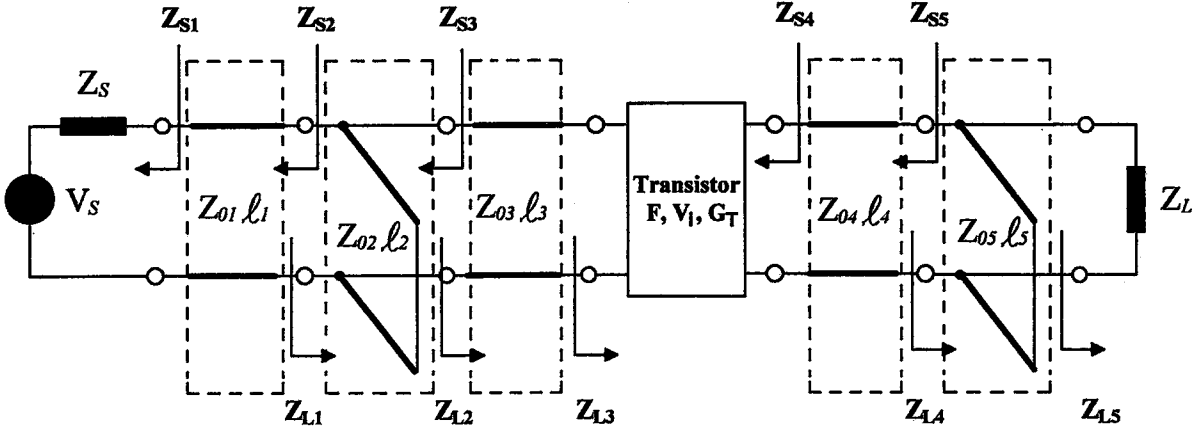
Şekil 3.2 Π - tipi uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici



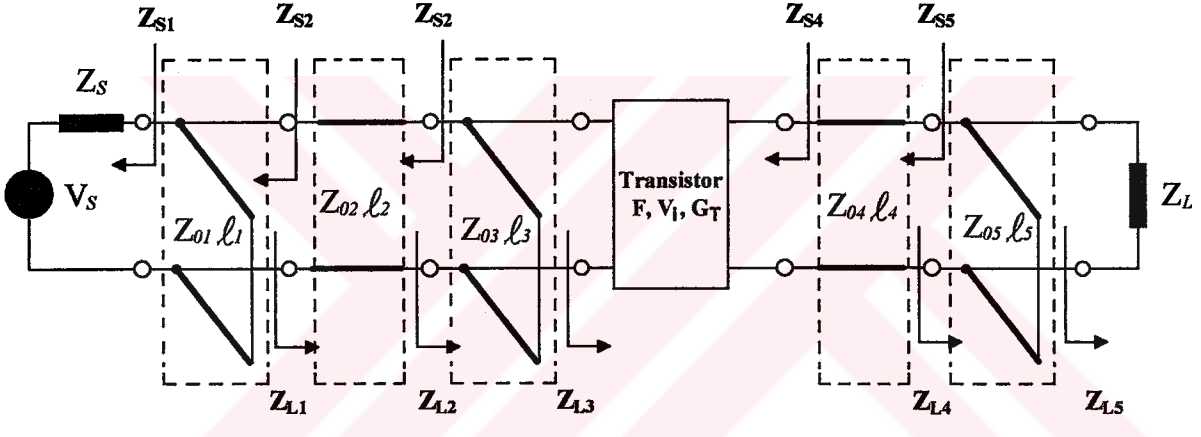
Şekil 3.3 L- tipi (seri + paralel) uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici



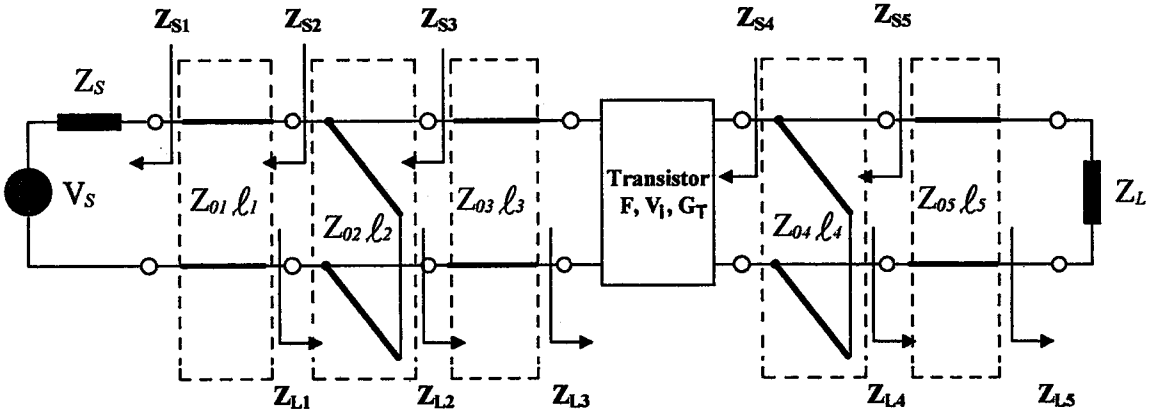
Şekil 3.4 L- tipi (paralel + seri) uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici



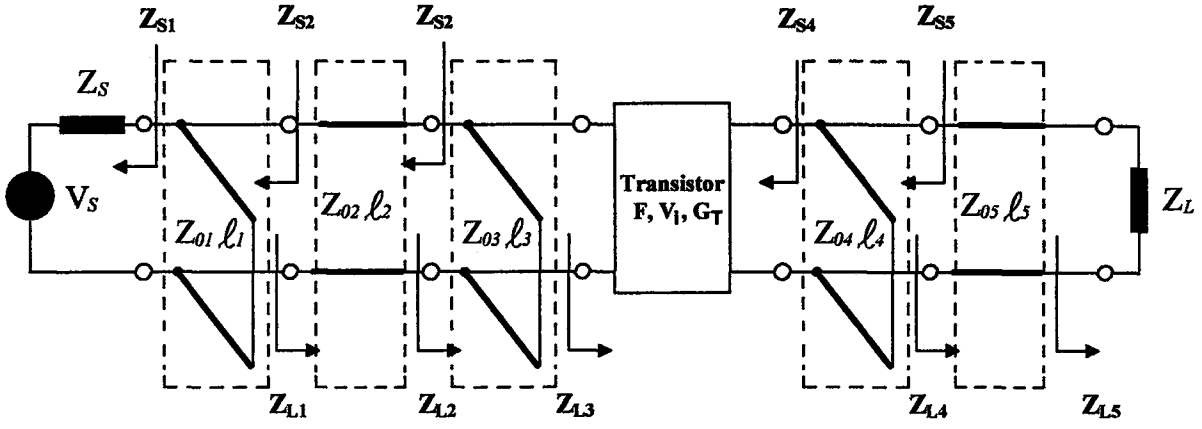
Şekil 3.5 Giriş “T” tipi çıkış “L” tipi (seri+ paralel) uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici



Şekil 3.6 Giriş “T” tipi çıkış “L” tipi (seri+ paralel) uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici



Şekil 3.7 Giriş “T” tipi çıkış “L” tipi (paralel + seri) uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici



Şekil 3.8 Giriş “T” tipi çıkış “L” tipi (paralel + seri) uydurma devreli tek transistörli kuvvetlendirici

3.2 Temel Uydurma İki-Kapılıları

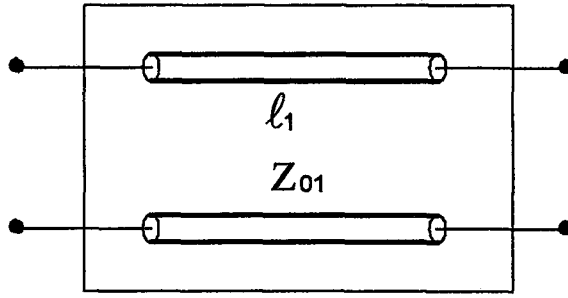
Her bir temel uydurma elemanı dağılmış parametrelili kayıpsız ve resiprok olup, Z_0 karakteristik empedansı ve fiziksel uzunluk ℓ parametreleri ile karakterize edilecektir. Buna göre iki tip temel transmisyon hat iki-kapılısı kullanılmıştır:

- 1: Seri transmisyon hat iki-kapılısı
- 2: Paralel transmisyon hat iki-kapılısı

3.2.1 Seri Transmisyon Hat İki-Kapılısı

Seri transmisyon hat iki kapılısı, Şekli 3.9’da verilmiş olup zincir parametreleri aşağıdadır (Collins).

$$\begin{bmatrix} \cos(\beta \ell) & jZ_0 \sin(\beta \ell) \\ \frac{j \sin(\beta \ell)}{Z_0} & \cos(\beta \ell) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

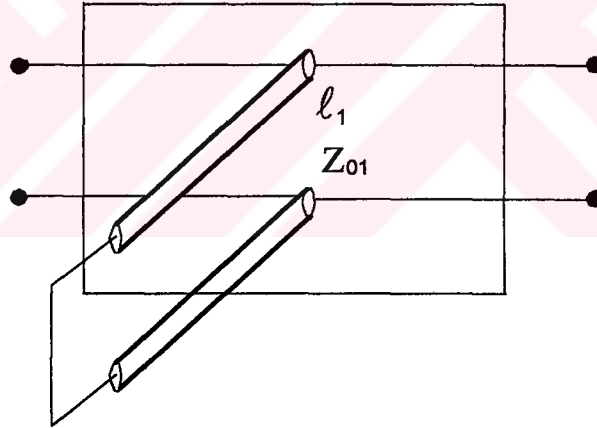


Şekil 3.9 Seri transmisyon hat iki-kapılısı

3.2.2 Paralel Transmisyon Hat İki-Kapılısı

Paralel transmisyon hat iki kapılısı, Şekli 3.10’da verilmiş olup zincir parametreleri aşağıdadır (Collins).

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{j}{Z_0 \tan(\beta \ell)} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$



Şekil 3.10 Paralel transmisyon hat iki-kapılısı

3.3 Uydurma Devreleri

3.3.1 “T” Devresi

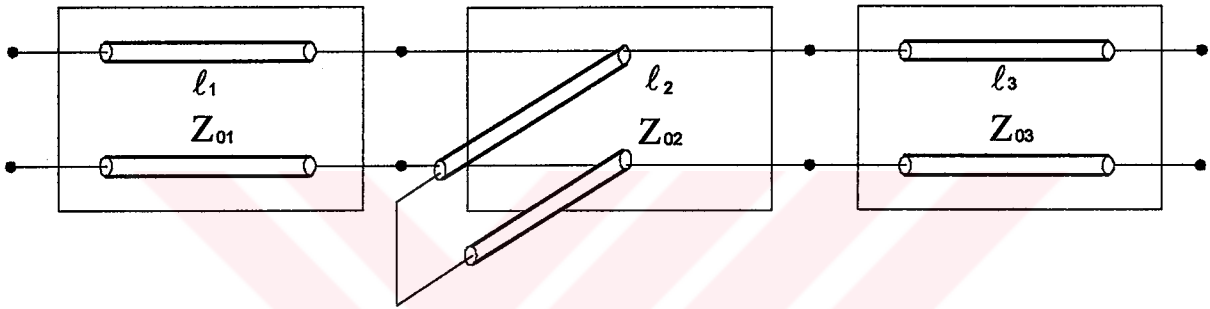
“T” devresi seri, paralel, seri hat iki-kapılılarının kaskad bağlanması sonucu oluşturulduğundan devrenin [ABCD] matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Şekil 3.11):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} x \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} x \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} \quad (3.3)$$

(3.1) ve (3.2) nolu formülleri (3.3) eşitliğinde yerine konularak eleman parametreleri cinsinden “T” devresi zincir parametreleri,

$$[ABCD]_T = \begin{bmatrix} \cos(\beta \ell_1) \cdot \cos(\beta \ell_3) & 0 \\ \frac{j \cdot \sin(\beta \ell_1) \cdot \sin(\beta \ell_3)}{\tan(\beta \ell_2) \cdot Z_{01} Z_{02} Z_{03}} & \cos(\beta \ell_1) \cdot \cos(\beta \ell_3) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

olarak bulunabilir.



Şekil 3.11 “T” tipi uydurma devresi

3.3.2 “Π” Devresi

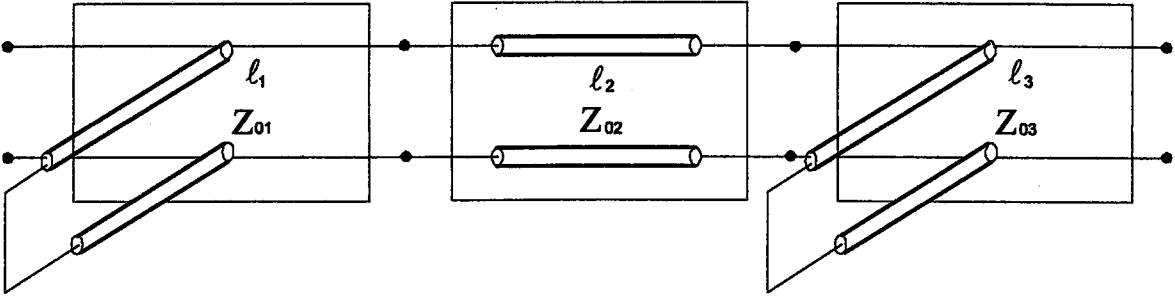
“Π” devresi paralel, seri, paralel hat iki-kapılılarının kaskad bağlanması sonucu oluşturulduğundan devrenin [ABCD] matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Şekil 3.12):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\Pi} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} x \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} x \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} \quad (3.5)$$

(3.1) ve (3.2) nolu formülleri (3.5) eşitliğinde yerine konularak eleman parametreleri cinsinden “Π” devresi zincir parametreleri,

$$[ABCD]_{\Pi} = \begin{bmatrix} \cos(\beta \ell_2) & 0 \\ -\frac{j \cdot \sin(\beta \ell_2)}{\tan(\beta \ell_1) \cdot \tan(\beta \ell_3) Z_{01} Z_{02} Z_{03}} & \cos(\beta \ell_2) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

olarak bulunabilir.



Şekil 3.12 “TT” tipi uydurma devresi

3.3.3 Paralel + Seri “L” Devresi

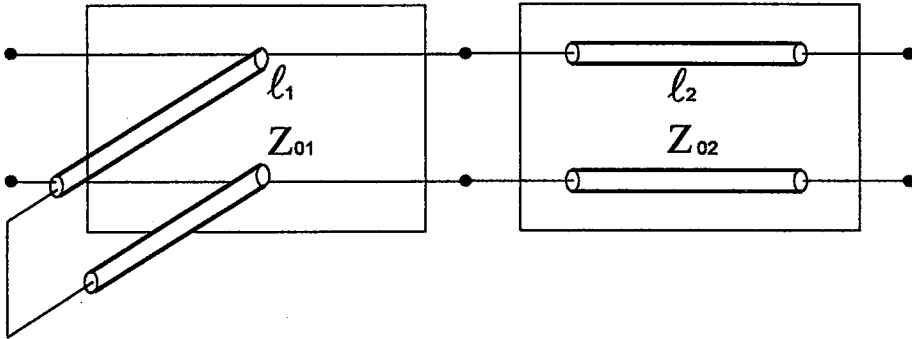
Paralel+seri “L” devresi, sırasıyla paralel ve seri transmisyon hat iki-kapılılarının kaskad bağlanmaları sonucu olduğundan devrenin $[ABCD]$ matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Şekil 3.13):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_L = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} \quad (3.7)$$

(3.1) ve (3.2) nolu formülleri (3.7) eşitliğinde yerine konularak eleman parametreleri cinsinden “L” devresi zincir parametreleri,

$$[ABCD]_L = \begin{bmatrix} \cos(\beta \ell_2) & 0 \\ \frac{\sin(\beta \ell_2)}{\tan(\beta \ell_1) Z_{01} Z_{02}} & \cos(\beta \ell_2) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

olarak bulunur.



Şekil 3.13 Paralel + Seri “L” uydurma devresi

3.3.4 Seri + Paralel “L” Devresi

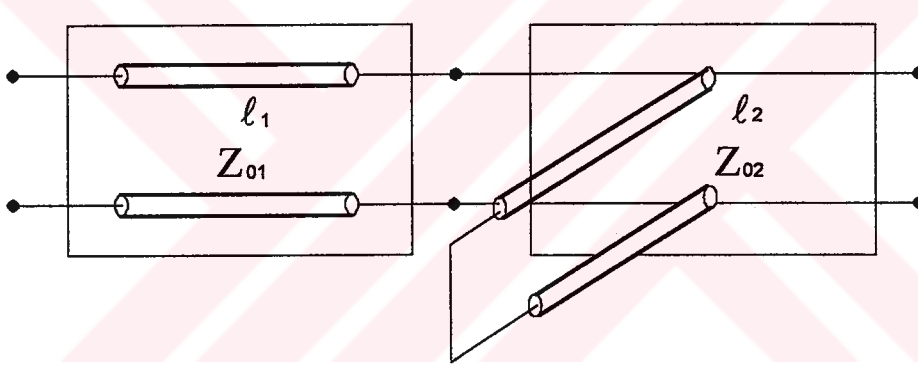
Paralel + seri “L” devresi, sırasıyla paralel ve seri transmisyon hat iki-kapılılarının kaskad bağlanmaları sonucu oluştuğundan devrenin $[ABCD]$ matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Şekil 3.14):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} \quad (3.9)$$

(3.1) ve (3.2) nolu formülleri (3.9) eşitliğinde yerine konularak eleman parametreleri cinsinden “L” devresi zincir parametreleri,

$$[ABCD]_L = \begin{bmatrix} \cos(\beta \ell_1) & 0 \\ \frac{\sin(\beta \ell_1)}{\tan(\beta \ell_2) Z_{01} Z_{02}} & \cos(\beta \ell_1) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

olarak bulunur.



Şekil 3.14 Seri + Paralel transmisyon hattı

3.4 Aktif Eleman Karakterizasyonu ve Performans Ölçü Fonksiyonları

3.4.1 Transistor İşaret ve Gürültü Davranışı

Aktif eleman olarak transistor kullanılmıştır. Bir mikrodalga transistorunun küçük-ışaret ve gürültü davranışı, genellikle saçılma $[S]$ ve gürültü $[N]$ parametreleri ile karakterize edilen bir iki-kapılı ile modellenilebilir. $[S]$ ve $[N]$ parametreleri üretici firma tarafından transistor ün konfigürasyon tipi CT, kutuplama koşulları V_{DS} ve I_{DS} ve çalışma frekansı f ’den oluşan çalışma uzayının sonlu sayıda noktalarındaki ölçümler sonucu “Data Yaprakları” halinde verilmektedir. “Soft Hesaplama” teknikleri ile $[S]$ ve $[N]$ parametreleri, bütün çalışma uzayına

genişletilmelidir. Bu tezde transistor ın soft modellenmesinde “Yapay Sinir Ağı” ve “Bulanık Mantık” teknikleri kullanılmıştır. Gelecek bölümlerde bu teknikler ayrıntılı verilecektir.

Transistoru ölçüm sonucu doğrudan karakterize eden [S] ve [N] parametreleri kullanılan devre konfigürasyonuna bağlı olarak uygun diğer tip karakterizasyon parametrelerine dönüştürülebilir. Örneğin bu çalışmada, transistor performans karakterizasyonu için [S] ve [N], [Z] (açık devre) parametrelerine, kaskad bağlı bir kuvvetlendirici devre analizi ve sentezi için de ABCD ya da Dalga-Transmisyon parametrelerine dönüştürülmüştür. Buna göre, şekil 3.15’teki transistor iki-kapılısı için V-I denklemleri matrisiyel formda aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Ayrıca transistorın sonlandırılma denklemleri

$$V_2 = -I_2 Z_L, \quad V_1 = V_s - I_1 Z_s, \quad (3.12)$$

ve Z_i giriş ve Z_o çıkış empedansları da

$$\begin{aligned} Z_i &= \frac{V_1}{I_1} = z_{11} - \frac{z_{12} z_{21}}{z_{22} + Z_L}, \\ Z_o &= \frac{V_2}{I_2} = z_{22} - \frac{z_{12} z_{21}}{z_{11} + Z_s} \end{aligned} \quad (3.13)$$

şeklinde ifade edilebilir.

3.4.2 Transistor Performans Ölçü Fonksiyonları

Bir transistor iki-kapılı performansı genellikle üç temel fonksiyon ile ölçülebilir: Transduser Güç Kazancı G_T , Gürültü faktörü F ve Giriş VSWR fonksiyonu V_i ‘dir. Bu fonksiyonlar transistor [Z] parametreleri, kaynak ve yük sonlandırmaları cinsinden aşağıdaki şekilde ifade edilebilir (Collins):

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} \quad (3.14)$$

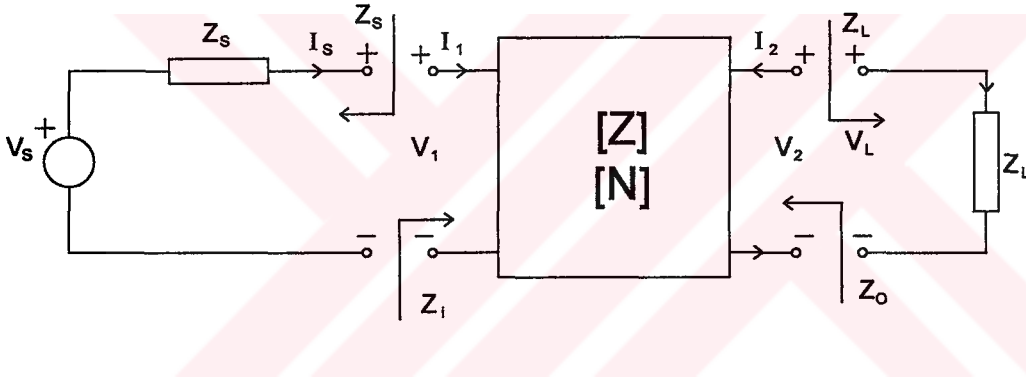
$$G_T \{R_s, X_s, R_L, X_L\} = \frac{4R_s R_L |Z_{21}|^2}{|(z_{11} + Z_s)(z_{22} + Z_L) - z_{12} z_{21}|^2}$$

$$F = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} = F\{R_s, X_s\} = F_{\min} + \frac{R_N}{|Z_{opt}|^2} \frac{|Z_s - Z_{opt}|^2}{R_s} \quad (3.15)$$

$$\text{Giriş VSWR} = V_i \{R_s, X_s, R_L, X_L\} = \frac{1 + |\rho_i|^2}{1 - |\rho_i|^2}, \rho_i = \frac{Z_s - Z_i^*}{Z_s + Z_i} \quad (3.16)$$

Ayrıca, burada kaynak Z_s ve yük Z_L pasif sonlandırmaları transistörün kararlı çalışmasını sağlayacak şekilde tayin edilmelidir:

$$\text{Re}\{Z_i\} \geq 0, \text{ ve } \text{Re}\{Z_o\} \geq 0 \quad (3.17)$$



Şekil 3.15 Mikrodalga transistörün iki-kapılı modeli

Tayin edilmiş Z_s ve Z_L sonlandırmaları, transistörlü kuvvetlendiricide verilen kaynak Z_g ve alıcı Z_r sonlandırmalarından sırası ile giriş ve çıkış uydurma devreleri ile elde edilirler. Bir kuvvetlendirici devresinde kullanılan uydurma devreleri aynı zamanda kayıpsız olmalı ve transistör için talep edilen çalışma bandını karşılamalıdır. Bu çalışmada uydurma devrelerinde kayıpsız ve resiprok dağılmış parametrelili elemanlar -transmisyon hat parçaları- kullanılmıştır. Sonuç olarak kuvvetlendiricinin performansını tamamiyle aktif eleman tayin ettiği söylenilebilir.

4. MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİSİ GERÇEKLENEBİLİR TASARIM UZAYI

4.1 Mikrodalga Kuvvetlendiricisi Optimizasyonunun İki Temel Problemi

Bir mühendislik optimizasyon probleminde genellikle iki temel problem ile karşılaşılır:

- i) “Gerçeklenebilir Tasarım Değişkenleri ve Hedefleri” cinsinden “Gerçeklenebilir Tasarım Uzayı”nın tayini;
- ii) Optimizasyonu yöneten Hata (Amaç) fonksiyonunun “Gerçeklenebilir Tasarım Uzayı” içinde yer alan “Global Minimumu”nun tayini.

Bu çalışmadaki mikrodalga kuvvetlendiricisi optimizasyonunda “Tasarım Değişkenleri Uzayı”, uydurma devrelerinde kullanılan hat fiziksel uzunluk ve karakteristik empedanslarıdır ve $\Theta = [\ell_1 \ell_2 \ell_3 \ell_4 \ell_5 \ell_6 Z_{01} Z_{02} Z_{03} Z_{04} Z_{05} Z_{06}]^t$ tasarım (optimizasyon) değişken vektörü şeklinde ifade edilebilir.

Bu çalışmada “Tasarım Hedef Uzayı” olarak transduser güç kazancı G_T , gürültü faktörü F ve giriş VSWR V_i bileşenlerinden oluşmuştur ve sonucunda çok hedefli bir optimizasyon prosedürü kullanılmaktadır.

Problemde söz konusu olan “Gerçeklenebilir Tasarım” uzayı için “Tasarım Değişkenleri”;

- i) Transistorun hedef çalışma bandı B ,
- ii) Devrenin gerçekleştirileceği teknolojinin alt ve üst sınırlamaları ele alınarak belirlenebilir.

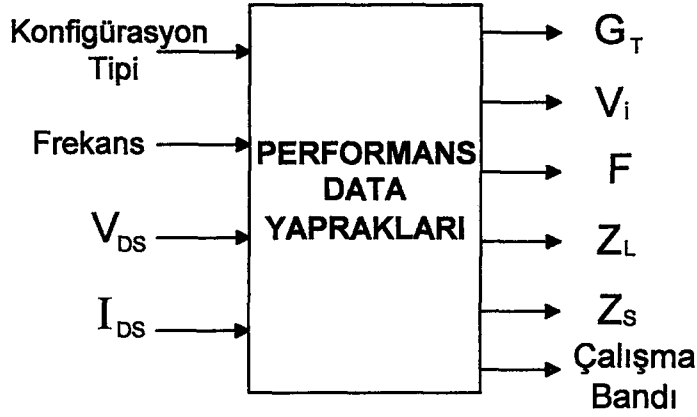
Bu çalışmada “Tasarım Hedef” alt-uzayı;

- i) Transistor “Performans Karakterizasyonu” (Güneş, 1994) teorisi uygulanması sonucu, $(C_T, V_{DS}, I_{DS}$ ve f) çalışma domeninde elde edilen uyumlu (F, V_i, G_T) üçlüleri,
- ii) (Z_S, Z_L) sonlandırmaları kullanılarak tayin edilmektedir.

Çok-Hedefli optimizasyon amaç fonksiyonları ve gerçeklenebilir tasarım uzayındaki “Global Minimum” tayinleri 6. Bölümde ayrıntılı verilmektedir.

4.2 Gerçeklenebilir Tasarım Hedef Uzayı Tayini: Performans Data Yaprakları

Bir mikrodalga transistor kuvvetlendiricisi için “Gerçeklenebilir Tasarım Hedef Uzayı”, aktif elemanın “Performans Data Yaprakları” olarak isimlendirilebilecek aşağıdaki “Kara Kutu” modeli ile elde edilebilir:

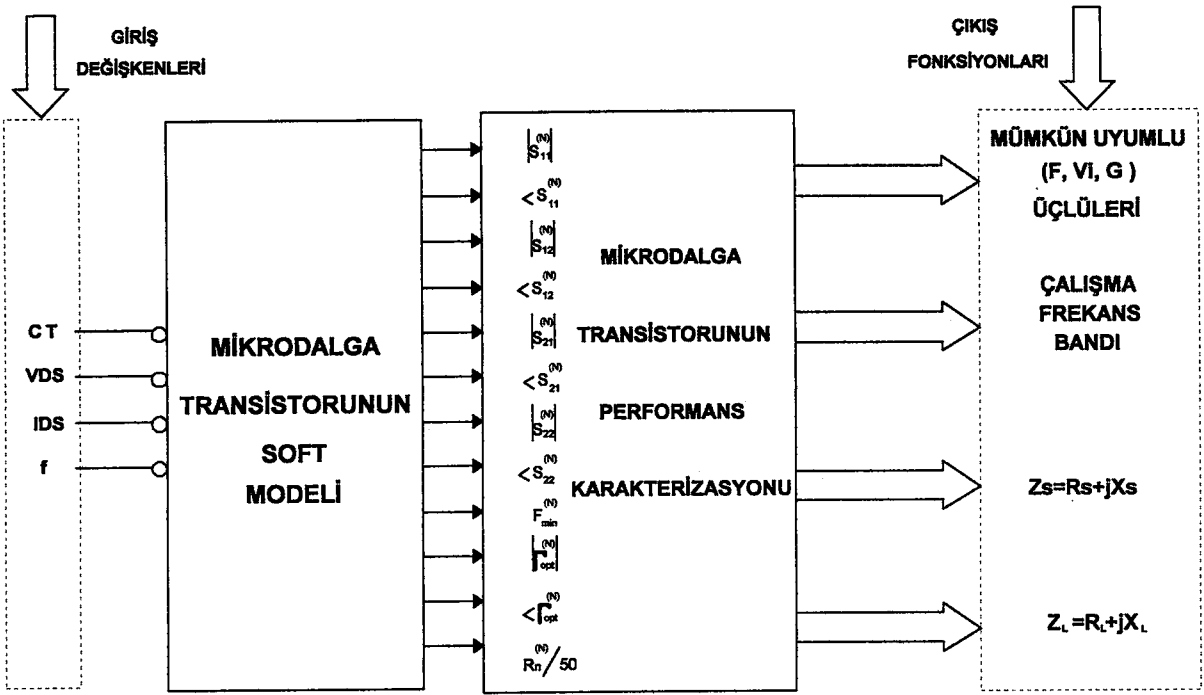


Şekil 4.1 Mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarım uzayı “Kara-Kutu” modeli

Bu “Kara Kutu”, iki alt bloktan oluşturulabilir:

- i) Transistorun “Soft Modeli”,
- ii) “Performans Karakterizasyonu Teorisi”

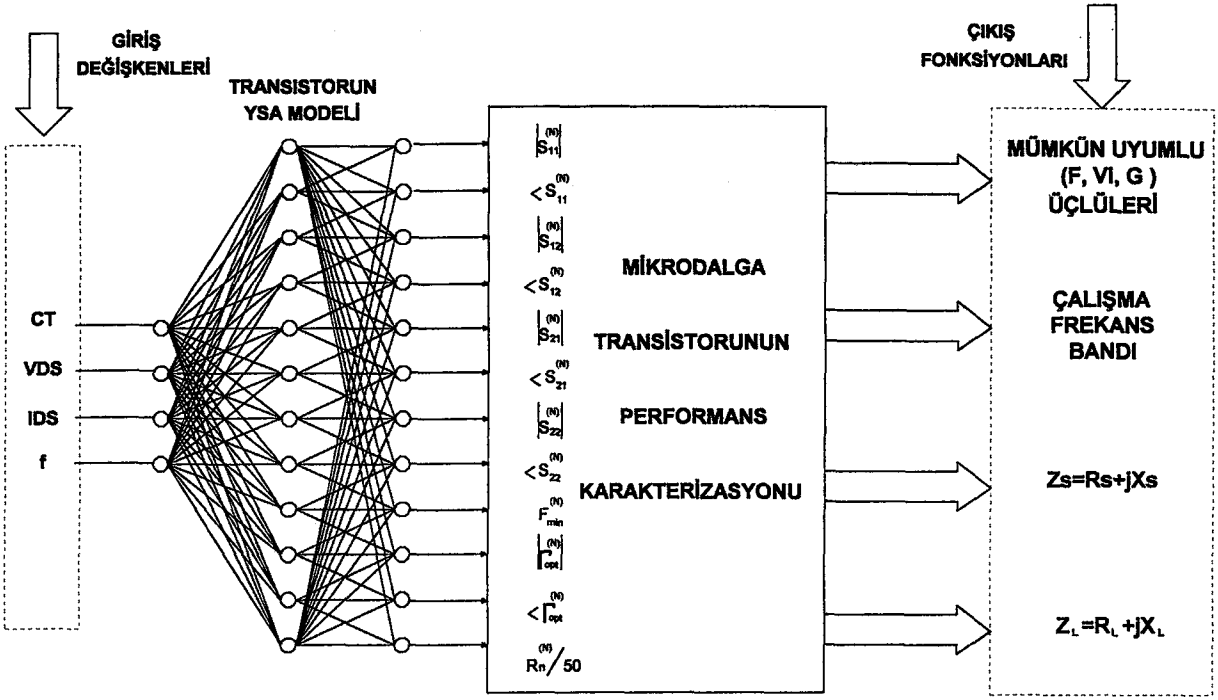
İlk blok, transistorun işaret ve gürültü davranışını çalışma uzayının her noktasında tanımlamak fonksiyonunu görür ve “Yapay Sinir Ağı” ve “Bulanık Mantık” gibi soft hesaplama yöntemleri ile gerçekleştirilmiştir ve ayrıntıları 5. Bölümde verilmektedir.



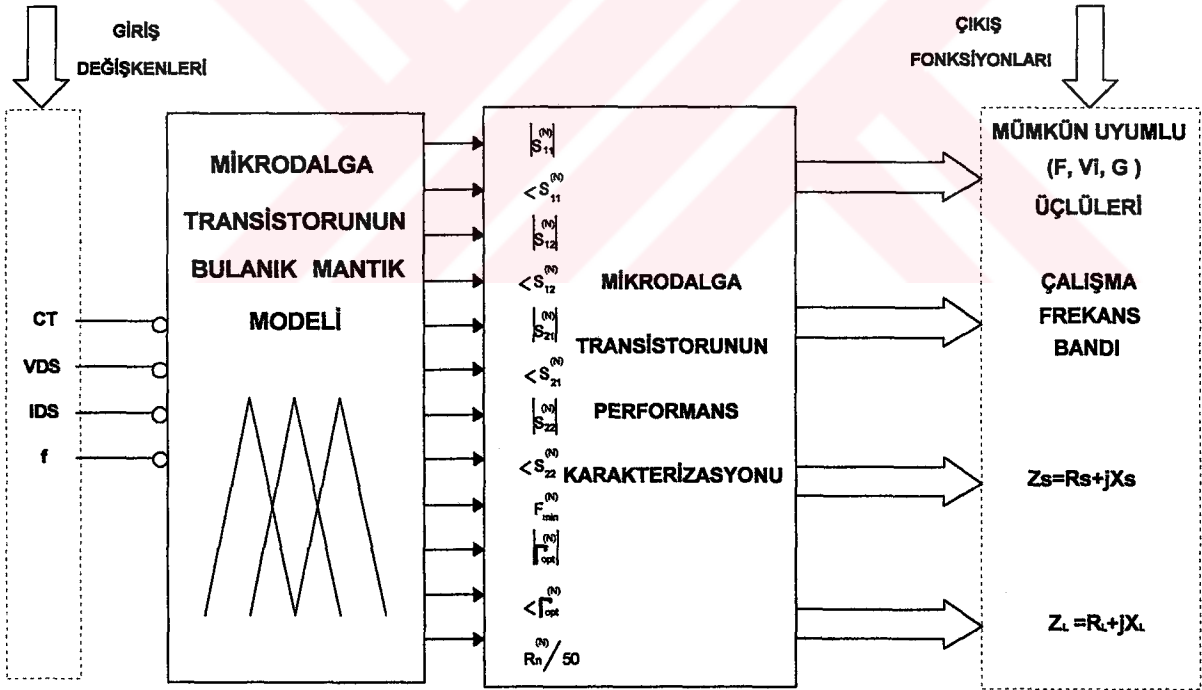
Şekil 4.2 Mikrodalga transistörü için “Performans Data Yaprakları”nın blok diyagramı

Kullanılan “Soft Hesaplama Yöntemine” göre çalışmada iki tip “Performans Data Yaprakları” bloğu kullanılmıştır:

- Yapay Sinir Ağı ile Performans Data Yaprakları (Şekil 4.3);
- Bulanık Mantık ile Performans Data Yaprakları (Şekil 4.4);



Şekil 4.3 “Performans Data Yaprakları”nın “Yapay Sinir Ağı” blok diyagramı (Güneş, 2003)



Şekil 4.4 “Performans Data Yaprakları”nın bulanık mantık blok diyagramı

Burada aktif eleman “Performans Karakterizasyonu” bloğu fonksiyonu bir sonraki alt-bölümde verilmektedir.

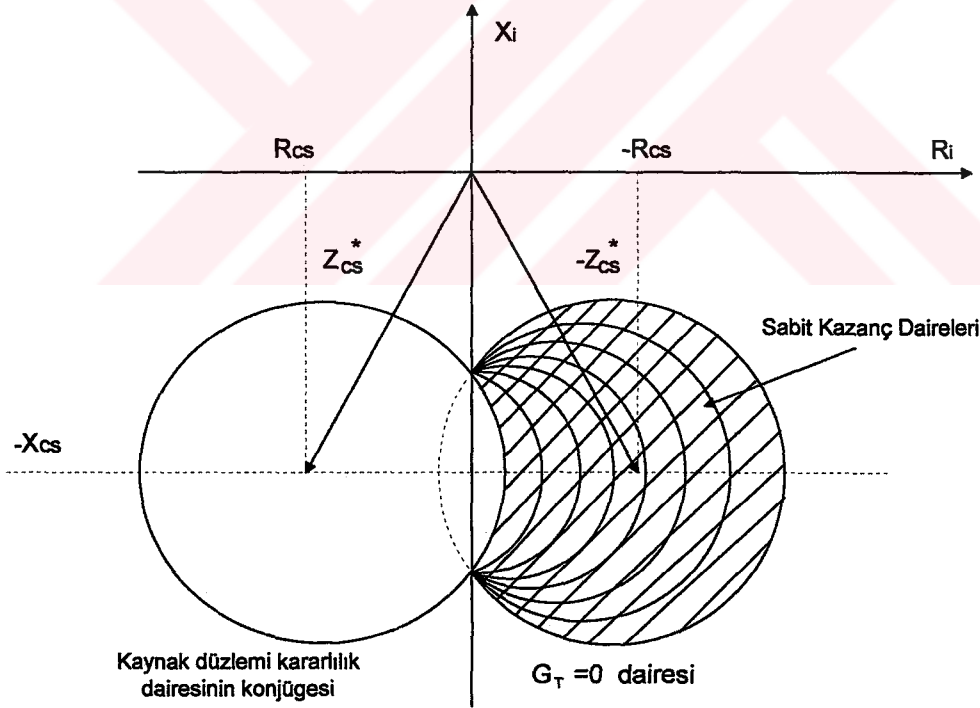
4.3 Transistor Performans Karakterizasyonu

3.14-3.16 ile verilen transistor performans ölçü fonksiyonlarını eş zamanlı gerçekleyen (F, V_i, G_T) ve (Z_S, Z_L) fiziksel çözümleridir (Güneş, 1994, 1998, 2002). Fiziksel gerçekleştirilebilirlik koşulları aşağıda verilmiştir:

$$F_{req} \geq F_{min}, V_{ireq} \geq 1, G_{Tmin} \leq G_{Treq} \leq G_{Tmax} \quad (4.1)$$

Z_{Sreq} ve Z_{Lreq} sonlandırmaları transistoru “Kararlı Çalışma Bölgesi”ndeki pasif sonlandırmalardan seçilmelidir (Şekil 4.5):

$$\begin{aligned} \Re\{Z_{sreq}\} &\geq 0, \quad \Re\{Z_{Lreq}\} \geq 0 \\ \Re\{Z_{in}\} &= \Re\left\{z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22} + Z_{Lreq}}\right\} > 0, \\ \Re\{Z_{out}\} &= \Re\left\{z_{22} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{11} + Z_{sreq}}\right\} > 0 \end{aligned} \quad (4.2)$$



Şekil 4.5 Giriş empedans düzleminde koşullu kararlı halde bir V_{ireq} ile sınırlandırılmış kazanç daireleri (Güneş, 1994)

Transistor performans karakterizasyonu kuvvetlendirici tasarımı için bir $B=f_1-f_2$ çalışma bandında, aşağıdaki uyumlu (F, V_i, G_T) üçlülerini ve (Z_S, Z_L) sonlandırmalarını çıktı olarak

vermektedir:

$$(F_{\text{req}}, V_{i \text{ req}}, G_{T \text{ max}}) \Leftrightarrow Z_{S \text{ max}} = R_{S \text{ max}} + j X_{S \text{ max}}, \quad (4.3)$$

$$Z_{L \text{ max}} = R_{L \text{ max}} + j X_{L \text{ max}}; \quad (4.4)$$

$$(F_{\text{req}}, V_{i \text{ req}}, G_{T \text{ min}}) \Leftrightarrow Z_{S \text{ min}} = R_{S \text{ min}} + j X_{S \text{ min}}, \quad (4.5)$$

$$Z_{L \text{ min}} = R_{L \text{ min}} + j X_{L \text{ min}}; \quad (4.6)$$

$$(F_{\text{req}}, V_{i \text{ req}}, G_{T \text{ req}}) \Leftrightarrow Z_{S \text{ req}} = R_{S \text{ req}} + j X_{S \text{ req}}, \quad (4.7)$$

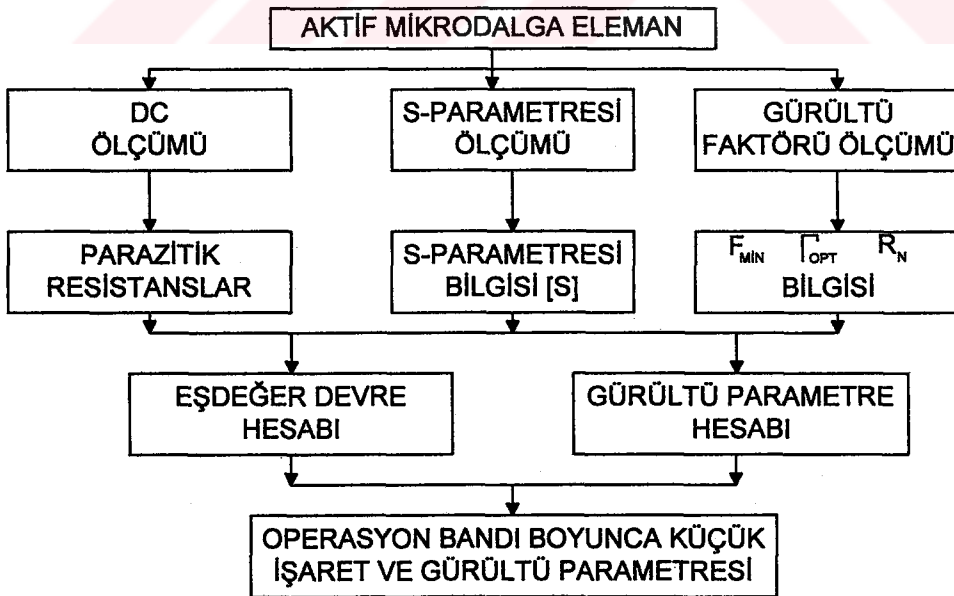
$$Z_{L \text{ req}} = R_{L \text{ req}} + j X_{L \text{ req}}. \quad (4.8)$$

5. AKTİF MİKRODALGA ELEMANININ SOFT MODELLEMESİ

Çalışmanın bu aşamasında mikrodalga transistorlarının küçük işaret ve gürültü performansının modellenmesi için yeni bir yöntem teklif edilmektedir. İşaret ve gürültü parametreleri “Yapay Sinir Ağları” ve “Bulanık Mantık” eşdeğeri tarafından hesaplanan bir kara kutu ile modellenmiştir. Eşdeğer bulanık mantık modeli, optimizasyon sırasında eleman fiziği denklemlerini gerektirmez.

Bir mikrodalga transistorunun kutuplama noktası civarındaki küçük işaret ve gürültüye karşı olan davranışları çalışma bandı boyunca sırasıyla saçılma parametreleri S_{11} , S_{21} , S_{12} , S_{22} ve gürültü parametreleri F_{min} , Γ_{opt} ve R_N ile belirlenebilir. S ve gürültü parametrelerinin her ikisi de frekansa, kutuplama noktasına, konfigürasyon tipine ve elemanın fiziksel özelliklerine bağlıdır. S parametreleri, elemanın sinyal güç kazançları ve giriş çıkış kapı uyumsuzluk kayıplarını belirlerken, gürültü parametreleri de elemanın giriş çıkış arasındaki sinyal/gürültü oranını tayin eder.

Şekil 5.1’de görüldüğü gibi küçük işaret model parametreleri ve gürültü parametrelerinin belirlenebilmesi için küçük işaret modelleme bilgisi gerekmektedir. Çünkü her iki parametre seti de elemanın fiziksel ve geometrik parametrelerine bağlıdır. Bu sebepten dolayı eşdeğer devrenin elemanları, hem küçük işaret hem de gürültü parametrelerinden yararlanılarak belirlenmelidir.



Şekil 5.1 Aktif Mikrodalga elemanlarının küçük –işaret ve gürültü performans parametrelerinin hesaplanması için genel prosedür (Torpi, 1995).

Klasik modelleme açısından küçük işaret gürültü eşdeğer devreleri, öz ve dış devre olmak üzere iki kısımda incelenir. Bir MESFET'e ait eşdeğer devre düşünüldüğünde en önemli dış devre parametreleri, yarıiletken yongayı dışarı ile bağlantısını sağlayan bağlantı telleri nedeniyle oluşan parazitik endüktans ve dirençlerdir. Dört ana iç (öz) parametre de, giriş kapasitesi C_{gs} , geçiş iletkenliği g_m , çıkış iletkenliği g_{ds} ve geri besleme kapasitesi C_{gd} 'dir. Bunlara ilave olarak öz devrenin elektriksel davranışını belirlemek için R_i öz direnci ve geçitten taşıyıcıların geçmesi için zamana karşılık düşen τ geçiş iletkenliği gecikmesi sabiti olmak üzere iki parametreye daha ihtiyaç duyulur. Bu şekilde ayrıntılı modellemekten amaç, ölçülmüş değerler ile hesaplanan değerler arasında mümkün olan en iyi uyumu yakalayabilmektir. Bu fiziksel yaklaşımın sık sık karşılaşılan iki önemli sakıncası vardır. Birincisi; eşdeğer devre parametrelerinin seçilen elemanın elektriksel davranışının tek çözümü olmaması, ikincisi ideal olmayan etkilerin yeterince doğru modellenememesinden kaynaklanır. İkinci sakınca, küçük ölçme hatalarına göz yumulması durumunda bile mükemmel olmayan bir uyuma neden olabilir.

Bilgisayar simülasyonu Tümlşik Devre tasarımında en önemli basamaklardan birisidir. Tümlşik devrelerin analiz ve tasarımının doğruluğu, devre elemanlarının bilgisayar simülasyonunun doğruluğu kadar olacağından, yeterli doğrulukta modelleme Tümlşik Devre tasarımında gerekli bir faktördür. Alçak frekanslarda göreceli basit olan pasif elemanları karakterize edilmesi bile mikrodalga frekans bölgesinde zor olabilir. Çok sayıda parametre seti ve aralarındaki karmaşık ilişkileriyle yüksek dereceli nonlinear modellerle karakterize edilebilen yarıiletken elemanlar halinde ise, parametrelerin uygun seçimi çok önemli bir iştir. Gerçekte yetersiz bir uygulama, simülasyon sonuçlarını önemli ölçüde bozabilir. Eleman nonlinearlikleri nedeniyle, genellikle bu model parametreleri doğrudan ölçümlerle belirlenemez.

Bir mikrodalga transistorunun küçük-işaret performansı, bilindiği gibi belli bir konfigürasyonda (CT) kutuplama koşulu (V_{DS} , I_{DS}) ve operasyon frekansı f civarındaki Δf bandı için R , L , C ve bağımlı kaynak elemanlarının kullanıldığı bir "Eşdeğer Devre" ile temsil edilerek hesaplanır. Eşdeğer devredeki eleman değerleri (CT, V_{DS} , I_{DS} , f) çalışma koşullarındaki "İşaret" ve "Gürültü" parametrelerine karşılık düşer.

Son yıllarda geliştirilmiş "Soft" bilgisayar hesaplama yöntemleri ile Transistor Eşdeğer Devresinin Δf çalışma bandı, transistorun çalışma bandı B' 'ye genişletilmiştir (Hu ve arkadaşları, 1993), (Lin ve arkadaşları, 1994), (Roux ve arkadaşları, 1995), (Shirakawa ve

arkadaşları, 1995). Bu çalışmaların temeli eşdeğer devre eleman değerlerinin “Data” olarak verilen İşaret – Y-, S- – ve Gürültü N parametrelerini hedef değerler alıp, optimize etmektir. Son yıllarda mikrodalga transistörü için geliştirilen “Data” temelli alternatif bir modelleme de “Kara-kutu” modellemesidir. Bu modellemede, aktif elemanın çalışma koşulları CT , V_{DS} , I_{DS} , f birer giriş değişkeni olarak ele alınmış, buna karşın kara-kutuda kullanılan bir “Soft” bilgisayar yöntemi ile hesaplama çıkışları da “İşaret” ve “Gürültü” parametreleridir. Bir mikrodalga transistörü için işaret parametreleri genellikle Saçılma parametreleri S- olup, gürültü parametreleri N- ile belli bir CT , V_{DS} , I_{DS} seti için ω -domeninde birer vektör ile ifade edilebilir:

$$\begin{bmatrix} S^{(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |S_{11}|^{(k)} \varphi_{11}^{(k)} |S_{12}|^{(k)} \varphi_{12}^{(k)} |S_{21}|^{(k)} \varphi_{21}^{(k)} |S_{22}|^{(k)} \varphi_{22}^{(k)} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$\begin{bmatrix} N^{(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{\min}^{(k)} & |\Gamma_{\min}|^{(k)} \varphi_{\min}^{(k)} & R_N^{(k)} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

(5.1) ve (5.2) de verilen bütün parametreler mikrodalga elektroniğinde iyi bilinmektedir. Ayrıca

“Data” da örnekleme (CT , V_{DS} , I_{DS}) seti için ω -domeninde,

$$\begin{bmatrix} f_1: & S^{(1)} & N^{(1)} \\ f_2: & S^{(2)} & N^{(2)} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ f_N: & S^{(N)} & N^{(N)} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

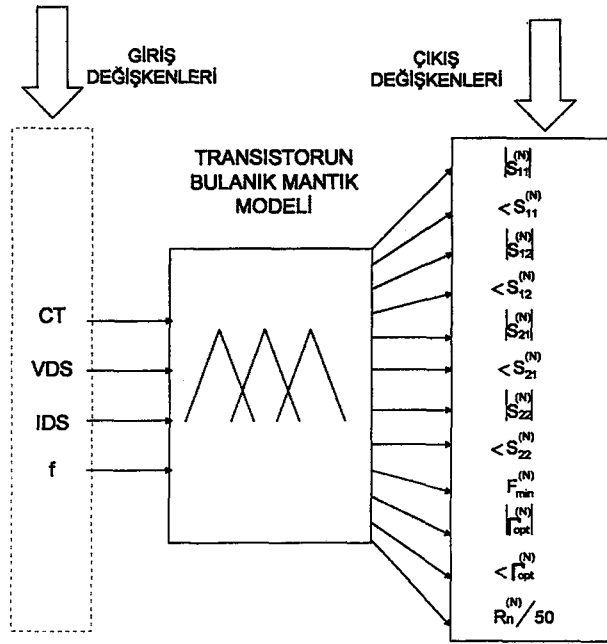
şeklinde ifade edilebilir; burada $f_1, f_2 \dots f_N$ örnekleme frekanslarıdır ve $S^{(k)}, N^{(k)}$ sırasıyla (5.1) ve (5.2) ile verilmiştir.

Kara-kutuda, (Güneş ve Gürgeç, 1996) ve (Güneş ve Torpi, 1998)’de “Soft” bilgisayar hesaplama yöntemi olarak “Yapay Sinir Ağı” yöntemi kullanılmış ve 8 saçılma ve 4 gürültü parametresi operasyon domeninde, “İyi” bir yaklaşıklıkla fonksiyonize edilerek transistörün “Çok-Boyutlu İşaret-Gürültü Yapay Sinir Ağı” modeli oluşturulmuştur. Bu model daha sonra mikrodalga kuvvetlendiricisi optimizasyonunda, “Yapay Sinir Ağı ile Performans Data Sayfaları” oluşturulmasında kullanılmıştır (Güneş ve Cengiz, 2003).

5.1 Bulanık Mantık Sistemi ve Aktif Eleman Modellemesinde Kullanılması

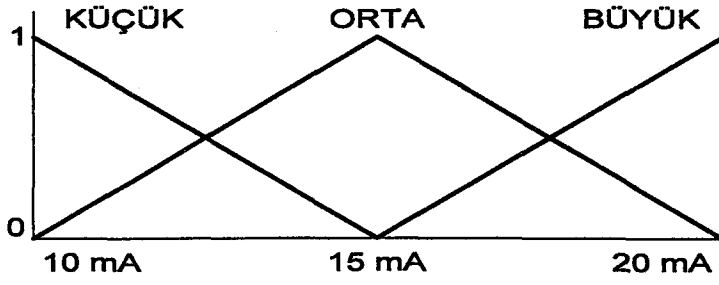
Bilindiği gibi “Bulanık Mantık” teorisi, Lütü A. Zadeh’in 1965 yılında yayınladığı klasik makalesi (Zadeh, 1965) ile tanıtılmasından sonra sadece 2 olasılığı – 1;0 – olan Aristo mantığının yerine kullanılmaya başlanmış ve bir çok ilginç uygulamalar yapılmıştır. “Bulanık Mantık” uygulamasında, giriş değişkenleri ilk aşamada “Bulanıklaştırıcı” tarafından “Bulanık” sayılara dönüştürülür. Daha sonra bu bulanık sayılar “Kural Atama Tablosu” tarafından denetim işaretindeki değişimi temsil eden bulanık sayıyı belirlemek amacıyla kullanılırlar ve “Bulanık Karar Verme” işlemi sonucunda bir sayı elde edilir. Son aşamada ise, denetim işaretindeki değişimi temsil eden bulanık sayı “Durulaştırıcı” tarafından gerçel sayıya dönüştürülür ki uygulamamızda bu işaret ya da gürültü parametrelerinden birine karşı düşürülmüştür. Bu çalışmada ayrıca, “Bulanık Mantık Teorisi” ile transistor modellenmesi bir mikrodalga transistoruna uygulanmış işaret ve gürültü parametre değişimleri hedef değerleriyle birlikte grafikler halinde verilmiştir.

Bulanık mantık tabanlı bir denetleyici genel olarak üç kısımdan oluşur. Bunlar sırasıyla; *bulanıklaştırıcı*, *kural atama tablosu* ve *durulaştırıcıdır*. Bulanık denetleyiciye gönderilen ve gerçek değerlere sahip olan iki giriş işareti (frekans ve I_{DS}), ilk aşamada *bulanıklaştırıcı* tarafından bulanık sayılara dönüştürülür. Daha sonra bu bulanık sayılar *kural atama tablosu* tarafından denetim işaretindeki değişimi temsil eden bulanık sayıyı belirlemek amacıyla kullanılırlar ve *bulanık karar verme* işlemi sonucunda bir sayı elde edilir. Son aşamada ise, denetim işaretindeki değişimi temsil eden bulanık sayı *durulaştırıcı* tarafından gerçel sayıya dönüştürülür ve denetim işaretinin bir önceki değerine eklenerek yeni denetim işareti belirlenir.

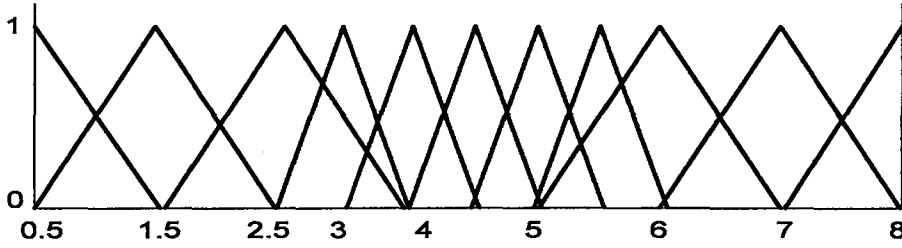


Şekil 5.2 Mikrodalga transistorunun bulanık mantık modeli

Durulaştırma ve kuralların uygulanması sırasında her bir bulanık sayı grubunda farklı adetlerde bulanık küme kullanılarak bulanık değişkenler sözel olarak temsil edilmişlerdir. Bulanık işlemlerin yapılıp bulanık kararların verildiği birimin temel elemanları bulanık kurallardır. Bu bulanık kurallar eldeki bulanık verilerden yeni bulanık sonuçlara varılmasını sağlarlar. Kullanılan bulanık kurallardan örnek bir tanesi (5.4)'de verilmektedir. Herhangi bir örnekleme anında elde edilen frekans ve I_{DS} 'nin gerçek değerleri, bulanık kümelerde sahip oldukları üyelik derecelerine bağlı olarak bulanık sayılara dönüştürülürler. Dönüştürme işlemi *bulanıklaştırıcı* tarafından yapılır. Frekans ve I_{DS} hangi bulanık kümede sıfırdan farklı üyelik derecesine sahipse o kümenin ya da kümelerin temsil ettiği sözel terimler ile ifade edilirler. Eğer I_{DS} Küçük (K) kümesinde sıfırdan farklı bir üyelik derecesine sahip ise, I_{DS} için, I_{DS} küçüktür = I_{DS} K'dır ifadesi kullanılır. Benzer ifadeler frekans için de geçerlidir. Frekans ve I_{DS} 'nin kümelerde üyelik derecesine sahip olma durumları göz önüne alınarak kurallar elde edilmiştir. Bu kurallar aslında frekans ve I_{DS} 'nin bulanık kümelerdeki üyelik durumlarına göre S ve Gürültü parametrelerinin hangi bulanık kümede üyeliğe sahip olması gerektiğini göstermektedir.



Şekil 5.3 I_{DS} giriş üyelik fonksiyonu



Şekil 5.4 Frekans giriş üyelik fonksiyonu

Kural tablosunda verilen kurallar sözel olarak,

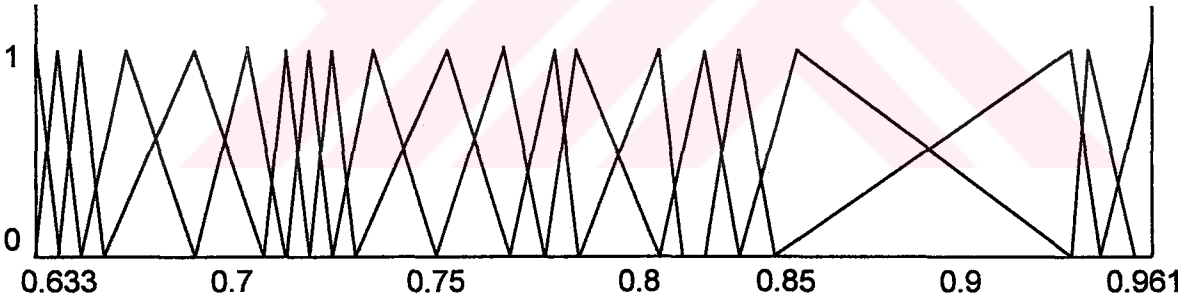
IF Frekans $\equiv$ CA AND $I_{DS} \equiv$ O THEN S_{11} Mag $\equiv$ CF AND S_{11} Aç₁ $\equiv$ C AND

S_{12} Mag $\equiv$ CA AND S_{12} Aç₁ $\equiv$ CF.....

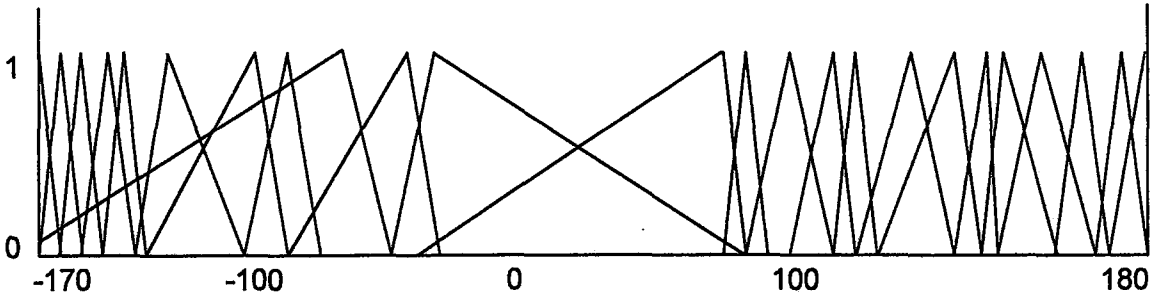
(5.4)

şeklinde ifade edilir. Bu, kurallardan sadece bir tanesidir. Yukarıdaki sözel ifadelerden anlaşılacağı gibi, her bir kural, frekans ve I_{DS} 'yi temsil eden bulanık küme kesişimleri ile İşaret ve Gürültü parametrelerini temsil eden bulanık küme arasındaki bulanık ilişkiyi tanımlamaktadır. Bütün kurallar işlenip, her bir kurala ilişkin bulanık sonuç elde edildikten sonra bu sonuçlar durulaştırılarak istenilen gerçek sonuç belirlenir. Durulaştırma işlemi bulanık denetleyicinin *durulaştırma* biriminde gerçekleştirilir (Altaş, 1999). Çalışmada “Yükseklik Yöntemi” olarak isimlendirilen “En Büyük Üyelik İlkesi” metodu ile durulaştırılma metodu kullanılmıştır (Cengiz, 2003). Üretici firma tarafından verilen katalog bilgilerinde transistörün 16 ayrı frekans değeri için S ve Gürültü parametreleri verilmiş olmasına karşın, yapılan bulanık mantık modellemesinde sadece 11 ayrı frekans değeri tanıtılmıştır. Tanımlanmayan noktalarda elde edilen sonuçların gerçek değerler ile ne ölçüde uyduğu araştırılarak modellemenin başarısı incelenmiştir.

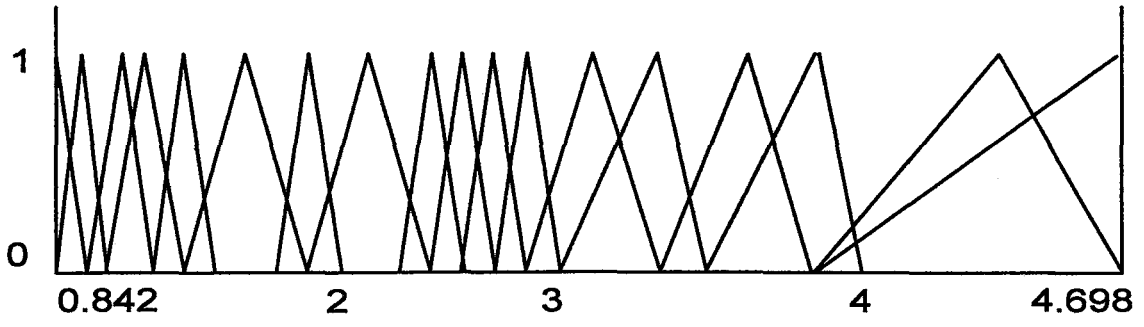
Çalışmada 8 İşaret ve 4 Gürültü parametresinden ibaret 12 çıkış fonksiyonu ve 4 çalışma domeni değişkeni (CT, V_{DS} , I_{DS} , f) karşı düşmek üzere 16 üyelik fonksiyonu tanımlanması gerekmektedir. Bizim çalışmamız için 12 çıkış fonksiyonu, I_{DS} ve f olmak üzere 2 çalışma domeni değişkenine karşı gelen 14 üyelik fonksiyonu kullanılmıştır. Üyelik fonksiyonları, üyelik düzleminde üçgen biçiminde seçilmiştir. Üyelik düzlemi ise düşey eksen 0 ile 1 arasındaki “üyelik” derecesi ile, yatay eksen ise minimum ve maksimum değerleri arasında ölçeklenen problem büyüklüğünden oluşmaktadır. Çalışmada her bir üyelik fonksiyonunun maksimum üyelik derecesi 1’e karşı gelen değeri, eğitim datası ile çıkışacak şekilde seçilmiştir. Böylece eğitim datasına karşı gelen üyelik fonksiyonlarından oluşturulan bir konfigürasyon Bulanık Mantık Sistemine girdi olarak verilmiştir. Bu sistemin başarısı, test datası ile kontrol edilmektedir. Buna göre Bulanık Mantık Sistemi, test datasından minimum hata ile sonuçlanacak şekilde üyelik fonksiyonlarının “üçgen taban” genişlikleri ayarlanarak optimum hale getirilmiştir. Literatürde bu ayarlama için Yapay Sinir Ağları ve Genetik gibi farklı algoritmalar kullanılmasına karşın çalışmada, en basit seçenek “deneme yanılma” yöntemi uygulanmıştır. Gerçekleştirilen Bulanık Mantık Sistemi modelleme ile elde edilen sonuçlar ile hedef değerler arasındaki farkın % 5 in altında olması, modellemenin başarısını göstermiştir (Şekil 5.69).



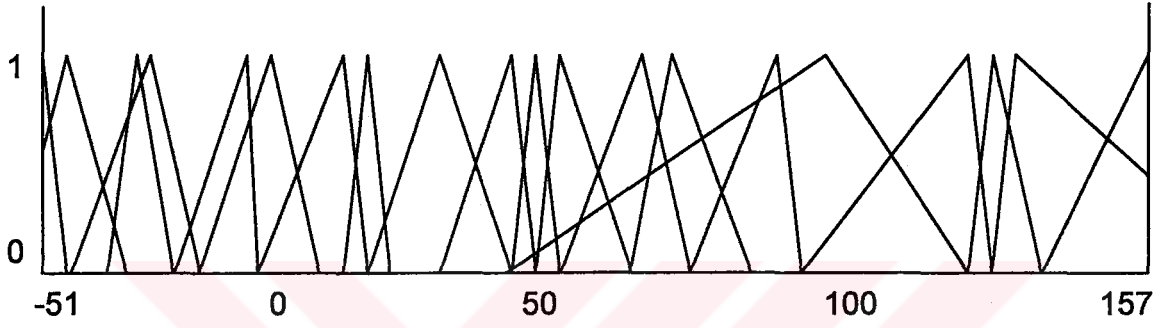
Şekil 5.5 S_{11} Mag çıkış üyelik fonksiyonu



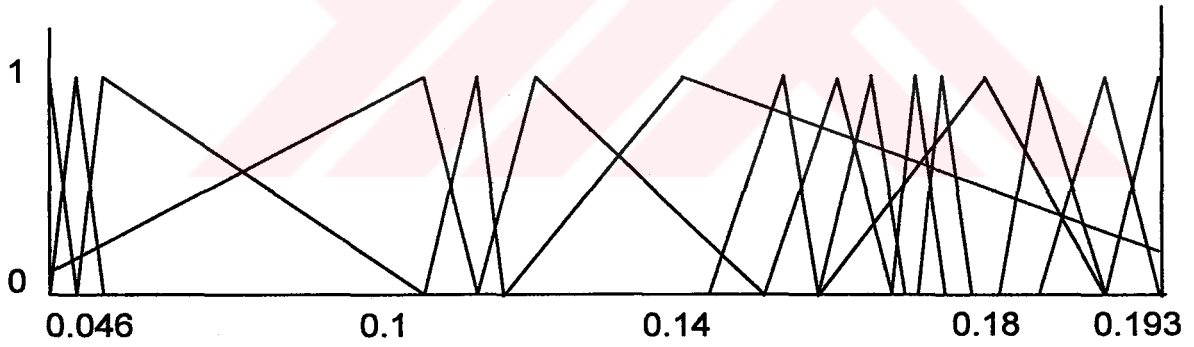
Şekil 5.6: S_{11} Açık çıkış üyelik fonksiyonu



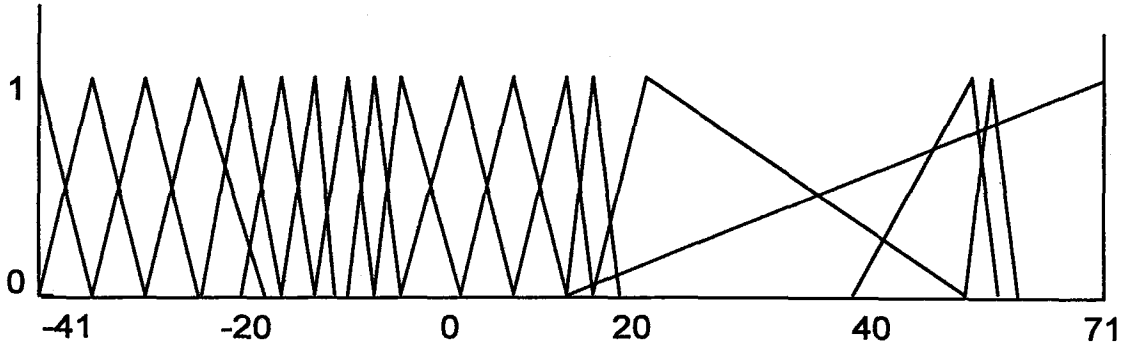
Şekil 5.7 S_{21} Mag çıkış üyelik fonksiyonu



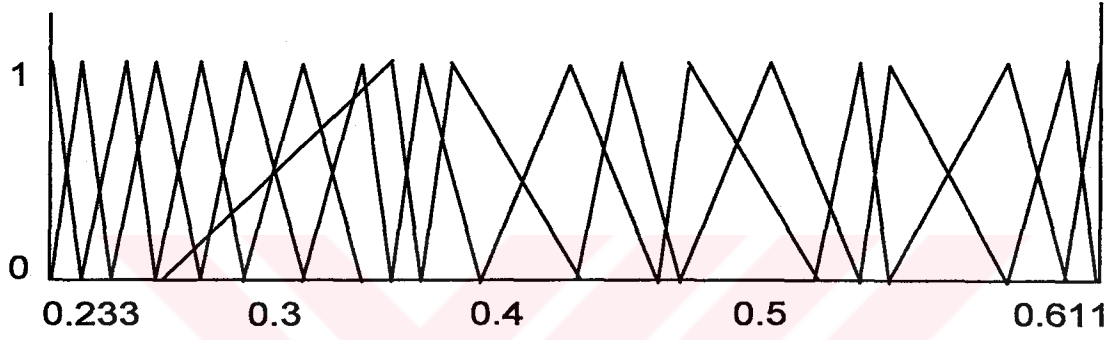
Şekil 5.8 S_{21} Açı çıkış üyelik fonksiyonu



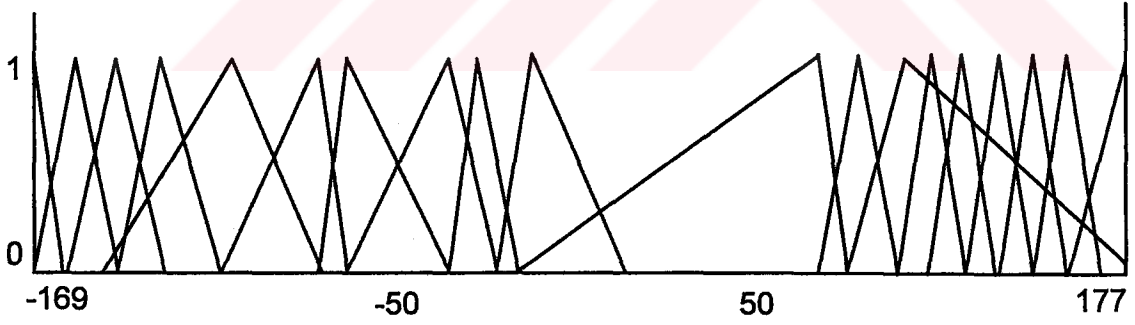
Şekil 5.9 S_{12} Mag çıkış üyelik fonksiyonu



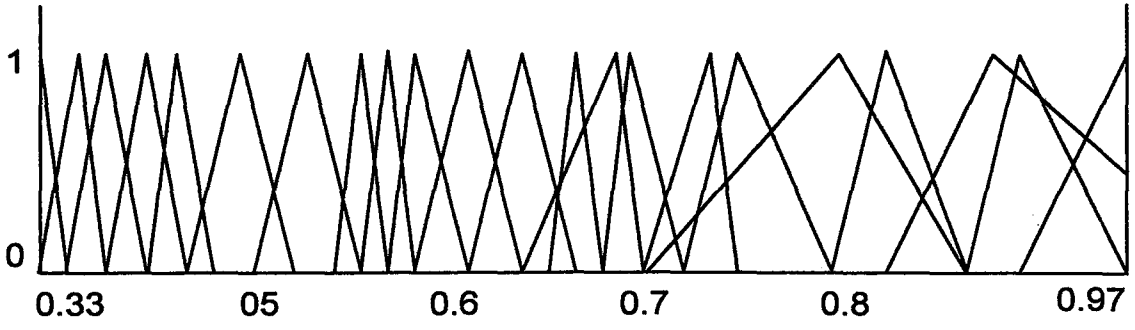
Şekil 5.10 S_{12} Açı çıkış üyelik fonksiyonu



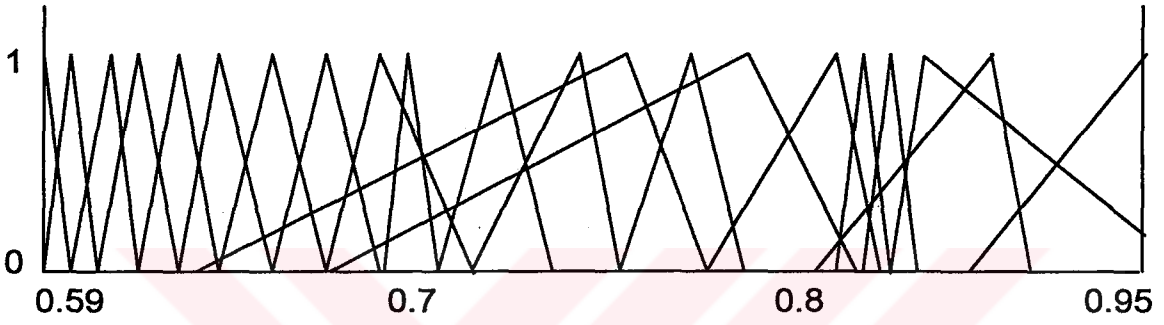
Şekil 5.11 S_{22} Mag çıkış üyelik fonksiyonu



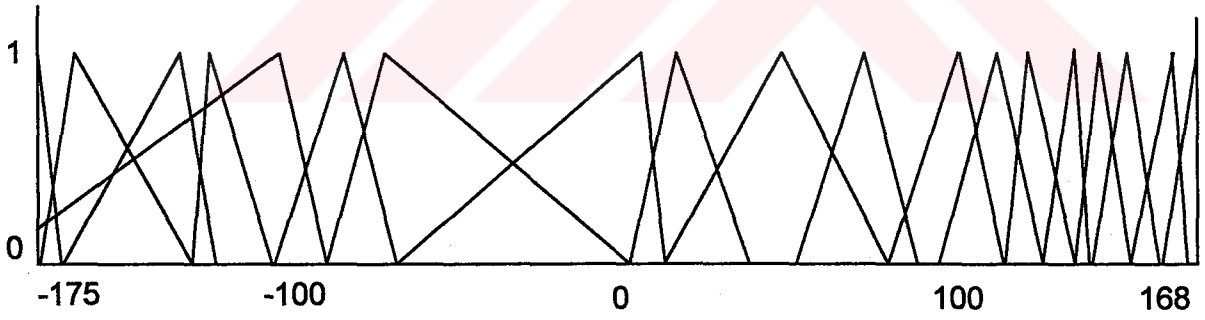
Şekil 5.12 S_{22} Açı çıkış üyelik fonksiyonu



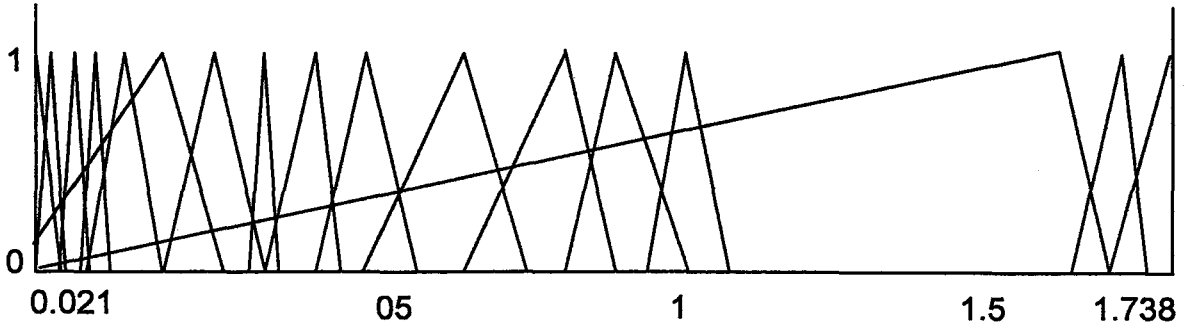
Şekil 5.13 F_{mins} (dB) çıkış üyelik fonksiyonu



Şekil 5.14 Γ_{opt} Mag. çıkış üyelik fonksiyonu



Şekil 5.15 Γ_{opt} Açık çıkış üyelik fonksiyonu



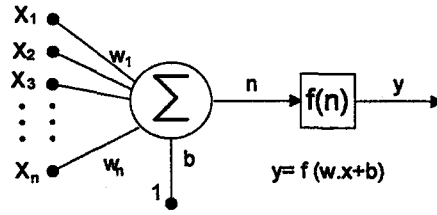
Şekil 5.16 $R_N/50$ çıkış üyelik fonksiyonu

5.2 Yapay Sinir Ağı ve Aktif Eleman Modellemesinde Kullanılması

Yapay sinir ağları, teorik hale getirilmiş zeka ve beyin faaliyetlerinin matematiksel modelleridir. Fakat biyolojik sistemler o kadar karmaşıktır ki yapay sinir ağı için kullandığımız modeller biyolojik modellerin fazlaca basite indirgenmiş biçimleri şeklindedir.

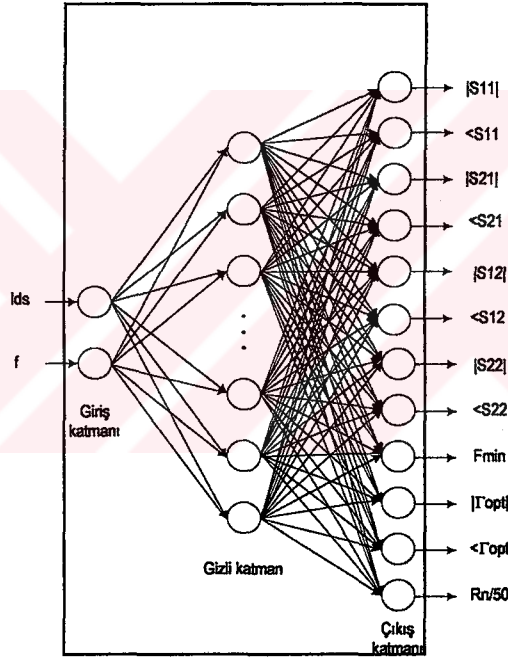
Yapay sinir ağları, insan beyninin çalışma sisteminin yapay olarak benzetimi çalışmalarının bir sonucu olarak ortaya çıkmıştır. En genel anlamda bir YSA, insan beynindeki birçok nöronun yada yapay olarak basit işlemcilerin birbirlerine değişik etki seviyeleri ile bağlanması ile oluşan karmaşık bir sistem olarak düşünülebilir. Önceki temel tıp bilimlerinde insan beynindeki nöronları matematiksel modelleme çabaları ile başlayan çalışmalar, geçtiğimiz on sene içinde disipline bir şekil almıştır. YSA, bugün fizik, matematik, elektrik, elektronik ve bilgisayar mühendisliği gibi çok farklı bilim dallarında araştırma konusu haline gelmiştir. YSA'nın pratik kullanımı genelde çok farklı yapıda ve formlarda bulunabilen enformasyon verilerini hızlı bir şekilde tanımlama ve algılama üzerinedir. Aslında mühendislik uygulamalarında YSA'nın geniş çaplı kullanımının en önemli nedeni klasik teknikler ile çözümü zor problemler için etkin bir alternatif oluşturmastır.

YSA da temel işlem birim elemanı nöron olup, nöronların belirli bir düzen dahilinde değişebilen ağırlıklarla birbirlerine bağlanmaları yapay sinir ağını oluşturur. Her nöronun değişebilen ağırlıkları (w) ve aktivasyon fonksiyonu ($f(n)$) adı verilen transfer fonksiyonu vardır (Şekil 5.17). Her bir nöron civarındaki nöronlardan uyarımlar alır, aldığı bilgileri işler ve bir sonraki diğer nöronlara iletir.



Şekil 5.17 MLP’de bir işlem biriminin genel yapısı

Çok katmanlı algılayıcı (MLP), günümüzde mikrodalga devre tasarımı için uygulama alanı en fazla olan ileri beslemeli bir ağ yapısıdır (Zhang ve Gupta, 2000). Çalışmada şekil 5.18’deki MLP yapısı, sinyal ve gürültü parametrelerinin kara-kutu modellenmesinde kullanılmıştır. Gizli katmandaki nöron sayısı için optimizasyon yapılmış olup en uygun yapı belirlenmiş ve sonra eğitime işlemi yapılmıştır.



Şekil 5.18 Sinyal ve gürültü parametrelerini öğretmek için kullanılan MLP yapısı

Bu çalışmada kullanılan gizli katman nöronlarının aktivasyon fonksiyonu sigmoid fonksiyonu olup lineer olmayan YSA uygulamaları için çoğunlukla tercih edilmektedir. Çıkış ve giriş katmanları ise lineer aktivasyon fonksiyonludur. Çalışmada hızlı eğitime yöntemlerinden eşlenik gradyant (conjugate gradient) kullanılmıştır. Bu yöntem türev temelli optimizasyon yöntemi kullanır. E_T , hata fonksiyonunun n iterasyon adımıyla minimum değerine ulaşılabilir.

Başlangıç için $g_{baş} = \frac{\partial E_T}{\partial w} \big|_{w=w_{baş}}$ ise yön vektörü $h_{baş} = -g_{baş}$ alınır ve

$$\mathbf{g}_{k+1} = \mathbf{h}_k + \lambda_k \mathbf{H} \mathbf{h}_k \quad (5.5)$$

$$\mathbf{h}_{k+1} = -\mathbf{g}_{k+1} + \gamma_k \mathbf{H} \mathbf{h}_k \quad (5.6)$$

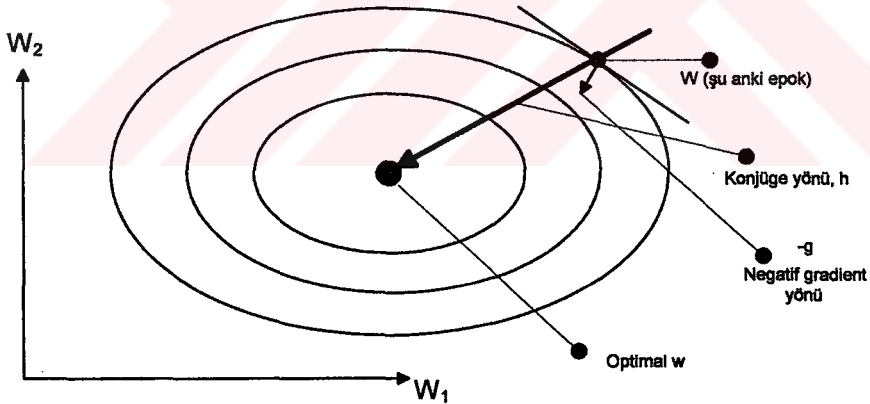
optimizasyon güncellemeleri yapılabilir. $\mathbf{H}$, hata fonksiyonunun Hessian matrisi olup

$$\lambda_k = \frac{\mathbf{g}_k^T \mathbf{g}_k}{\mathbf{h}_k^T \mathbf{H} \mathbf{h}_k} \quad (5.7)$$

$$\gamma_k = \frac{\mathbf{g}_{k+1}^T \mathbf{g}_{k+1}}{\mathbf{g}_k^T \mathbf{g}_k} \quad (5.8)$$

$$\gamma_k = \frac{(\mathbf{g}_{k+1} - \mathbf{g}_k)^T \cdot \mathbf{g}_{k+1}}{\mathbf{g}_k^T \mathbf{g}_k} \quad (5.9)$$

ayrıca (5.8) Flecher-Reeves ve (5.9) Polak-Ribiere formülleri olarak bilinir (Zhang ve Gupta, 2000). Uygulanan metotta azalma yönü, matris hesapları gerektirmeden elde edilebilen konjüge yönüdür. İki boyutlu uzayda konjüge yönü Şekil 5.19'da gösterilmiştir. Yapılan çalışmada ağırlıkların başlangıç değerleri sonucu etkilemediğinden, başlangıç için rasgele seçilmişlerdir.



Şekil 5.19 Hata yüzeyindeki iki boyutlu ağırlık uzayında konjüge yönü

5.3 İki Farklı Soft Model ve Karşılaştırılması

Çalışmada transistor soft modeli kullanılmasının amacı fonksiyon yaklaşıklığı yapmaktır. Buradaki uygulama çerçevesinde fonksiyon yaklaşıklığı, transistor çalışma domeninde (CT, V_{DS} , I_{DS} , f) sınırlı sayıda noktada tanımlanmış olan 8 işaret ve 4 gürültü fonksiyonunun bütün domene genişletmek şeklinde tanımlanabilir. Soft modelde, Yapay Sinir Ağı ve Bulanık

Mantık sistemi gibi iki yüksek derecede karmaşık modelleme tekniği kullanılmıştır. Her iki sistemin belirlenmesinde eğitim ve test datası olarak gruplandırılabilir dataya ihtiyaç vardır. Sistemlerin ana prensiplerinin açıklanmasında “Kara Kutu” modellemesi kullanılabilir. Her bir sistem Kara Kutu çalışma prensipleri farklıdır. Yapay Sinir Ağı, bilgisayar temel çalışma prensibi olan 1-0 Aristo Mantığını kullanarak çalışmaktadır. Oysa Bulanık Mantık Sistemi, 1-0 arası bütün geçişlerini hesaba katarak çalışmaktadır. Buna göre sistem parametrelerini belirlemek için eğitim datası, Yapay Sinir Ağına direkt olarak uygulanabilirken; Bulanık Mantık Sistemine üyelik fonksiyonları konfigürasyonları oluşturularak oluşturulabilir. Bizim uygulamamızda 12 çıkış fonksiyonu ve 4 tanım değişkeni olmak üzere 16 üyelik fonksiyonundan oluşan konfigürasyon oluşturma durumu vardır. Ayrıca Yapay Sinir Ağı, Aristo matematiği kurallarına göre çalışmakta iken Bulanık Mantık Sistemi, bulanıklaştırma, kural atama ve durulaştırma gibi sözel işlemler ile çalışmaktadır. Sonuçta Yapay Sinir Ağı mekanizması bilinen klasik matematik temellerini kullanırken; Bulanık Mantık, insan düşünme mekanizmasını daha iyi modelleyen sözel kurallar dizisini kullanmaktadır. Her iki sistem de tabiatın mekanizmasına dayandırılan matematik teknikleri kapsamı içinde ele alınabilir (Novel Mathematics). “Model Ouşturma” maliyeti, her iki sistem için de yaklaşıklıkla aynı olduğu söylenebilir. Ayrıca sistemlerin başarıları da sonuç grafiklerinden gözlemlendiği gibi yine yaklaşıklıkla aynıdır.

5.4 Modelleme Sonuçları

Çalışmada “Agilent” firmasına ait ATF-21186 transistörü modellenmiştir. Bu uygulamada bulanık mantık sistemi ve yapay sinir ağı, temel olarak işaret ve gürültü parametreleri olmak üzere 12 adet fonksiyonun aktif eleman çalışma domeni üzerinde yaklaşıklıkla yapmak üzere kullanılmıştır. Bu nedenle bu yaklaşıklık prosesinde kullanılan örnek data ve sonuçta elde edilen fonksiyonlar aynı kutuplama koşulları için ikişer ikişer sırasıyla Çizelge 5.1-5.9’da verilmiştir. Ayrıca her bir fonksiyonun hedef ve “Soft” modelleme sonucu yaklaşımlarının frekans ile değişimleri belli kutuplama koşulları için dikdörtgen koordinat düzlemi ve Smith abakında Şekil 5.20-5.68’de verilmiştir.

Çalışmamızda kullanılan Yapay Sinir Ağı ve Bulanık Mantık modellerinin her ikisi de oldukça başarılı sonuçlar elde etmişlerdir. Şekil 5.20-67 incelendiğinde modellerin özellikle $V_{DS}=2V$, $I_{DS}=10mA$ kutuplama koşulunda S_{22} Açık değeri 3-4.5 GHz aralığında başarısız olduğu dikkati çekmektedir. Genel olarak Yapay Sinir Ağı modelinin 2.5GHz frekansında S_{11}

Açı ve S_{22} Açık değerlerinde kabul edilebilir sınırlar içerisinde bir yanılığa düştüğü; buna karşın Bulanık Mantık modelinin $V_{DS}=2V$, $I_{DS}=10mA$ kutuplama şartlarında 2 GHz frekansında S_{11} Mag değerini hesaplamada hata yaptığı görülmektedir. Gürültü parametrelerinden $Rn/50$ 'nin 1 GHz frekansında hem Yapay Sinir Ağı ve hem de Bulanık Mantık Sisteminde yine kabul edilebilir bir yaklaşıklık ile modellendiği anlaşılmaktadır.

Gerek sayısal çizelgelerin ve gerekse grafiksel değişimlerin incelenmesinden yaklaşım metodlarının her ikisinin de başarılı bir şekilde kullanıldığı sonucuna varılabilir. Şekil 5.68 ve Şekil 5.69'da sırasıyla "Bulanık Mantık Sistemi" ve "Yapay Sinir Ağı" metodları için saçılma parametrelerinin modüllerinin frekansa bağlı yüzde hata fonksiyonları üç boyutlu olarak verilmiştir. Bu grafiklerin irdelenmesinden "Bulanık Mantık Sistemi" hata değeri maksimum olarak %5'i aşmamış buna karşılık "Yapay Sinir Ağı" modeli %2'de kalmıştır.

Çizelge 5.1 ATF-21186 transistörü için verilen üretici firma sinyal ve gürültü parametre değerleri ($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=10mA$)

Frekans (GHz)	İşaret Parametreleri								Gürültü Parametreleri			
	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}		F_{min}	$ropt$	$Rn/50$	
0,5	0,961	-25	3,599	157	0,051	71	0,376	-25	0,37	0,95	11	1,738
1	0,91	-49	3,388	137	0,096	57	0,36	-50	0,41	0,89	25	0,819
1,5	0,851	-73	3,149	118	0,131	43	0,339	-73	0,45	0,84	42	0,553
2	0,794	-95	2,906	100	0,158	31	0,314	-95	0,49	0,79	60	0,387
2,5	0,743	-118	2,671	83	0,177	19	0,291	-118	0,53	0,74	79	0,265
3	0,694	-139	2,429	67	0,188	9	0,272	-143	0,57	0,71	100	0,179
3,5	0,659	-160	2,201	52	0,193	-1	0,27	-169	0,61	0,68	120	0,111
4	0,643	180	1,989	37	0,193	-9	0,29	167	0,65	0,66	142	0,057
4,5	0,643	161	1,789	24	0,191	-17	0,324	148	0,69	0,64	162	0,028
5	0,658	143	1,606	11	0,185	-24	0,367	133	0,73	0,65	-175	0,021
5,5	0,682	128	1,438	-1	0,179	-29	0,41	121	0,77	0,68	-155	0,042
6	0,707	115	1,286	-12	0,172	-34	0,453	111	0,81	0,73	-139	0,095
6,5	0,735	104	1,155	-23	0,167	-38	0,49	102	0,85	0,77	-123	0,202
7	0,758	95	1,038	-33	0,162	-41	0,526	94	0,89	0,81	-111	0,362
7,5	0,78	86	0,934	-42	0,159	-44	0,559	85	0,93	0,84	-98	0,596
8	0,801	77	0,842	-51	0,157	-47	0,595	78	0,97	0,86	-88	0,873

Çizelge 5.2 ATF-21186 transistörünün bulanık mantık ile modellenmesi ile elde edilen sonuçlar ($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=10mA$)

İşaret Parametreleri								Gürültü Parametreleri				
Frekans (GHz)	S11		S21		S12		S22		Fmin	ropt		Rn/50
0,5	0,961	-23	3,579	157	0,0519	71	0,376	-23,68	0,368	0,95	10,22	1,738
1	0,876	-49	3,358	137,24	0,0962	55,07	0,327	-48,21	0,41	0,894	18,477	1,012
1,5	0,852	-75,5	3,155	119,56	0,1313	42,68	0,339	-72,12	0,451	0,842	41,09	0,553
2	0,845	-93	2,924	101,99	0,1581	29,7	0,316	-93,8	0,49	0,792	59,955	0,400
2,5	0,741	-117,5	2,654	82,12	0,1768	19,08	0,29	-117,1	0,528	0,738	78,82	0,261
3	0,692	-138,5	2,461	67,56	0,1886	8,46	0,275	-144,78	0,573	0,711	99,4	0,175
3,5	0,659	-159,5	2,192	53	0,193	-0,98	0,271	-169	0,611	0,68	119,98	0,107
4	0,642	180	1,999	36,36	0,193	-9,24	0,29	-166,62	0,65	0,658	140,56	0,055
4,5	0,642	162,5	1,767	23,88	0,1915	-17,5	0,324	149,32	0,694	0,640	161,14	0,038
5	0,656	145	1,613	11,4	0,1842	-23,4	0,365	132,02	0,733	0,651	-175	0,021
5,5	0,672	126,91	1,453	-1,458	0,1812	-28,12	0,401	123,37	0,794	0,695	-152,1	0,081
6	0,708	117	1,266	-13,56	0,1724	-34,02	0,452	111,26	0,81	0,730	-140,7	0,107
6,5	0,742	111,75	1,166	-19,8	0,1673	-38,23	0,503	104,34	0,864	0,777	-127,9	0,244
7	0,757	96	1,035	-32,28	0,1621	-41,1	0,524	93,96	0,893	0,81	-109,8	0,364
7,5	0,779	89	0,958	-41,64	0,1592	-42,47	0,551	87,04	0,922	0,835	-101,4	0,613
8	0,8	78,5	0,842	-51	0,1577	-47	0,592	80,12	0,97	0,86	-89,25	0,879

Çizelge 5.3 ATF-21186 transistörünün yapay sinir ağı ile modellenmesi ile elde edilen sonuçlar ($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=10mA$)

İşaret Parametreleri								Gürültü Parametreleri				
Frekans (GHz)	S11		S21		S12		S22		Fmin	ropt		Rn/50
0,5	0,966	-10,19	3,710	156,87	0,052	70,549	0,370	-27,50	0,364	0,953	13,37	1,698
1	0,898	-57,58	3,410	135,67	0,097	55,616	0,348	-51,54	0,409	0,884	25,77	1,026
1,5	0,842	-81,488	3,142	116,96	0,131	42,805	0,332	-72,55	0,450	0,832	52,98	0,617
2	0,793	-100,07	2,902	99,519	0,157	30,684	0,315	-90,69	0,491	0,787	73,56	0,392
2,5	0,744	-121,01	2,685	82,465	0,178	18,366	0,294	-116,80	0,533	0,742	68,17	0,273
3	0,691	-173,72	2,447	65,635	0,191	6,812	0,269	-217,98	0,574	0,703	68,57	0,229
3,5	0,657	-154,76	2,191	51,462	0,192	-1,289	0,269	-151,88	0,613	0,684	113,61	0,137
4	0,650	162,83	2,004	37,950	0,191	-9,036	0,299	139,18	0,650	0,656	149,40	0,035
4,5	0,642	182,74	1,784	23,086	0,191	-16,952	0,322	144,74	0,691	0,644	160,88	0,033
5	0,655	142,49	1,602	9,938	0,184	-24,385	0,362	139,71	0,733	0,656	-185,21	-0,01
5,5	0,687	101,18	1,439	-1,274	0,176	-29,399	0,412	134,14	0,775	0,695	-183,24	-0,02
6	0,712	95,19	1,293	-12,064	0,170	-33,685	0,453	121	0,814	0,733	-126,09	0,077
6,5	0,734	96,99	1,158	-22,508	0,167	-37,626	0,490	107,26	0,853	0,769	-116,68	0,245
7	0,757	95,77	1,031	-32,488	0,164	-41,158	0,527	95,02	0,891	0,803	-111,40	0,439
7,5	0,780	92,83	0,914	-41,976	0,161	-44,367	0,562	83,89	0,929	0,835	-101,73	0,643
8	0,801	89,40	0,810	-50,959	0,158	-47,342	0,594	73,66	0,967	0,865	-88,2	0,845

Çizelge 5.4 ATF-21186 transistörü için verilen üretici firma sinyal ve gürültü parametre değerleri ($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=15mA$)

Frekans (GHz)	İşaret Parametreleri								Gürültü Parametreleri			
	S11	S21	S12	S22	Fmin	ropt	Rn/50					
0,5	0,957	-27	4,248	156	0,048	71	0,303	-28	0,35	0,95	13	1,633
1	0,898	-53	3,959	136	0,088	57	0,291	-57	0,39	0,87	27	0,639
1,5	0,833	-77	3,627	116	0,12	44	0,277	-82	0,43	0,81	45	0,42
2	0,772	-100	3,3	99	0,143	32	0,261	-106	0,46	0,76	63	0,302
2,5	0,721	-123	2,992	82	0,161	22	0,251	-132	0,5	0,71	82	0,209
3	0,675	-145	2,689	66	0,171	12	0,247	-158	0,54	0,67	102	0,138
3,5	0,646	-165	2,413	51	0,177	3	0,261	177	0,57	0,635	121	0,088
4	0,636	175	2,164	37	0,18	-4	0,292	156	0,61	0,614	143	0,047
4,5	0,642	156	1,936	24	0,18	-11	0,334	139	0,64	0,605	165	0,025
5	0,66	139	1,73	11	0,178	-17	0,38	125	0,68	0,612	-172	0,022
5,5	0,685	124	1,545	0	0,176	-23	0,424	114	0,72	0,65	-152	0,042
6	0,712	112	1,38	-11	0,173	-27	0,466	106	0,75	0,696	-136	0,088
6,5	0,739	102	1,239	-21	0,17	-32	0,502	97	0,79	0,742	-121	0,174
7	0,762	92	1,114	-31	0,168	-36	0,537	89	0,83	0,782	-109	0,301
7,5	0,783	84	1,005	-40	0,167	-39	0,567	81	0,86	0,81	-96	0,471
8	0,803	75	0,908	-49	0,166	-44	0,601	74	0,9	0,84	-86	0,715

Çizelge 5.5 ATF-21186 transistörünün bulanık mantık ile modellenmesi ile elde edilen sonuçlar ($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=15mA$)

Frekans (GHz)	İşaret Parametreleri								Gürültü Parametreleri			
	S11	S21	S12	S22	Fmin	ropt	Rn/50					
0,5	0,958	-26,5	4,235	154,92	0,048	71,000	0,301	-30,6	0,349	0,95	13,65	1,635
1	0,854	-51	3,968	139,72	0,092	56,840	0,284	-56,55	0,391	0,88	26,51	0,817
1,5	0,833	-75,5	3,618	115,4	0,121	43,860	0,278	-82,5	0,432	0,81	44,52	0,416
2	0,786	-100,	3,31	100,42	0,147	32,65	0,269	-106,7	0,471	0,77	63,38	0,313
2,5	0,722	-124,5	3,001	82,12	0,161	21,440	0,252	-130,9	0,503	0,71	82,25	0,210
3	0,676	-145,5	2,693	65,480	0,171	12,000	0,248	-158,6	0,541	0,67	102,8	0,141
3,5	0,646	-166,5	2,384	50,920	0,177	2,560	0,260	177	0,573	0,63	123,4	0,090
4	0,636	176,5	2,153	36,360	0,180	-4,520	0,294	156,24	0,612	0,61	143,9	0,055
4,5	0,640	155,5	1,922	23,880	0,180	-10,42	0,335	138,94	0,637	0,60	164,6	0,021
5	0,659	138	1,729	11,400	0,178	-17,5	0,38	125,1	0,676	0,61	-171,6	0,021
5,5	0,712	125,75	1,536	-0,702	0,178	-21,95	0,431	120,49	0,720	0,65	-154,4	0,064
6	0,712	113,5	1,382	-11,48	0,172	-26,94	0,467	107,8	0,752	0,69	-137,3	0,073
6,5	0,746	103	1,279	-20,15	0,168	-31,32	0,501	99,15	0,800	0,75	-123,5	0,253
7	0,761	92,5	1,112	-32,28	0,168	-36,38	0,535	90,5	0,829	0,78	-109,8	0,313
7,5	0,776	83,75	0,971	-40,6	0,167	-39,44	0,559	81,85	0,877	0,81	-97,82	0,613
8	0,804	75	0,919	-48,92	0,167	-43,46	0,6	73,2	0,900	0,84	-85,82	0,725

Çizelge 5.6 ATF-21186 transistörünün yapay sinir ağı ile modellenmesi ile elde edilen sonuçlar ($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=15mA$)

Frekans (GHz)	İşaret Parametreleri								Gürültü Parametreleri			
	S11	S21	S12	S22	Fmin	ropt	Rn/50					
0,5	0,957	-26,71	4,249	156,30	0,048	71,058	0,303	-27,90	0,350	0,949	13,46	1,631
1	0,899	-51,89	3,944	134,42	0,090	56,706	0,293	-48,08	0,391	0,881	23,48	0,843
1,5	0,834	-77,09	3,623	115,36	0,120	43,900	0,277	-78,35	0,430	0,813	43,23	0,431
2	0,771	-101,5	3,301	98,21	0,143	32,370	0,261	-113,6	0,466	0,752	65,99	0,256
2,5	0,718	-124,3	2,990	82,07	0,160	21,856	0,250	-146,9	0,502	0,705	85,65	0,186
3	0,677	-143,2	2,697	66,47	0,172	12,244	0,249	-145,6	0,537	0,675	99,23	0,150
3,5	0,646	-165,6	2,411	50,94	0,177	2,981	0,261	175,94	0,570	0,634	121,3	0,083
4	0,635	175,17	2,166	36,48	0,180	-4,127	0,291	155,92	0,610	0,613	143,1	0,064
4,5	0,645	172,77	1,916	24,73	0,180	-10,74	0,342	100,16	0,645	0,582	179,6	0,021
5	0,663	137,81	1,716	11,85	0,178	-16,85	0,383	127,82	0,680	0,611	171,7	0,003
5,5	0,686	124,88	1,544	-0,365	0,175	-22,25	0,423	115,77	0,716	0,656	154,1	0,025
6	0,711	113,71	1,391	-11,63	0,173	-27,18	0,463	103,16	0,752	0,701	136,8	0,089
6,5	0,735	103,08	1,252	-21,96	0,170	-31,75	0,501	93,299	0,789	0,742	121,4	0,194
7	0,759	92,830	1,125	-31,45	0,168	-36,03	0,536	85,974	0,826	0,778	108,1	0,335
7,5	0,783	82,946	1,008	-40,25	0,167	-40,07	0,570	80,667	0,864	0,810	96,58	0,503
8	0,805	73,439	0,898	-48,47	0,166	-43,89	0,603	76,885	0,902	0,841	86,26	0,690

Çizelge 5.7 ATF-21186 transistörü için verilen üretici firma sinyal ve gürültü parametre değerleri ($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=20mA$)

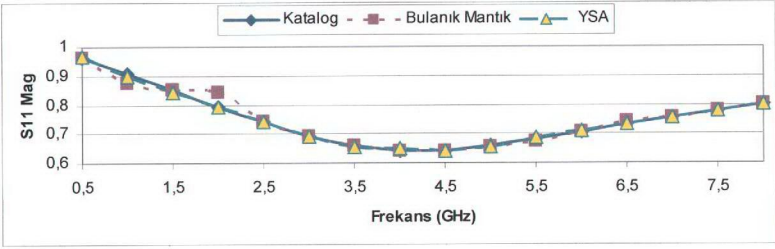
Frekans (GHz)	İşaret Parametreleri								Gürültü Parametreleri			
	S11	S21	S12	S22	Fmin	ropt	Rn/50					
0,5	0,955	-29	4,698	156	0,046	71	0,251	-32	0,33	0,95	13	1,543
1	0,888	-55	4,34	134	0,084	57	0,246	-63	0,37	0,88	28	0,659
1,5	0,819	-80	3,938	115	0,114	44	0,24	-91	0,41	0,82	46	0,423
2	0,756	-104	3,547	97	0,136	33	0,233	-117	0,45	0,77	64	0,294
2,5	0,704	-127	3,186	80	0,152	23	0,233	-143	0,48	0,7	83	0,191
3	0,662	-149	2,84	65	0,163	14	0,242	-169	0,52	0,65	103	0,124
3,5	0,638	-170	2,532	50	0,17	6	0,266	168	0,56	0,62	123	0,079
4	0,633	171	2,257	37	0,174	-1	0,304	148	0,59	0,6	146	0,042
4,5	0,643	153	2,012	24	0,175	-7	0,349	133	0,63	0,59	168	0,024
5	0,663	136	1,793	12	0,176	-13	0,397	121	0,67	0,6	-170	0,023
5,5	0,69	122	1,597	0	0,175	-19	0,441	111	0,7	0,64	-150	0,044
6	0,717	110	1,425	-10	0,174	-24	0,482	103	0,74	0,68	-134	0,089
6,5	0,744	100	1,28	-20	0,173	-28	0,517	95	0,78	0,73	-118	0,176
7	0,767	91	1,151	-29	0,172	-33	0,55	87	0,81	0,77	-107	0,289
7,5	0,788	83	1,04	-38	0,172	-37	0,579	79	0,85	0,8	-96	0,446
8	0,807	74	0,94	-47	0,171	-41	0,611	72	0,89	0,83	-84	0,654

Çizelge 5.8 ATF-21186 transistörünün bulanık mantık ile modellenmesi ile elde edilen sonuçlar ($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=20mA$)

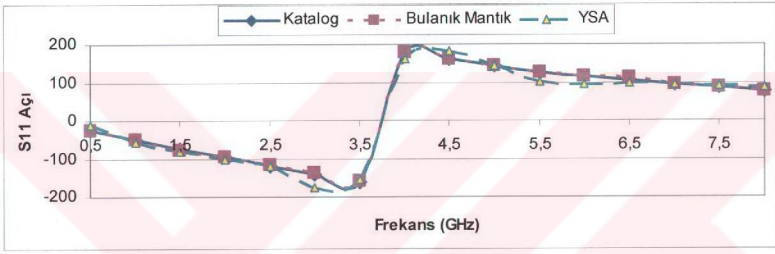
İşaret Parametreleri								Gürültü Parametreleri				
Frekans (GHz)	S11		S21		S12		S22		Fmin	ropt		Rn/50
0,5	0,954	-30	4,698	154,92	0,046	71	0,252	-34,06	0,330	0,950	13,65	1,532
1	0,908	-55,75	4,332	130,07	0,086	56,84	0,246	-64,05	0,386	0,908	31,143	1,116
1,5	0,82	-82,5	3,927	113,32	0,114	43,86	0,241	-92,88	0,407	0,820	47,95	0,433
2	0,78	-101	3,522	97,72	0,119	33,24	0,237	-117,1	0,440	0,772	63,728	0,263
2,5	0,702	-128	3,194	80,04	0,152	23,8	0,233	-144,7	0,477	0,702	85,68	0,193
3	0,663	-149	2,847	65,48	0,164	14,36	0,244	-169	0,522	0,651	102,83	0,124
3,5	0,64	-170	2,539	48,84	0,170	6,1	0,267	170,08	0,560	0,622	123,41	0,073
4	0,633	169,5	2,269	36,36	0,174	-0,98	0,305	149,32	0,592	0,601	147,42	0,038
4,5	0,643	152	2,037	23,88	0,175	-6,88	0,350	132,02	0,631	0,590	168	0,021
5	0,666	134,5	1,806	13,48	0,175	-12,78	0,399	121,64	0,669	0,601	-168,1	0,021
5,5	0,69	118,75	1,633	0,406	0,174	-19,66	0,447	111,26	0,708	0,654	-151,3	0,055
6	0,718	110	1,42	-9,4	0,174	-23,4	0,483	100,88	0,740	0,680	-133,8	0,090
6,5	0,761	98,8	1,343	-19,96	0,173	-26,6	0,521	107,8	0,791	0,732	-120,1	0,184
7	0,768	89	1,151	-28,12	0,172	-32,84	0,551	87,04	0,810	0,770	-106,4	0,279
7,5	0,784	53,563	1,054	-36,29	0,172	-36,72	0,569	78,569	0,864	0,787	-89,02	0,579
8	0,807	71,5	0,958	-46,84	0,171	-41,1	0,611	69,74	0,893	0,831	-82,39	0,656

Çizelge 5.9 ATF-21186 transistörünün yapay sinir ağı ile modellenmesi ile elde edilen sonuçlar ($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=20mA$)

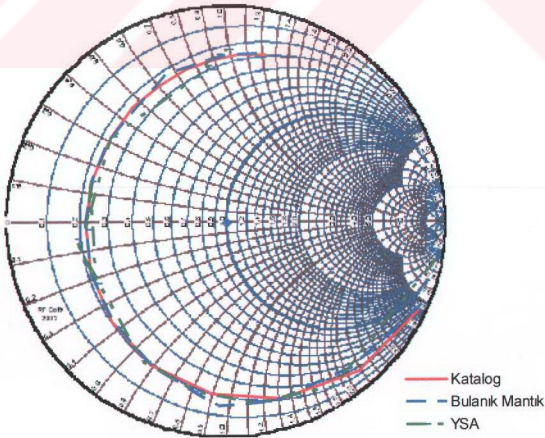
İşaret Parametreleri								Gürültü Parametreleri				
Frekans (GHz)	S11		S21		S12		S22		Fmin	ropt		Rn/50
0,5	0,955	-28,81	4,698	155,80	0,046	71,08	0,25	-33,37	0,329	0,950	13,092	1,524
1	0,887	-55,98	4,338	134,67	0,084	56,59	0,25	-58,95	0,372	0,882	27,330	0,720
1,5	0,821	-78,72	3,942	114,44	0,114	44,14	0,24	-94,23	0,409	0,819	46,164	0,369
2	0,753	103,91	3,544	96,98	0,136	33,75	0,23	-117,4	0,448	0,769	65,079	0,298
2,5	0,702	165,78	3,176	80,54	0,152	23,58	0,23	-192,5	0,485	0,708	101,03	0,211
3	0,664	148,06	2,842	65,16	0,163	13,30	0,25	-167	0,523	0,651	102,45	0,136
3,5	0,640	170,70	2,534	50,18	0,170	5,65	0,27	164,37	0,560	0,623	120,83	0,079
4	0,632	169,08	2,256	36,81	0,174	-0,95	0,30	157,22	0,593	0,595	149,22	0,054
4,5	0,643	155,09	2,010	24	0,175	-6,52	0,35	126,02	0,626	0,592	166,8	0,007
5	0,663	136,94	1,789	11,82	0,176	-12,88	0,4	119,47	0,669	0,598	-168,8	0,017
5,5	0,690	122,36	1,598	0,740	0,175	-18,69	0,44	113,36	0,705	0,638	-164,1	0,030
6	0,717	109,47	1,430	-9,68	0,174	-24,03	0,48	105,08	0,740	0,684	-136,5	0,086
6,5	0,743	98,32	1,282	-19,60	0,173	-28,83	0,52	96,082	0,776	0,727	-118,0	0,183
7	0,767	89	1,153	-29,10	0,172	-33,18	0,55	87,350	0,812	0,766	-104,7	0,312
7,5	0,788	81,40	1,038	-38,23	0,171	-37,18	0,58	79,170	0,850	0,801	-94,07	0,467
8	0,807	75,31	0,937	-47	0,171	-40,93	0,61	71,507	0,889	0,831	-84,84	0,641



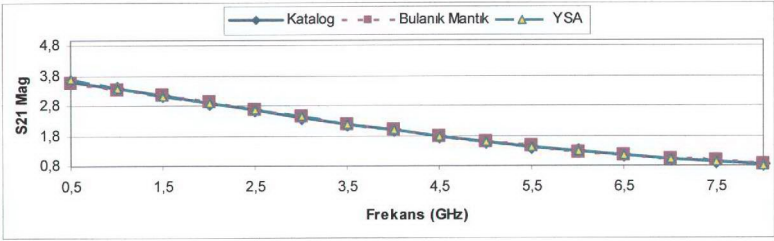
Şekil 5.20 Bulanık mantık, YSA, katalog S_{11} Mag–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10mA$)



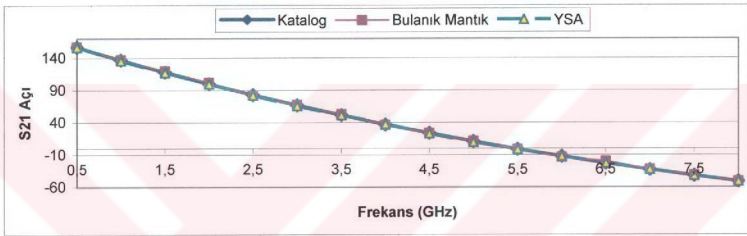
Şekil 5.21 Bulanık mantık, YSA, katalog S_{11} Açı–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10 mA$)



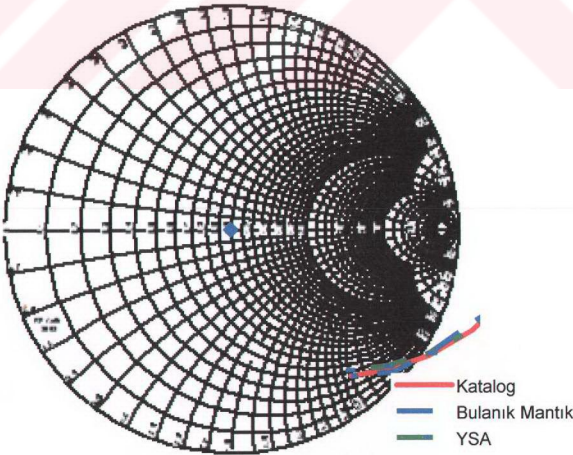
Şekil 5.22 Bulanık mantık, YSA, katalog S_{11} polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10 mA$)



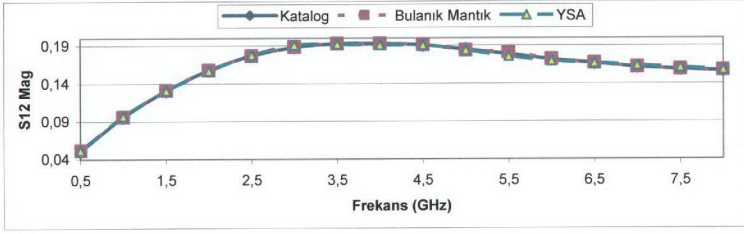
Şekil 5.23 Bulanik mantık, YSA, katalog S₂₁ Mag–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10$ mA)



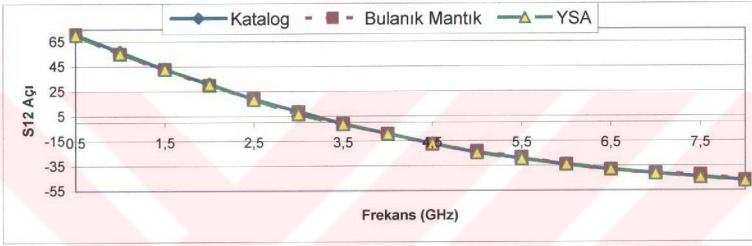
Şekil 5.24 Bulanik mantık, YSA, katalog S₂₁ Açısı – frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10$ mA)



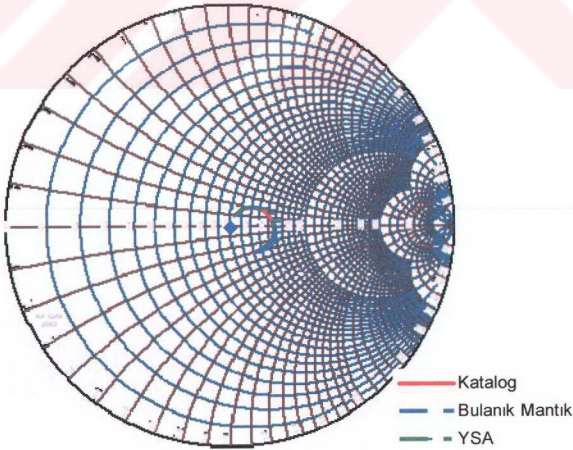
Şekil 5.25 Bulanik mantık, YSA, katalog S₂₁ polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10$ mA)



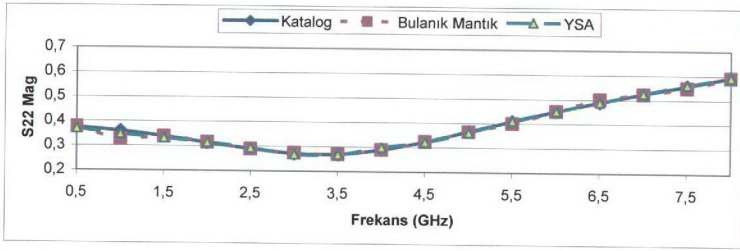
Şekil 5.26 Bulanik mantık, YSA, katalog S_{12} Mag–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10$ mA)



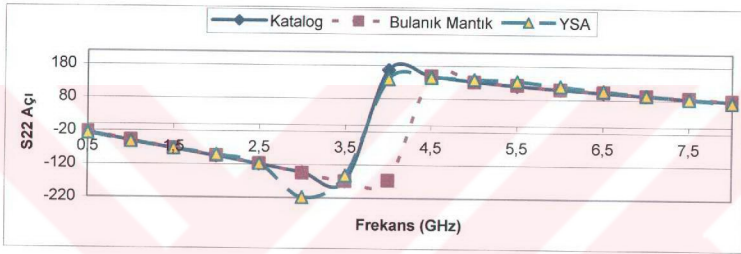
Şekil 5.27 Bulanik mantık, YSA, katalog S_{12} Aç – frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10$ mA)



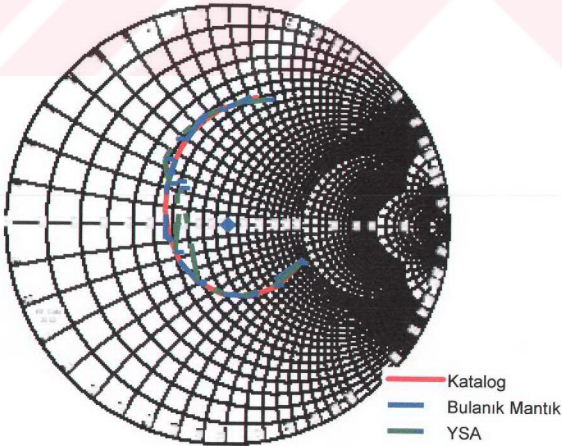
Şekil 5.28 Bulanik mantık, YSA, katalog S_{12} polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10$ mA)



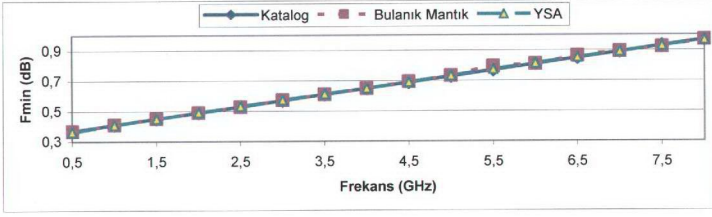
Şekil 5.29 Bulanik mantik, YSA, katalog S_{22} Mag-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10$ mA)



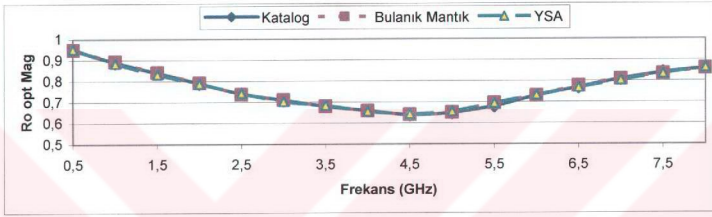
Şekil 5.30 Bulanik mantik, YSA, katalog S_{22} Açık-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10$ mA)



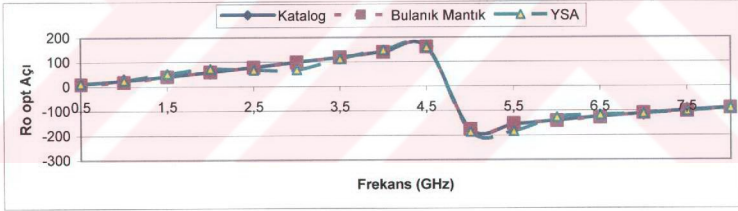
Şekil 5.31 Bulanik mantik, YSA, katalog S_{22} polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10$ mA)



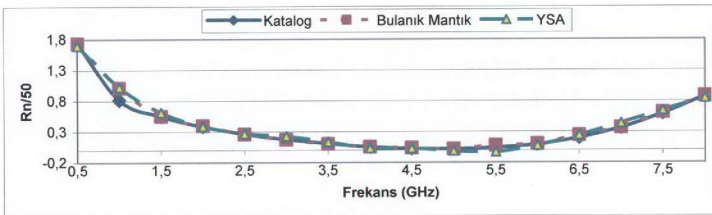
Şekil 5.32 Bulanık mantık, YSA, katalog $F_{min}(dB)$ –frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10$ mA)



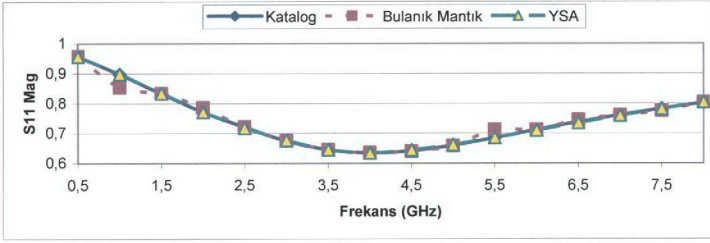
Şekil 5.33 Bulanık mantık, YSA, katalog Γ_{optMag} –frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10$ mA)



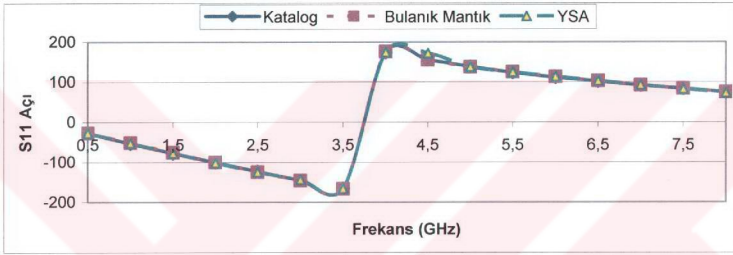
Şekil 5.34 Bulanık mantık, YSA, katalog Γ_{opt} Açt – frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10$ mA)



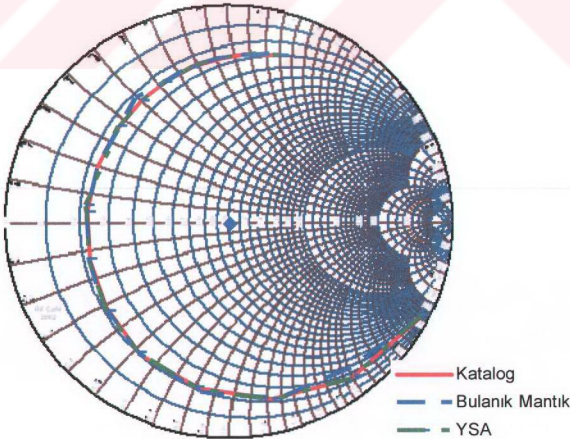
Şekil 5.35 Bulanık mantık, YSA, katalog $R_n/50$ –frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=10$ mA)



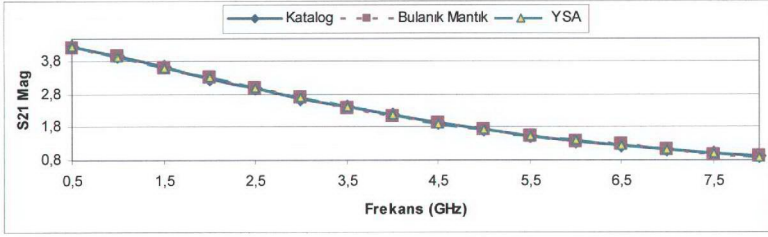
Şekil 5.36 Bulanik mantık, YSA, katalog S_{11} Mag – frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15$ mA)



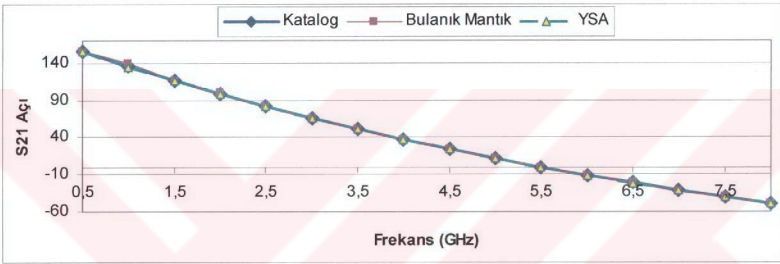
Şekil 5.37 Bulanik mantık, YSA, katalog S_{11} Açısı-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15$ mA)



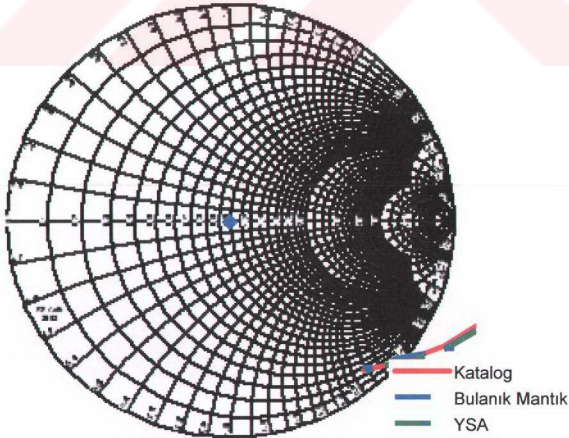
Şekil 5.38 Bulanik mantık, YSA, katalog S_{11} polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15$ mA)



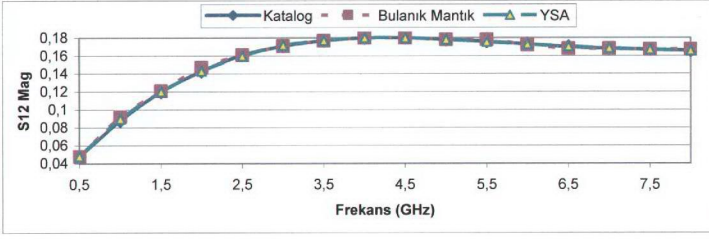
Şekil 5.39 Bulanık mantık, YSA, katalog S_{21} Mag-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15$ mA)



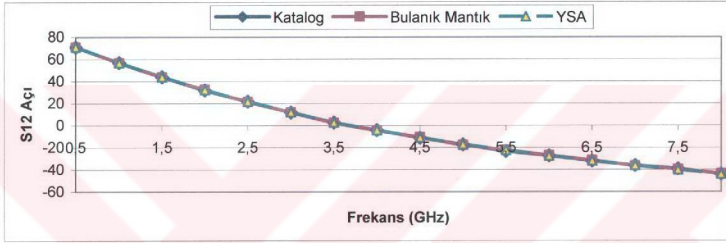
Şekil 5.40 Bulanık mantık, YSA, katalog S_{21} Aç-frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15$ mA)



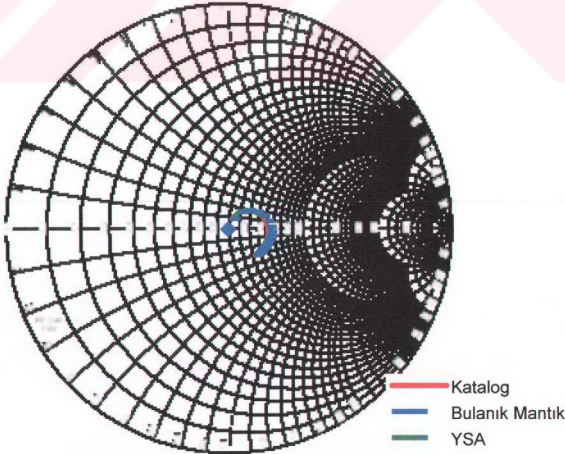
Şekil 5.41 Bulanık mantık, YSA, katalog S_{21} polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15$ mA)



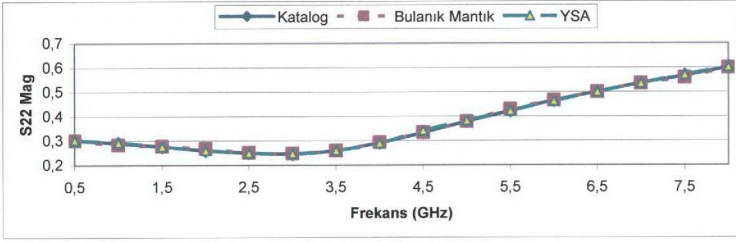
Şekil 5.42 Bulanik mantık, YSA, katalog S_{12} Mag–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15$ mA)



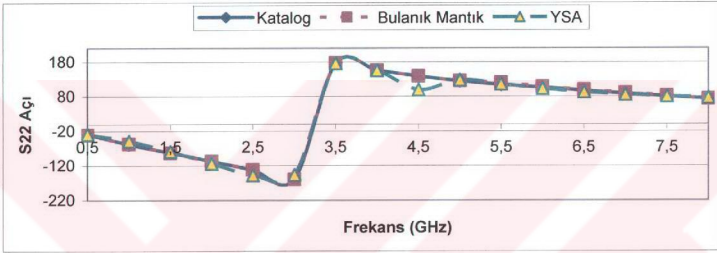
Şekil 5.43 Bulanik mantık, YSA, katalog S_{12} Açısı–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15$ mA)



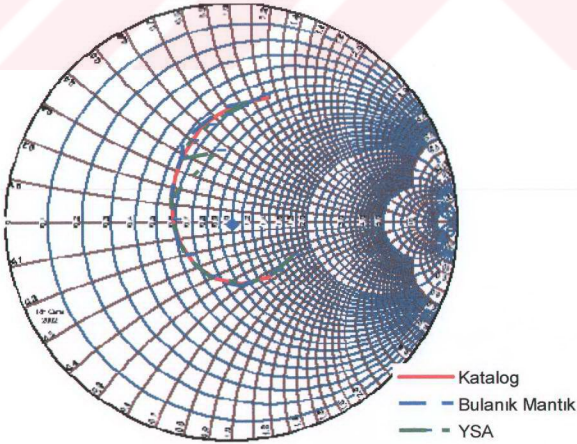
Şekil 5.44 Bulanik mantık, YSA, katalog S_{12} polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15$ mA)



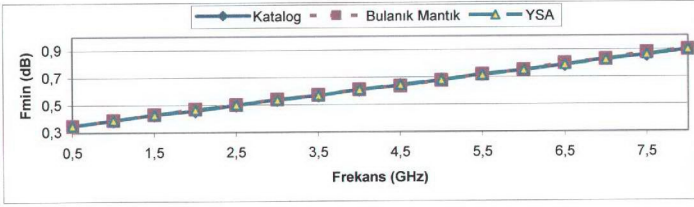
Şekil 5.45 Bulanik mantık, YSA, katalog S_{22} Mag–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15$ mA)



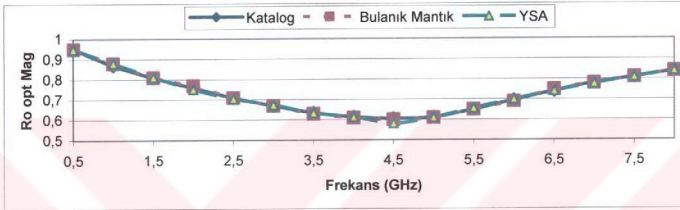
Şekil 5.46 Bulanik mantık, YSA, katalog S_{22} Aç–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15$ mA)



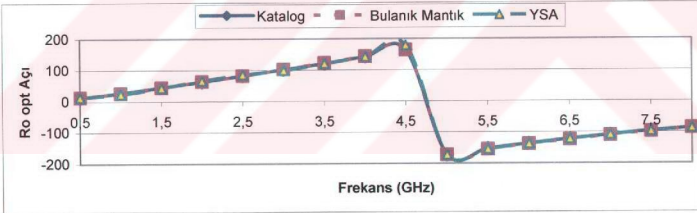
Şekil 5.47 Bulanik mantık, YSA, katalog S_{22} polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15$ mA)



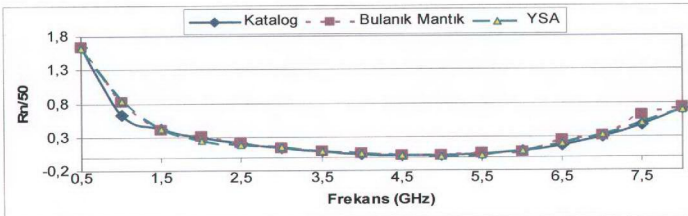
Şekil 5.48 Bulanık mantık, YSA, katalog $F_{\min}(\text{dB})$ –Frekans Değişimi ($V_{DS}=2\text{V}$ $I_{DS}=15\text{ mA}$)



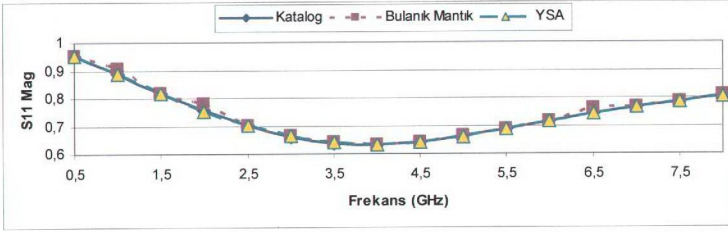
Şekil 5.49 Bulanık mantık, YSA, katalog Γ_{optMag} –Frekans Değişimi ($V_{DS}=2\text{V}$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)



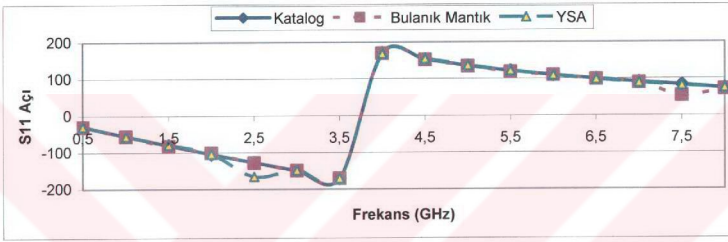
Şekil 5.50 Bulanık mantık, YSA, katalog $\Gamma_{\text{optAçık}}$ –Frekans Değişimi ($V_{DS}=2\text{V}$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)



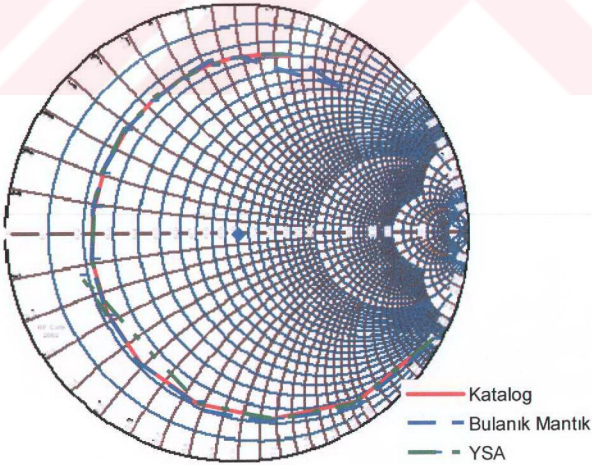
Şekil 5.51 Bulanık mantık, YSA, katalog $R_N/50$ –Frekans Değişimi ($V_{DS}=2\text{V}$ ve $I_{DS}=15\text{ mA}$)



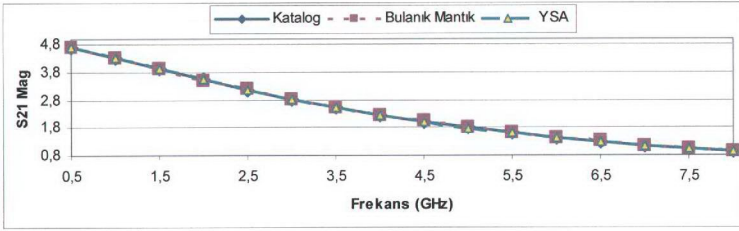
Şekil 5.52 Bulanik mantık, YSA, katalog S_{11} Mag–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20$ mA)



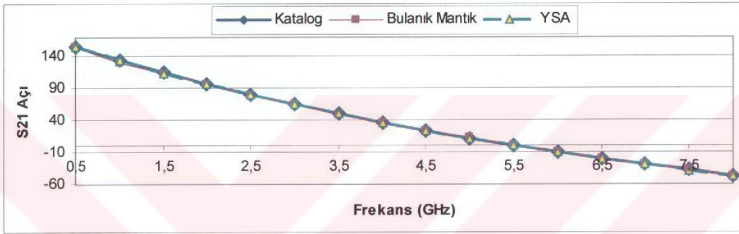
Şekil 5.53 Bulanik mantık, YSA, katalog S_{11} Açt–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20$ mA)



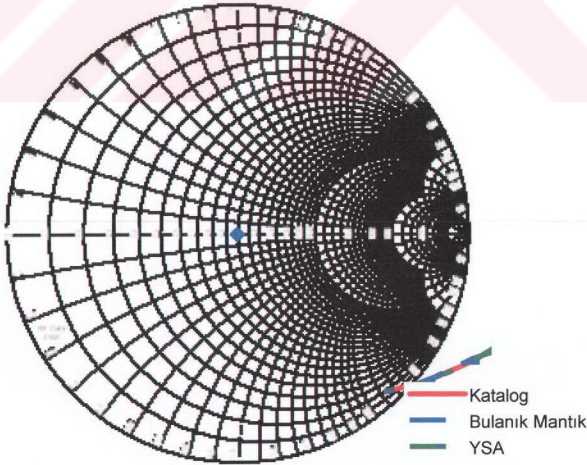
Şekil 5.54 Bulanik mantık, YSA, katalog S_{11} polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20$ mA)



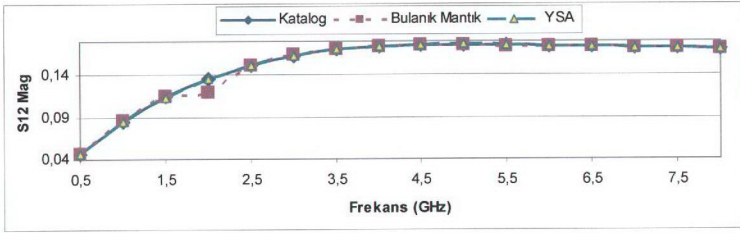
Şekil 5.55 Bulanık mantık, YSA, katalog S_{21} Mag–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20$ mA)



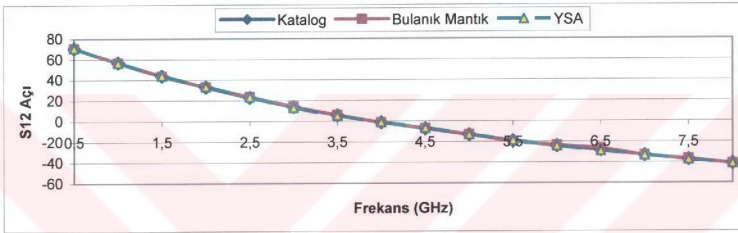
Şekil 5.56 Bulanık mantık, YSA, katalog S_{21} Açı–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20$ mA)



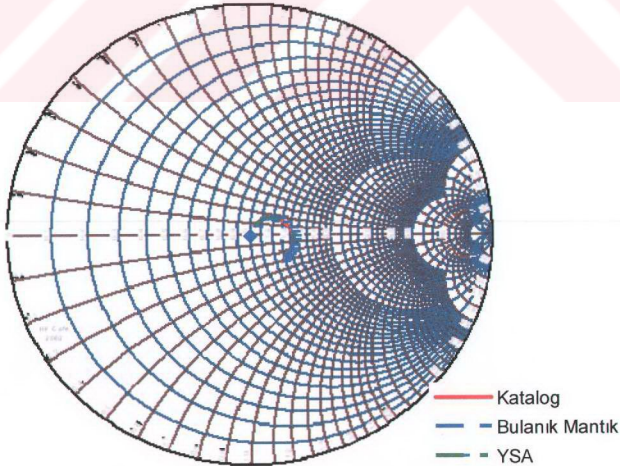
Şekil 5.57 Bulanık mantık, YSA, katalog S_{21} polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20$ mA)



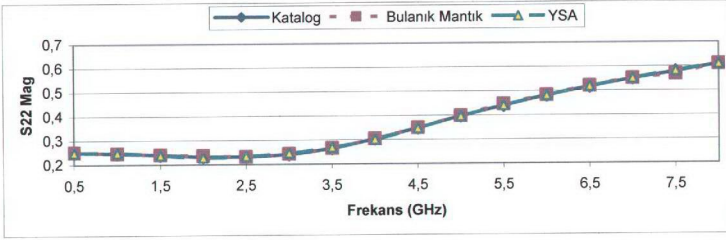
Şekil 5.58 Bulanık mantık, YSA, katalog S_{12} Mag–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20$ mA)



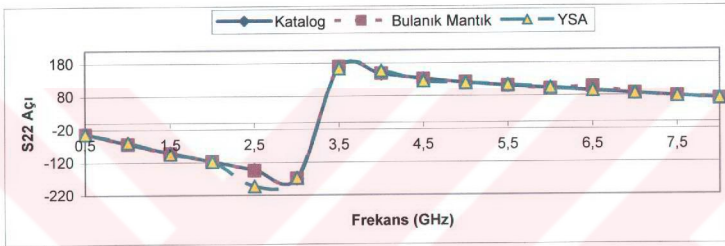
Şekil 5.59 Bulanık mantık, YSA, katalog S_{12} Açıl–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20$ mA)



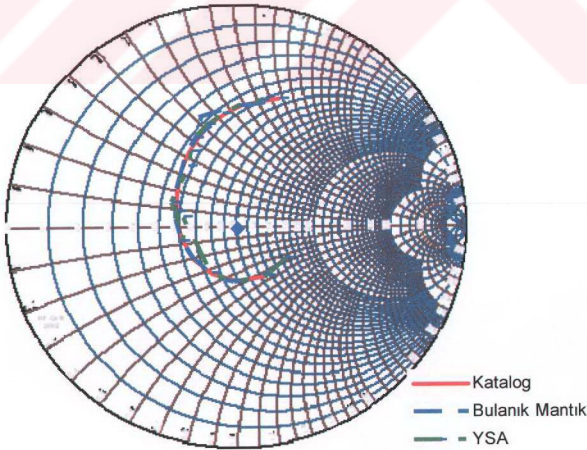
Şekil 5.60 Bulanık mantık, YSA, katalog S_{12} polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20$ mA)



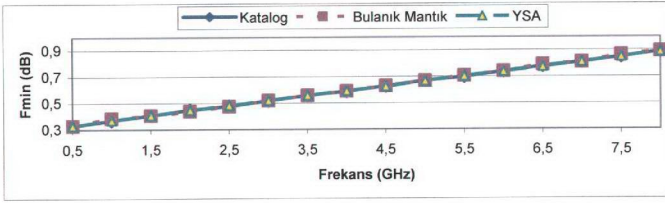
Şekil 5.61 Bulanik mantık, YSA, katalog S_{22} Mag–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20$ mA)



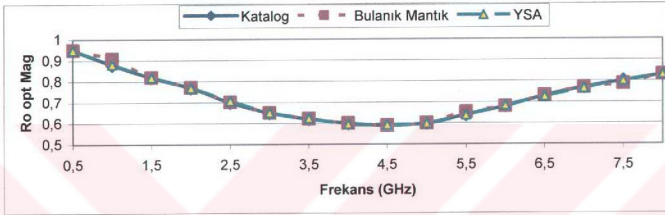
Şekil 5.62 Bulanik mantık, YSA, katalog S_{22} Açı–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20$ mA)



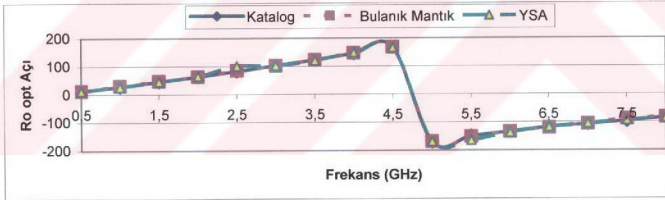
Şekil 5.63 Bulanik mantık, YSA, katalog S_{22} polar düzlem değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20$ mA)



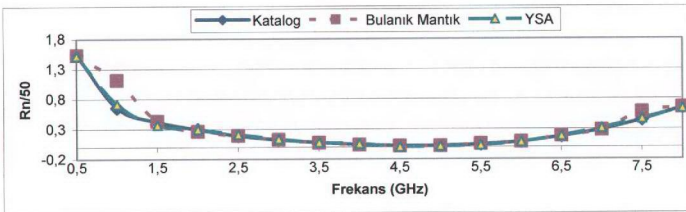
Şekil 5.64 Bulanik mantık, YSA, katalog $F_{\min}$ (dB)–frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20$ mA)



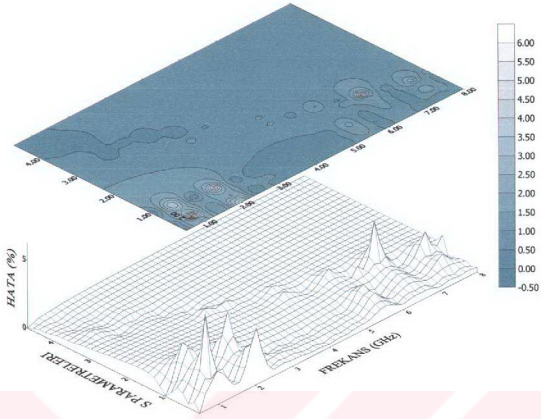
Şekil 5.65 Bulanik mantık, YSA, katalog $\Gamma_{opt}Mag$ –frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=20$ mA)



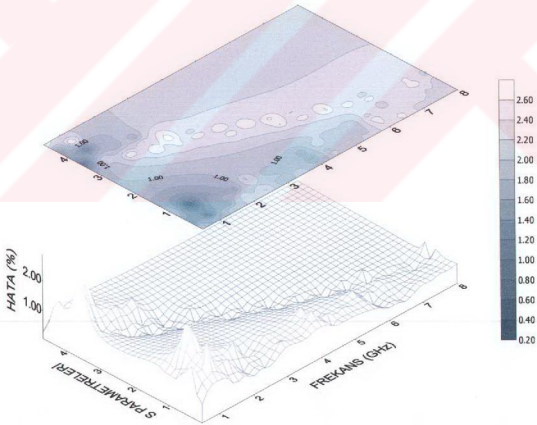
Şekil 5.66 Bulanik mantık, YSA, katalog $\Gamma_{opt}Açı$ –frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15$ mA)



Şekil 5.67 Bulanik mantık, YSA, katalog $R_N/50$ –frekans değişimi ($V_{DS}=2V$ ve $I_{DS}=15$ mA)



Şekil 5.68 Bulanık mantık modeli için sinyal parametrelerinin frekansa bağlı yüzdelik hata değerleri



Şekil 5.69 YSA modeli için sinyal parametrelerinin frekansa bağlı yüzdelik hata değerleri

6. MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİ OPTİMİZASYONU

6.1 Temel Mühendislik Optimizasyon Problemleri

Bir Mühendislik sistemi, verilen belli bir hedef uzayını gerçekleştirecek şekilde tasarlanır. Örneğin, bizim ele aldığımız mikrodalga kuvvetlendiricisinde hedef uzayımız, devremizin verilen belli bir B band genişliği içinde Gürültü Faktörü F, Giriş Yansıtma Katsayısı ρ_i ve Kazanç G_T 'den ibarettir. Her mühendislik sisteminde hedef uzayını gerçekleştirecek tasarım değişkenleri seçilir. Hedef uzayı ile tasarım değişkenleri arasında genellikle bir nonlinear ilişki vardır. Bizim sistemimizde tasarım değişkenleri, uydurma devrelerinde kullanılan transmisyon hatlarının karakteristik empedansları Z_0 ve fiziksel uzunlukları ℓ dir ve hedef fonksiyonlarımız F, ρ_i , G_T ile tasarım değişkenleri Z_{0i}, ℓ_i ' arasında yüksek nonlinear bir ilişki vardır. Hedefi gerçekleştiren "Tasarım" setini bulabilmek için, genellikle Hata ya da Amaç fonksiyonu araç olarak kullanılır. Hata fonksiyonu, hedef ile optimizasyonda hesaplanan farkının biçimi ile belirlenen bir fonksiyondur. Hata fonksiyonları "Mühendislik" problemine göre çeşitli biçimlerde olabilir: Lineer, ikinci derece, üstel,...Hedefi gerçekleştiren "Çözüm" takımları, genellikle "Hata" fonksiyonunun "Global" minimumunu gerçekleştiren takımlardır. Bu yüksek dereceden nonlinear hata fonksiyonun global minimumu, genellikle nümerik olarak bulunabilir ve bunun için iki sınıf algoritma ele alınabilir: i) Gradient-Temelli Algoritmalar; ii) Sezgisel Yöntemler. Bu algoritmaların avantaj ve dezavantajları ilerideki ilgili bölümlerde ayrıntılı olarak verilmektedir. Bu tezde Sezgisel Yöntemlerden Genetik Algoritma, Rasgele Arama Yöntemi, Başlangıcı rasgele arama ile bulunmuş Nelder-Mead Simpleks yöntemleri mikrodalga kuvvetlendirici optimizasyonunda kullanılmıştır.

6.1.1 Tasarım Uzayı ve Mikrodalga Kuvvetlendiricisine Uygulaması: Çok Hedefli Amaç Fonksiyonları

6.1.1.1 $\{(F, V_i, G_T), B\}$ Hedef Uzayı ve Kullanımı

Bir mikrodalga kuvvetlendirici optimizasyonu prosesinin amacı, $V_{ireq}(f)$ ve $F_{req}(f)$ sınırlayıcı fonksiyonlara uygun bir $G_{Tmin}(f) < G_{Treq}(f) < G_{Tmax}(f)$ fonksiyonu belli bir potansiyel B bandı boyunca gerçekleştirmektir. Burada, bir özellik not edilmelidir: "Performans Karakterizasyonu" teorisinden, $V_{ireq}(f)$ ile sınırlandırılmış bütün $G_{Tmin} < G_{Treq} < G_{Tmax}$ kazanç çemberlerinin bir kısmı, Koşulsuz Kararlı Çalışma Bölgesinde yer alıp birim Smith çemberini

aynı iki noktada kestikleri bilinmektedir. Buna göre, verilen çalışma frekansı f de $V_{ireq}(f)$ ve $F_{req}(f)$ gerçekleyen bölgelerin Koşulsuz Kararlı Çalışma bölgesi ile ara-kesitinden birçok kararlı (F, V_i, G_T) çözüm takımları oluşturulabilir (Güneş, 1994), (Güneş ve Çetiner 1998). Buna göre minimize edilecek “Hata” (=Amaç) fonksiyonu, sadece transduser kazanç G_T , giriş VSWR V_i ve gürültü faktörü F içerebilir ve kararlılık faktörünü hesaba katmaya gerek kalmamaktadır. Bu çalışmada $\{(F, V_i, G_T), B\}$ hedef uzayı için sadece V_i, G_T ‘yi içeren iki hedefli Amaç Fonksiyonu kullanılmıştır.

Bu çalışmada (F, V_i, G_T) hedef uzayı için aşağıdaki çok hedefli Hata (Amaç) fonksiyonu kullanılmıştır (6.1).

$$E = \left(\left(\sum_{i=1}^n \left(\frac{|\rho_{in}(f_i)|}{n} \right) - |\rho_{inref}| \right) + W_1 \cdot e^{w_2 \left| \left(\sum_{i=1}^n (G_T(f_i) - G_{Tref}) \right) \right|} \right) \quad (6.1)$$

Burada n , örnek frekans sayısı,

W , ağırlık katsayıları; $W_1=0.01$, $W_2=0.4$ ve

$|\rho_{in}(f_i)|$ f_i frekansında giriş yansıtma katsayısının modülü olup,

$$|\rho_{in}(f_i)| = \frac{V_i - 1}{V_i + 1} \text{ e eşittir.} \quad (6.2)$$

(6.1) deki Hata fonksiyonu, yaygın hata fonksiyonlarının kullanılıp sonuçları irdelendikten sonra çeşitli modifikasyonlar denenerek tespit edilmiştir. Bu fonksiyonun giriş yansıtma katsayısı hata teriminde her bir frekansta hesaplanan yansıtma katsayısı yerine örnek frekans uzayında alınan aritmetik ortalaması, referans ile karşılaştırılması daha iyi sonuç vermiştir. Ayrıca kazanç hata terimi üstel biçimde ve $W_1=0.01$, $W_2=0.4$ ağırlıklar ile düzgün kazanç karakteristiği vermiştir. Bu uygulamadan not edilmesi gereken bir husus (6.1) formülünde gürültü faktörünün hesaba katılmasının gereğinin olmayışdır.

(6.1) ve (6.2) de G_T ve V_i fonksiyonları Z_{0i}, ℓ_i cinsinden ifade edilerek F , devre tasarım değişkenlerinin fonksiyonu olarak bulunmuştur. $\{(F, V_i, G_T), B\}$ için tasarım uzayı aşağıdaki şekilde belirlenmiştir:

a) T, Π konfigürasyonunda kullanılmış olup hat uzunlukları ve karakteristik empedansları optimizasyon değişkenleri olarak seçilmiştir:

$$\mathbf{g} = [\ell_1 \ell_2 \ell_3 \ell_4 \ell_5 \ell_6 Z_{01} Z_{02} Z_{03} Z_{04} Z_{05} Z_{06}]^t$$

b) İkinci bir yaklaşım olarak sabit hat uzunluğu ve sabit hat uzunluğuna bağlı olarak değişken karakteristik empedansları optimizasyon değişkeni olarak kullanılmıştır.

$$\mathbf{g} = [\ell Z_{01} Z_{02} Z_{03} Z_{04} Z_{05} Z_{06}]^t$$

c) Giriş uydurma devresi T veya Π , çıkış uydurma devresi seri ile kısa devre edilmiş transmisyon hattından oluşan L tipi uydurma devresi konfigürasyonunda, hat uzunlukları ve karakteristik empedansları optimizasyon değişkenleri olarak seçilmiştir:

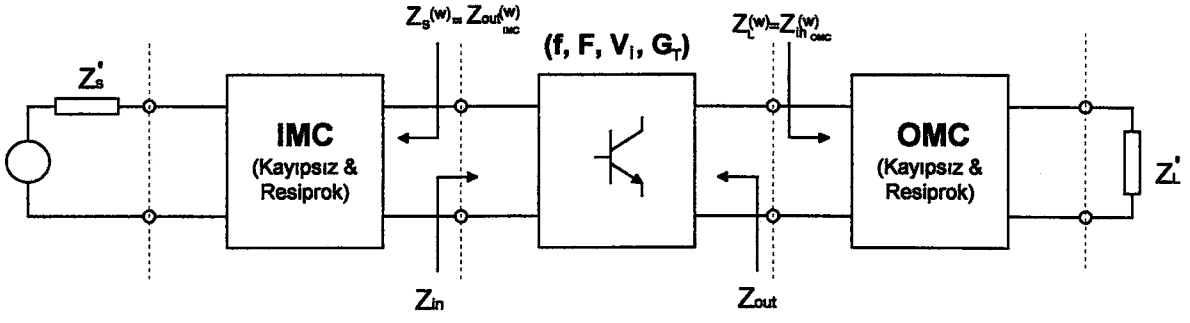
$$\mathbf{g} = [\ell_1 \ell_2 \ell_3 \ell_4 \ell_5 Z_{01} Z_{02} Z_{03} Z_{04} Z_{05}]^t$$

d) Giriş ve çıkış L tipi uydurma devreleri konfigürasyonunda hat uzunlukları ve karakteristik empedansları optimizasyon değişkenleri olarak kullanılmıştır:

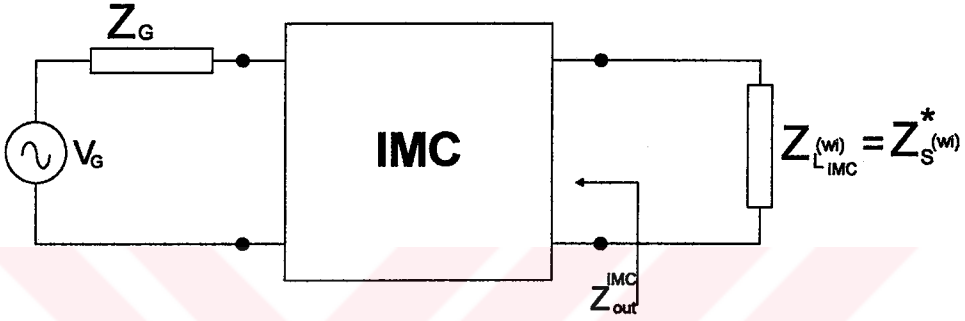
$$\mathbf{g} = [\ell_1 \ell_2 \ell_3 \ell_4 Z_{01} Z_{02} Z_{03} Z_{04}]^t$$

6.1.1.2 (Z_S, Z_L) ve B Hedef Uzayı ve Kullanımı

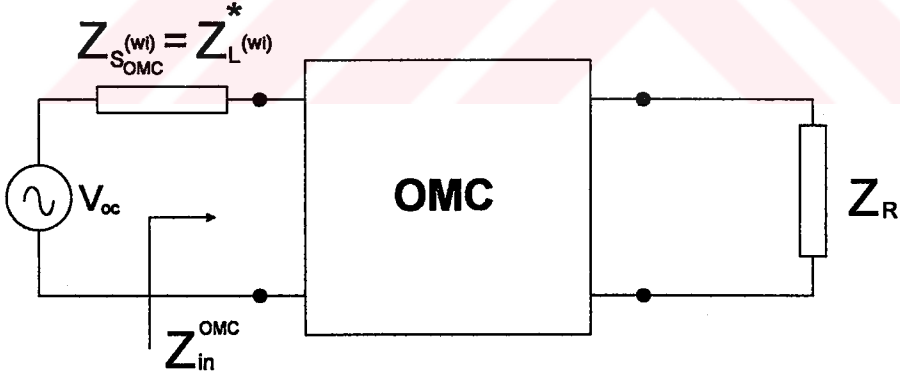
Bir mikrodalga kuvvetlendiricisinin giriş ve çıkış uydurma devreleri ile birlikte toplam blok diagramı Şekil 6.1'de verilmiştir. Transistörün “Performans Karakterisyonu” teorisi kullanılarak elde edilen uyumlu performans (F_{req} , V_{ireq} , G_{Treq}) üçlülerinin kuvvetlendirici içinde gerçekleştirilebilmesi için transistörün kaynak (Z_{Sreq}) ile sürülmesi ve yük (Z_{Lreq}) ile de yüklenmesi gerekmektedir. Bu yaklaşımda, Z_{sreq} , Giriş Uydurma Devresi (IMC), Z_{lreq} , Çıkış Uydurma Devresi (OMC) ile ayrı ayrı optimizasyon ile gerçekleştirilmektedir (Şekil 6.1). Buna göre, Z_{sreq} 'ı gerçekleştirilen IMC devresi Şekil 6.2'de, Z_{lreq} 'ın gerçekleştirildiği OMC devresi Şekil 6.3 te verilmektedir.



Şekil 6.1 Giriş ve çıkış uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisi



Şekil 6.2 Transistora $Z_S(\omega_i)$ 'nin sürülme empedansının devresi



Şekil 6.3 Transistora $Z_L(\omega_i)$ 'nin yük empedansının devresi

Her iki uydurma devresinin optimizasyon prosedüründe aşağıda verilen Hata fonksiyonu kullanılmıştır:

$$E = \sum_{i=1}^N 1 - e^{-W(1-G_T)^2} \quad (6.3)$$

Burada W = Ağırlık katsayısı ($W=2$); G_T : Kayıpsız ve resiprok bir iki kapılı uydurma devresinin transduser güç kazancıdır:

$$G_T = 4 \operatorname{Re}\{Z_S\} \operatorname{Re}\{Z_L\} \left| \frac{1}{AZ_L + B + CZ_S Z_L + DZ_S} \right|^2 \quad (6.4)$$

$$G_T = 1 - |\rho|^2 \quad (6.5)$$

Burada $[ABCD]$, uydurma devresinin zincir parametreleri, Z_S ve Z_L sırasıyla aynı devrenin giriş ve çıkış sonlandırmalarıdır. $|\rho|$: Uydurma devresinin giriş ya da çıkış kapısındaki yansıtma katsayısının modülüdür. Örneğin giriş uydurma devresi için aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$|\rho_{in}|^2 = \left| \frac{Z_{out}^{IMC} - Z_{L_{IMC}}^*}{Z_{out}^{IMC} + Z_{L_{IMC}}} \right|^2 = \left| \frac{Z_{out}^{IMC} - Z_S(\omega)}{Z_{out}^{IMC} + Z_S^*(\omega)} \right|^2 \quad (6.6)$$

Burada;

Z_{out}^{IMC} = Giriş Uydurma Devresinin çıkış empedansı

$Z_{L_{IMC}}$ = Transistorun giriş empedansı

Z_S = Transistorun kaynak empedansıdır.

Aynen kaynak empedansını transistorun giriş empedansına uygunlaştıran devrede olduğu gibi transistorun çıkış empedansını, yük empedansına eşitleyen uydurma devresi de yukarıdaki bağıntılardan tasarlanabilir.

Çıkış Uydurma Devresi için yansıma katsayısı aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$|\rho|^2 = \left| \frac{Z_{in}^{OMC} - Z_{S_{OMC}}^*}{Z_{in}^{OMC} + Z_{S_{OMC}}} \right|^2 = \left| \frac{Z_{in}^{OMC} - Z_L(\omega)}{Z_{in}^{OMC} + Z_L^*(\omega)} \right|^2 \quad (6.7)$$

Burada;

Z_{in}^{OMC} = Çıkış Uydurma Devresinin giriş empedansı

$Z_{S_{OMC}}$ = Transistorun çıkış empedansı

Z_L = Transistorun yük empedansıdır.

Hata fonksiyonu, $\{(F, V_i, G_T), B\}$ hedef uzayındaki Hata fonksiyonu tespiti ile aynı yol izlenerek bulunmuştur.

Transistorun giriş empedansını, kaynak empedansına ve transistorun çıkış empedansını yük empedansına uygunlaştıran uydurma devreleri için tasarım uzayı aşağıdaki şekilde belirlenmiştir:

a) Kaynak Empedansını Transistorun Giriş Empedansına Uygunlaştıran “T” tipi konfigürasyonda hat uzunlukları ve karakteristik empedansları optimizasyon değişkenleri olarak kullanılmıştır:

$$\mathbf{g} = [\ell_1 \ell_2 \ell_3 Z_{01} Z_{02} Z_{03}]^t$$

b) Yük Empedansını transistorun çıkış empedansına uygunlaştıran “T” tipi konfigürasyonda hat uzunlukları ve karakteristik empedansları optimizasyon değişkenleri olarak kullanılmıştır:

$$\mathbf{g} = [\ell_1 \ell_2 \ell_3 Z_{01} Z_{02} Z_{03}]^t$$

c) Kaynak Empedansını Transistorun Giriş Empedansına Uygunlaştıran “L” tipi konfigürasyonda hat uzunlukları ve karakteristik empedansları optimizasyon değişkenleri olarak kullanılmıştır:

$$\mathbf{g} = [\ell_1 \ell_2 Z_{01} Z_{02}]^t$$

d) Yük Empedansını transistorun çıkış empedansına uygunlaştıran “L” tipi konfigürasyonda hat uzunlukları ve karakteristik empedansları optimizasyon değişkenleri olarak kullanılmıştır:

$$\mathbf{g} = [\ell_1 \ell_2 Z_{01} Z_{02}]^t$$

6.1.2 Global Optimum ve Algoritmaları

Geleneksel en iyiyi (optimal noktayı) arama yöntemleri, iki ana başlık altında toplanabilir: Bunlar, gradient-temelli algoritmalar ve sezgisel yöntemlerdir. Gradient temelli algoritmalar, bugüne kadar literatürde yoğun bir biçimde incelenmişlerdir. Bunlar da kendi aralarında

dolaylı ve doğrudan olmak üzere ikiye ayrılırlar.

6.1.2.1 Gradient-Temelli Algoritmalar

Matematiksel nonlinear programlama algoritmaları, mühendislik optimizasyon problemlerindeki uygulamalar için bir metod olarak ortaya çıkmışlardır. Bu algoritmalar, eşit ve eşit olmayan sınırlamaların bir karışımı olan tek ve çok hedefli dizayn problemlerinin çözümü için genel bir yaklaşım sürerler. Bu metodların en etkilileri, hedef fonksiyonunun en az birinci dereceden türevine ihtiyaç duyan gradient tabanlı olanlarıdır. Gradient tabanlıların tepe tırmanma kabiliyeti, ilk tahminin optimum noktaya olan uzaklığı ile ilişkilidir. Tasarım uzayının iç bükey olduğu durumlarda global optimum noktayı garanti edemezler. Ayrıca bu metodlar tasarım uzayının süreksiz olduğu problemlerde de yetersiz kalmaktadırlar.

Mühendislik dizayn problemlerinde sürekli, ayrık ve tam sayı dizayn değişkenleri, sürekli değişkenler gibi kabul edilir ve en yakın alt veya üst ayrık veya tam sayı değışkene yuvarlanırlar. Bu basit yuvarlama işlemi, genellikle en uygun tasarımı elde etmede başarısız olur. Hatta uygun olmayan tasarımlar meydana getirirler. “Dal ve Bölüm Stratejisi”, bu tarz problem için simetrik çözüm metodunu önermektedir. Bu metod, optimum noktaya ulaşmak için olası tüm değerlerin göz önüne alınmasına dayanır. Ayrık ve tam sayı değışkenlerdeki sürekli çözümlerin simetrik bir aramasından oluşan bu strateji, spesifik değışkenleri bulmada zorlanmaktadır. Maalesef bu metod ile orijinal optimizasyon problemi istenmeyen bir şekilde büyümektedir.

Dolaylı Metod

Dolaylı metodda kullanılan matematiksel ifadeler, genel olarak aşağıdaki formattadır:

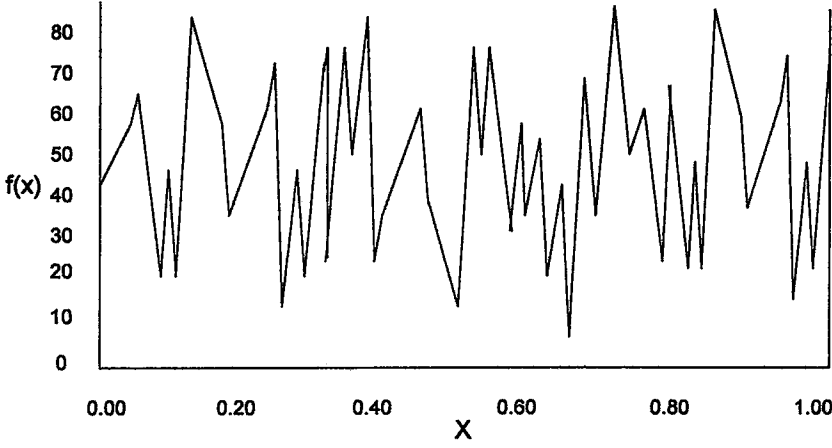
$$\nabla F(x) = 0 \quad (6.8)$$

Hedef fonksiyonunun gradyanının sıfıra eşit alınması sonucu ortaya çıkan doğrusal olmayan denklem takımının çözülmesi gerekir. Arama tepe veya çukur olması muhtemel noktalar civarında yapılır.

Bu yöntemin eksiklikleri şunlardır:

- 1) Doğrusal olmayan denklem takımlarının çözümü oldukça zordur. Başlangıç ve sınır şartları içerisinde çözüme ulaşılabilir. Ayrıca var olan çözümün kaotik olması da muhtemeldir.

2) Hedef fonksiyonları, türevi alınabilir olmalıdır. Teorik olarak hesabı kolay kuadratik hedef fonksiyonlarının bulunabilmesine karşın, gerçek hayatta karşılaşılan problemler teoriden uzaktır. Parça parça süreksizlikler içerebileceği gibi gürültülü ortamlardan elde edildikleri için Şekil 6.4'deki gibi pek çok tepe noktalı olabilir.



Şekil 6.4 Pratikte karşılaşılan bir hedef fonksiyonu örneği (Erol, 1995)

3) Arama, tepe veya çukur olması muhtemel noktalar civarında yapılır. Bu yöntemin en önemli eksikliği, yerel bakış açısıyla yürütülmesidir. Aradığı en iyi nokta, hareket noktasının yakınındadır. Örneğin Şekil 6.5-a'da gösterilen, uzayın sınırlı bir bölgesi olsun. Bu uzayın daha geniş bir bölgesi de, Şekil 6.5-b'de verilmiş olsun. Bu ikinci şekilden de görülebileceği üzere, küçük tepenin yakınında aramaya başlanılırsa, en iyi nokta olarak küçük tepenin üzerinde kalınacaktır. Halbuki, bulunacak bu noktadan daha iyi bir nokta vardır ki o da, daha yüksek olan ikinci tepe noktasıdır. Küçük tepenin yakınındaki bir noktada başlamak bile esas en iyi noktasını kaybettirecektir. Buna bir çözüm olarak, arama işlemine rasgele seçilmiş başka bir noktadan tekrar başlanılabilir. Şekil 6.5-a'daki gibi tek tepe noktalı fonksiyonlar, hesaba dayalı arama yöntemleri için kolay olmasına karşın Şekil 6.5-b'deki gibi fonksiyonlarda hangi tepeye tırmanılacağı ayrı bir problemdir.

Doğrudan Metod

Diğer bir yöntem ise alınan bir noktadan sadece yukarı ilerleyerek en iyi sonucu bulmayı hedefler. *Tepe Tırmanma* (Hill Climbing) adı verilen bu yöntem, fonksiyon grafiğinin tepelerine tırmanır. Bu arama şeklinde, fonksiyonun maksimum noktasının yeri hakkında bir tahminde bulunulur ve buna yakın herhangi bir noktadan arama sürdürülür. Burada yerel en iyi noktayı bulmak için mümkün olan en dik eğimli yönde ilerlenir.

Bu yöntemin eksiklikleri şunlardır:

- 1) Yöntem yerel bakış açısıyla ilerler. Çok sayıda dönme noktası içeren bir fonksiyonda çok sayıda tepe oluşur. Hangi tepenin en iyi çözüm olduğu bilinemez.
- 2) Hedef fonksiyonları türevlenebilir olmalıdır. Aksi taktirde arama yapamaz hale gelir.

6.1.2.2 Sezgisel Temelli Algoritmalar

Bu yaklaşımlar az önce anlatılan arama yöntemlerinin zayıf yönlerinden dolayı artan bir ilgi ile izlenmektedir. Rastlantısal bir yönde tepe tırmanma veya rasgele noktalar seçerek bunların hedef fonksiyonlarını bulma gibi düşünceler, rasgele arama yöntemlerinin dışında tutulmalıdır. Rasgele arama metodları, optimizasyon dizayn problemleri için en başarılı ve en basit arama metodlarıdır. Bu metodlar, her türlü tasarım uzayında ve tasarım değişkenlerinde herhangi bir kısıtlamaya gitmeden çalışabilirler. Basit sayım teknikleri, rasgele yürüme metodları ile ilerlerler. Bu metodların en büyük dezavantajı, en basit problem için bile optimum noktaya ulaşmak için binlerce iterasyon yapmak zorunda olmalarıdır. Bundan dolayı optimal dizayn problemlerinin yapısı için, sayım tekniklerinden daha az hesap gerektiren ve gradient tabanlı nonlinear programlama algoritmaları gibi bölgesel minimum noktaya takılmayan alternatif arama metodları incelenmektedir. Genetik algoritma bu handikapları yenen bir optimizasyon tekniğidir.

Bu tez çalışmasında bir mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazanç, gürültü ve giriş yansıma katsayısı değerlerinin optimum değerler ile arasındaki hata minimize edilerek, çeşitli optimizasyon yöntemleri önerilmiştir. Hata minimizasyon probleminin doğasına uygun olarak literatürde çeşitli optimizasyon yöntemleri önerilmektedir. Optimizasyon algoritmasında belirlenecek parametre sayısı uydurma devrelerindeki değişken eleman sayısına bağlıdır. Değişken sayısının yüksek olduğu durumlarda özellikle deterministik optimizasyon yöntemlerindeki başarı düşmektedir. Monte Carlo gibi deterministik olmayan optimizasyon yöntemleri bulunmaktadır.

Genetik Algoritma Optimizasyon algoritması yönlendirilmiş, akıllı Monte Carlo (MC) metodları arasında sayılır. Dolayısıyla ilk olarak mikrodalga kuvvetlendirici tasarımında klasik Monte Carlo metodlarına, fakat ondan önce ızgara arama (GS: Grid Search) adı verilen metodu görmekte fayda olacaktır:

Izgara Arama (GS) Metodu

GS metodu, önceden belirlenmiş model doğrultusunda model uzayının tümünü tarama esasına dayanır. Yani başka bir deyişle çözüm için belirlenen model parametreleri, her değer için denenir ve böylece model uzayında denenilen değerler için optimum parametreler seçilerek problem çözülmüş olur.

Genellikle arama uzayları çok büyük olduğu için bu metot çok verimli değildir, bilgisayar kaynaklarını kullanım açısından da çok pahalıdır.

Monte Carlo Çözümü

Monte Carlo metotları modellerin düzgün bir dağılımdan rasgele seçilmesi ve veriyle kıyaslanmasına dayanan tamamen rasgele arama metotlarıdır. Monte Carlo metodunu kullanarak mikrodalga kuvvetlendirici çözümünde her model parametresinin daha önce belirlenen bir arama aralığında değişmesine müsaade edilir. Dolayısıyla her m_i model parametresi için şu aralığı tanımlarız:

$$m_i^{\min} \leq m_i \leq m_i^{\max} \quad (6.9)$$

$U[0,1]$ düzgün dağılımından rasgele bir sayı seçilir ve model parametresine uygulanır. Örneğin, rasgele sayının rs olduğunu varsayalım, bu durumda yeni model parametre değeri şu şekilde verilebilir:

$$m_i^{\text{yeni}} = m_i^{\min} + (rs)(m_i^{\max} - m_i^{\min}) \quad (6.10)$$

Model vektörünün belli sayıda model parametresinde rasgele pertürbasyon yapılarak yeni bir rasgele model vektörü üretilebilir. Daha sonra yeni model için yapay data üretilerek gözlem verisiyle karşılaştırılır. Model, yapay verinin gözlem ile ne kadar uyduğuna dair belirlenmiş bir kritere göre deterministik olarak ret veya kabul edilir. Bu üretme-ret/kabul işlemi belli bir durma kriteri oluşuncaya kadar sürdürülür.

Genelde kullanılan durma kriteri belli sayıdaki kabul edilen model sayısıdır. Görüldüğü gibi çalışma prensibi açısından Monte Carlo metodu mikrodalga kuvvetlendirici tasarımında kullanılabilir. Çünkü doğası gereği arama sırasında lokal minimumlara takılma problemi yoktur. Fakat düzgün bir dağılımdan çektiği rasgele sayıları kullanarak tüm uzayı ağırlıksız olarak taradığı için bilgisayar kullanımı olarak oldukça pahalıdır ve istatistiksel olarak global optimum noktanın bulunmasının garantilenmesi çok zordur. Bu kısıtlamanın giderilmesi için önerilen bir metot önceden bilinen bilgilerin bir ön olasılık yoğunluk

fonksiyonu tanımlanmasında kullanılması ve böylece arama uzayının kısıtlanmasıdır (Göksu, 2002).

Saf Monte Carlo metotlarının getirdiği yoğun bilgisayar yükünün hafifletilmesi ve böylece zaman boyutunda verimli hale gelmesi için Yönlendirilmiş Monte Carlo Metotları geliştirilmiştir. Bunlardan birisi Genetik Algoritmadır.

6.2 Genetik Algoritma

İnsanoğlu var olduğu tarihten bu yana doğa ile iç içe yaşamaktadır. Bu birliktelik içerisinde doğa, insanoğluna bir çok konuda ilham kaynağı olmuştur. Örneğin uçağın yapılması, radarın icadı gibi bir çok teknolojik gelişme insanoğlunun doğayı ve doğadaki canlıları incelemesi sonucu gerçekleşmiştir. Doğanın incelenmesi sırasında kimi problemlerin çözülmesi için bir çok yöntemler de geliştirilmiştir. Genetik algoritma ise bu yöntemlerden birisidir.

Genetik algoritmalar yapay zekanın gittikçe genişleyen bir kolu olan evrimsel hesaplama tekniğinin bir parçasını oluşturmaktadır. Adından da anlaşıldığı üzere, evrimsel hesaplama tekniğinin bir parçası olan genetik algoritma Darwin'in evrim teorisinden esinlenerek oluşturulmuştur. Herhangi bir problemin genetik algoritma ile çözümü, problemi sanal olarak evrimden geçirmek suretiyle yapılmaktadır (Kurt ve Semetay, 2001).

Evrimsel hesaplama ilk olarak 1960'larda I.Rechenberg tarafından "Evrimsel Stratejileri (Evolutions Strategie)" isimli eserinde tanıtılmıştır. Onun fikri daha sonra başka araştırmacıların da ilgisini çekmiş ve geliştirilmiştir.

Michigan Üniversitesinde psikoloji ve bilgisayar bilimi uzmanı olan John Holland bu konuda ilk çalışmaları yapan kişidir. Mekanik öğrenme (Machine Learning) konusunda çalışan Holland, Darwin'in evrim kuramından etkilenerek canlılarda yaşanan genetik süreci bilgisayar ortamında gerçekleştirmeyi düşündü. Araştırmalarının iki amacı vardı: Birincisi, canlılardaki adaptasyonun yapısını anlamak ve ana hatları ile açıklamak; ikincisi, bu yapıdan hareketle insan yapısı sistemlere uygulanabilecek algoritmayı bulmak. Bu yaklaşım daha sonra önemli gelişmelere ışık tutmuştur.

Tek bir mekanik yapının öğrenme yeteneğini geliştirmek yerine böyle yapılarda oluşan bir topluluğun; çoğalma, çiftleşme, mutasyon, vb. genetik süreçlerden geçerek başarılı (öğrenebilen) yeni bireyler oluşturabildiğini gördü. Çalışmalarının sonucunu açıkladığı kitabının 1975'te yayınlanmasından sonra geliştirdiği yöntemin adı Genetik Algoritmalar (ya da kısaca GA) olarak yerleşti. Ancak 1985 yılında Holland'ın öğrencisi olarak doktorasını

veren David E. Goldberg adlı inşaat mühendisi 1989 da konusunda bir klasik sayılan kitabını yayınlamaya dek genetik algoritmaların pek pratik yararı olmayan bir araştırma konusu olduğu düşünülüyordu. Halbuki Goldberg'in gaz boru hatlarının denetimi üzerine yaptığı doktora tezi ona sadece 1985 National Science Foundation Genç Araştırmacı ödülünü kazandırmakla kalmadı, genetik algoritmaların pratik kullanımının da olabilirliğini kanıtladı. 1992 yılında John Koza genetik algoritmayı kullanarak çeşitli görevleri yerine getiren programlar geliştirdi. Bu metoda Genetik Programlama adını verdi.

Genetik algoritma geleneksel yöntemlerle çözümü zor veya imkansız olan problemlerin çözümünde kullanılmaktadır. Çok genel anlamda genetik algoritmanın üç uygulama alanı bulunmaktadır. Bunlar deneysel çalışmalarda optimizasyon, pratik endüstriyel uygulamalar ve sınıflandırma sistemleridir.

Mühendislik problemlerinde optimizasyon amaçlı olarak kullanılmaya başlanmıştır. Özellikle mekanizma tasarımında çok iyi sonuçlar verdiği bilinmektedir (Konuralp ve arkadaşları, 1998). Bunlardan başka otomatik programlama, öğrenme kabiliyetli makinalar, ekonomi, ekoloji, planlama, üretim hattı yerleşimi gibi alanlarda da uygulanmaktadır. Ayrıca dijital resim işleme tekniğinde de çokça uygulama alanı bulmuştur (Mansfield, 1990), (Gizolme ve Thollon, 1998).

6.2.1 Genetik Algoritma Kavramı

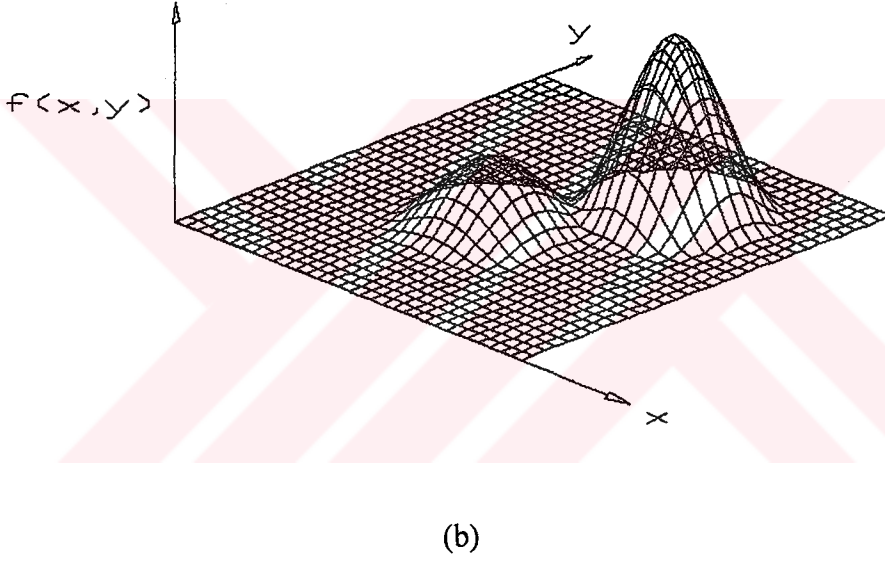
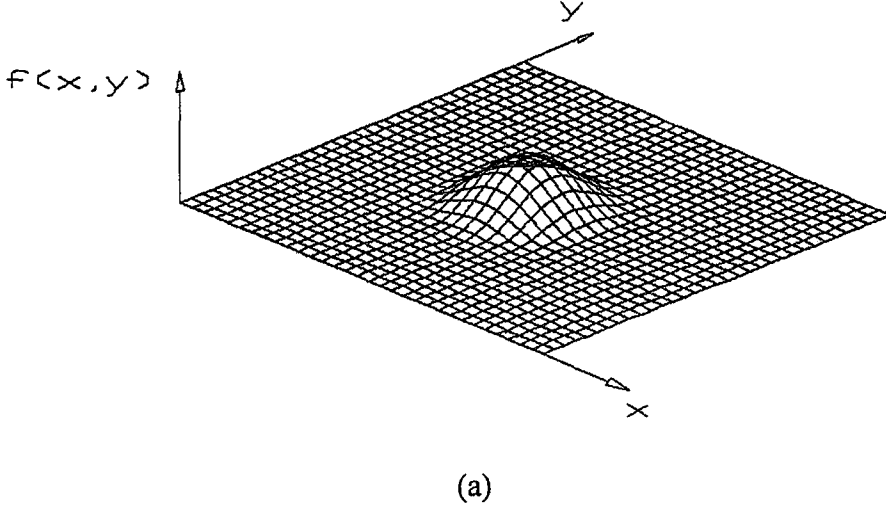
Genetik algoritmalar, doğal seçme ve genetik kurallarına dayanmaktadırlar. Bu kurallar, en fazla uyum sağlayan canlının hayatına devam etmesi ve uyum sağlayamayan canlının da elenmesi olarak algılanabilir. Canlılar nesilden nesile genlerini aktarırken, bu genler de doğal genetik kurallara göre başka genlerle eşleşir, değişir yeni genleri oluştururlar. Genetik algoritmalar da doğadaki bu iki oluşumu birleştirerek, en iyiyi (optimal noktayı) arar. Bir önceki nesilin en uygun elemanlarının parçaları ve “bit”leri kullanarak yeni nesilin üyeleri oluşturulur. Bu üyelerin uygunlukları test edilerek, en iyilerinden hareketle yeniden başka elemanlar türetilir. Genetik algoritmalarda olasılığın rolü olmasına karşın, rasgele bir arama metodu değildir. Genetik algoritmaların bir diğer önemli özelliği de bir grup çözüm ile uğraşmasıdır. Bu sayede çok sayıda çözümün içinden iyileri seçilip kötülerini elenebilir.

Genetik algoritmaları diğer algoritmalarından ayıran en önemli özelliklerden birisi de seçmedir. Genetik algoritmalarda çözümün uygunluğu onun seçilme şansını artırır, ancak bunu garanti etmez. Seçim de ilk grubun oluşturulması gibi rasgeledir. Ancak bu rasgele seçimde seçilme olasılıklarını çözümlerin uygunluğu belirler.

Genetik algoritmaların esasını temsil eden biyolojik sistemler, dikkatli bir inceleme ile bize yeni ufuklar açabilecek sırlara sahiptir. Bugün için en iyi adaptasyon, doğada var olan adaptasyondur. Genetik algoritmalar, basit hesaplamalar gerektirir. Ancak işlemlerin basitliği, etkinliğini azaltmaz. Diğer pek çok en iyiyi arama yönteminde görülen, süreklilik, türev bilgisi, tek bir minimum yada maksimumun varlığı gibi kabuller, bu yöntem için geçerli değildir.

Genetik Algoritma ile diğer geleneksel yöntemler arasındaki farklar şu şekilde sıralanabilir:

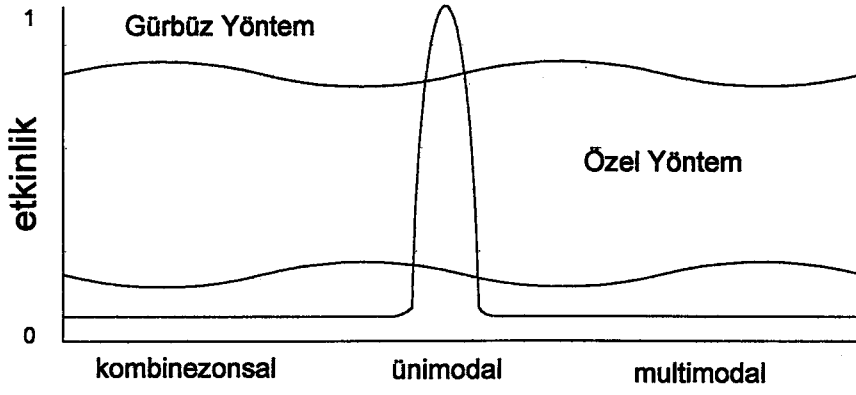
- 1) Genetik algoritmada, parametreler kodlanarak kullanılırlar. Genellikle kodlama biçimi ikilik sayı sistemindedir.
- 2) Genetik algoritmada tek bir nokta yerine noktalar topluluğundan hareket edilir. Bu da Şekil 6.5-b' deki geleneksel maksimuma ulaşmayı kolaylaştırır. Sistem yerel maksimuma takılmaz.
- 3) Genetik algoritmada sadece hedef fonksiyonunun değeri kullanılır. Türev ve integral gibi daha farklı bilgilere gerek yoktur. Bu da yöntemi belirli kabul ve şartlardan uzak tutar.
- 4) Genetik algoritma belirlilik değil, olasılık kurallarına dayanır. Seçim işlemi bu olasılık doğrultusunda gerçekleştirilir.



Şekil 6.5 Amaç Fonksiyonları (Erol, 1995)

Rasgeleliği kullanmak, belirli bir mantıktan yoksun arama yapmak demek değildir. Olasılığı kullanmayan global arama yöntemleri de vardır. Ancak bunlarda da işlem sayısının fazlalığı çok boyutlu uzaylarda çözümü bulmayı zorlaştırmaktadır.

Şekil 6.6'da görülebileceği gibi, bir çok geleneksel arama yöntemi, küçük bölgelerde iyi sonuç vermektedir. Sayısal veya rasgele arama yöntemleri, bütün spektrum için yeterli etkinlikte değildir. Gürbüz yöntemler bütün spektrum için yeterli etkinliktedir (Carrara v.d., 1995).



Şekil 6.6 Arama Yöntemlerinin Etkinlikleri (Erol, 1995)

Tek bir nokta ele alıp, bu noktadan diğer bir noktaya belli bir kural kullanarak geçmek yanlış bir yerel en iyi noktaya yerleşmeye sebep olabilir. Genetik algoritma, tek bir nokta yerine, bir noktalar topluluğundan yararlandığı için, yapılacak ikinci adım bu noktalar topluluğunu belirlemektir. Böylece global en iyi noktaya yakınsama şansı artacaktır. Genetik algoritmada nesil adı verilen bu noktalar topluluğundan yeni bir nesil, yeni bir noktalar topluluğu elde edilir.

6.2.2 Genetik Algoritma Tekniği

Genetik Algoritmada Kullanılan Temel Kavramlar şu şekilde sıralanabilir:

6.2.2.1 Gen

Kendi başına anlamlı genetik bilgi taşıyan en küçük genetik yapıdır.

6.2.2.2 Kromozom

Birden fazla genin bir araya gelerek oluşturduğu diziye denir. Kromozomlar, alternatif aday çözümleri gösterirler.

6.2.2.3 Popülasyon

Kromozomlardan oluşan topluluğa denir. Popülasyon, geçerli alternatif çözüm kümesidir. Popülasyondaki birey sayısı (kromozom) genellikle sabit tutulur. Genetik algoritmada popülasyondaki birey sayısı ile ilgili genel bir kural yoktur. Popülasyondaki kromozom sayısı arttıkça çözüme ulaşma süresi (iterasyon sayısı) azalır.

6.2.2.4 Allel (Allele)

Bir özelliği temsil eden bir genin alabileceği değişik değerlere denilir.

6.2.2.5 Locus

Kromozom üzerindeki her bitin yerine verilen isimdir.

6.2.2.6 Genotip (Genotype)

Kodlanmış çözümden eski haline dönüştürülen çözümdür.

6.2.2.7 Fenotip (Phenotype)

Kodlanan çözümdür.

6.2.3 Genetik Algoritmada Kullanılan Operatörler

Algoritma ilk olarak popülasyon diye tabir edilen bir çözüm (kromozomlarla ifade edilir) seti ile başlatılır. Bir popülasyondan alınan sonuçlar bir öncekinden daha iyi olacağı beklenen yeni bir popülasyon oluşturmak için kullanılır. Yeni popülasyon oluşturulması için seçilen çözümler uyumluluklarına göre seçilir. Çünkü uyumlu olanların daha iyi sonuçlar üretmesi olasıdır. Bu istenen çözüm sağlanıncaya kadar devam ettirilir (Kurt ve Semetay, 2001).

6.2.3.1 Kodlama

Her bir kromozom bir diziden oluşur. Bu dizideki her bir bit, çözümün bir karakterine sahip olabilir.

İkili Sayı Sisteminde (Binary) Kodlama

En yaygın olarak kullanılan kodlama çeşididir. Binary kodlamada kromozomlar 1 ve 0 sayılarından oluşur.

Çizelge 6.1 İkili sayı sisteminde kodlanmış örnek kromozomlar

Kromozom 1	1101100100110110
Kromozom 2	1101111000011110

Permutasyon Kodlama

Permutasyon kodlama gezici satıcı problemi gibi sıralı problemlerde kullanılabilir. Permutasyon kodlamasında her kromozom, her biri ard arda gelen sayı dizisinin bir elemanı olan çok basamaklı bir sayı ile ifade edilir. Permutasyon kodlaması, sadece sıralama problemlerinin çözümü için kullanılabilir. Bu durumda bile bazı çaprazlama ve mutasyon tipleri için düzeltmeler kromozomu uygun hale getirecek şekilde yapılmalıdır.

Çizelge 6.2 Permutasyon kodlama sistemi ile kodlanmış örnek kromozomlar

Kromozom A	1 5 3 2 6 4 7 9 8
Kromozom B	8 5 6 7 2 3 1 4 9

Değer Kodlaması

Reel sayılar gibi bazı karmaşık değerlerin kullanıldığı durumda problemlerin çözümünde direkt değer şifrelemesi kullanılabilir. Bu tip problemlerde 0-1 kodlamasının kullanılması oldukça zordur.

Değer kodlamasında her kromozom, değerlerin oluşturduğu bir dizidir. Değerler probleme bağlı olarak reel sayılardan karmaşık objelere kadar birçok şey olabilir.

Çizelge 6.3 Değer kodlama sistemi ile kodlanmış örnek kromozomlar

Kromozom A	1.2324 5.3243 0.4556 2.3293 2.4545
Kromozom B	ABDJEIFJDHDIERJFDLDFLFEGT
Kromozom C	(siyah), (arka), (sağ), (ön), (sol)

Değer kodlamasında bazı özel problemler için çok uygundur. Diğer yandan, bu şifrelemede probleme özgü bazı çaprazlama ve mutasyonlar geliştirilmelidir.

6.2.3.2 Seçim

Kromozomların eşlenmesi, kromozomların uygunluk değerlerine göre yapılır. Bu seçimi yapmak için Rulet Çarkı, Sıralı Seçim, Düzenli Durum Seçimi ve Elitizim Seçimi gibi seçme yöntemleri vardır. Burada amaç, uygunlukları küçük olan kromozomların elenip uygunlukları büyük olan kromozomların ağırlıklarını hissettirerek yeni bir nesil oluşturmaktır. Seçim işlemi, uygunlukları büyük kromozomlar uygunlukları küçük kromozomlar üzerine tekrar yazılarak yapılır. Kromozomların karakterleri, sahip oldukları uygunluk değerlerine göre saptanır.

$$\mu_{(i)} = \frac{F_{(X)_i}}{\sum_{j=1}^n F_{(X)_j}} \quad (6.11)$$

Seçim, çeşitli kriterlere göre yapılabilir. Rulet Çarkı, Sıralı Seçim, Düzenli Durum Seçimi ve Elitizim Seçimi bunlardan bazılarıdır.

Rulet Çarkı

Rulet seçiminde kromozomlar uyumluluk fonksiyonuna göre bir rulet etrafına gruplanır. Uyumluluk fonksiyonu, herhangi bir kritere uyan bireylerin seçilmesi için kullanılır. Buradaki çalışma prensibi, bu çarkın döndürülerek herhangi bir dilimde durmasını beklemektir. Doğal olarak okun en fazla dilime sahip olan kromozomu gösterme olasılığı en büyüktür.

Sıralı Seçim

Rulet seçimi eğer uyumluluk çok fazla değişiyorsa sorun çıkartabilir. Örneğin en iyi kromozomun uyumluluğu %90 ise diğer kromozomların seçilme şansı azalacaktır. Bunu önlemek için sıralı seçim kullanılabilir. Sıralı seçimde en kötü uyumlulukta olan kromozoma 1 değeri sonrakine 2 değeri verilir ve böylelikle seçilmede bunlara öncelik tanınmış olur. Bu şekilde onların da seçilme şansı artar. Fakat bu, çözümün daha geç yakınsamasına neden olabilir (Obitko, 1998).

Kararlı Durum Seçimi

Bu seçim, anne baba belirlenmesinde özel bir metod değildir. Kromozomların büyük bir bölümü bir sonraki nesilde hayatını devam ettirecektir düşüncesi, bu seçimin ana fikrini oluşturur. Bu seçimde ilk olarak her bir nesilde uyumlulukları yüksek olan bazı kromozomlar

çocukları oluşturmak için belirlenirler. Daha sonra uyumluluk değerleri düşük olan kromozomlar atılır. Kalan bireyler yeni nesili devam ettirir (Obitko, 1998).

Elitizm (Seçkinlik) Seçimi

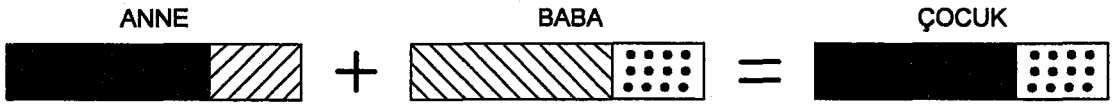
Çaprazlama ve mutasyon ile yeni nesil oluşturulduğunda en iyi kromozomun kaybedileceği büyük bir değişim meydana gelir. Elitizm adı verilen bu metotta ilk olarak yeni nesil için en iyi kromozomun bir kopyası alınır. Geriye kalan adımlar diğer metodlara benzer şekilde gerçekleştirilir. Kaybolan en iyi çözümü koruduğu için bu metod genetik algoritmanın performansını çok hızlı bir şekilde arttırabilir (Obitko, 1998).

6.2.3.3 Çaprazlama

Kromozomların nasıl temsil edileceğine karar verildikten sonra çaprazlama yapılabilir. Çaprazlama ebeveynlerden bazı genleri alarak yeni bireyler oluşturma işlemidir. Burada amaç, eldeki nesilden farklı nesiller elde etmektir. Çaprazlama yapılacak konum rasgele seçilir. Oluşan yeni birey ebeveynlerin bazı özelliklerini almış ve bir bakıma ikisinin kopyası olmuştur. Daha iyi performans almak amacıyla değişik çaprazlamalar kullanılabilir (Kurt ve Semetay, 2001).

Tek Noktalı Çaprazlama

Bu işlemde kromozomlar rasgele bir yerinden kesilir ve sonra ilgili genler ile yer değiştirilir.

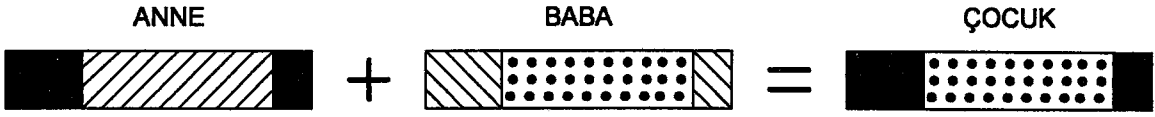


$$11001011+11011111 = 11001111$$

Şekil 6.7 Tek noktalı çaprazlama

Çift Noktalı Çaprazlama

Bir öncekine benzer şekilde işlem, kesimin kromozom boyunca iki yerde yapılması ile aynen tekrarlanır.

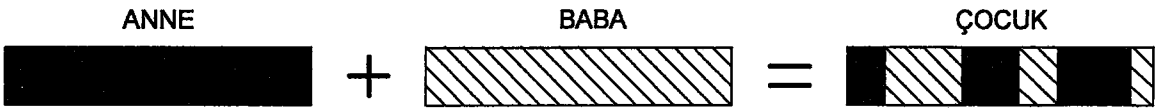


$$11001011 + 11011111 = 11011111$$

Şekil 6.8 Çift noktalı çaprazlama

Uniform Çaprazlama

Anne ve babadan bitler rasgele şekilde seçilerek bir sonraki nesile kopyalanır.

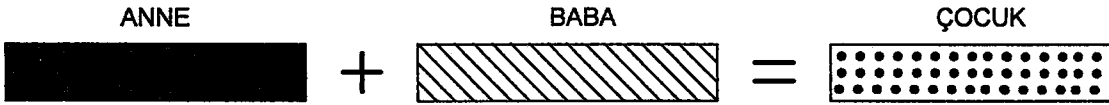


$$11001011 + 11011101 = 11011111$$

Şekil 6.9 Uniform çaprazlama

Aritmetik Çaprazlama

Bu çaprazlama metodunda anne ve babanın genleri çeşitli aritmetik işlemlere tabi tutularak yeni nesilin oluşması sağlanır (Obitko, 1998).



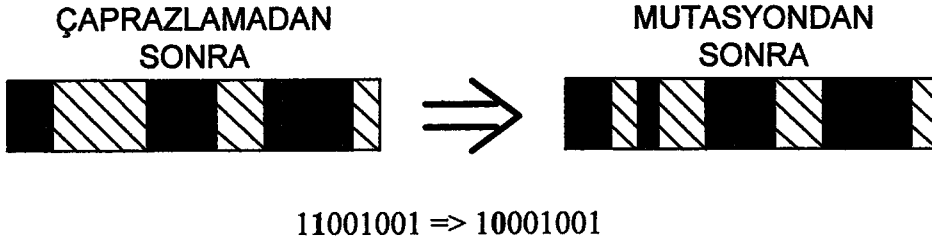
$$11001011 + 11011111 = 11001001 \text{ (VE)}$$

Şekil 6.10 Aritmetik çaprazlama

6.2.3.4 Mutasyon

Genetik algoritmada tam anlamı ile rastlantısal işlem, mutasyondur. Mutasyon, bir bireyin içerdği bilginin (genin) rastlantısal olarak değiştirilmesi işlemidir. Bu şekilde her bireye bir sayı gözü ile bakıldığında, mutasyon sonucunda oluşabilecek sayı, bireylerin her birinin içerdği değerden bağımsız olacaktır. Çaprazlamadaki kısıtlama bu işlemde bulunmamaktadır. Mutasyon, genetik algoritmanın yerel bir en iyi noktasına takılmasını engeller. Önemli olan,

mutasyon olasılığının uygun seçimidir. U olasılık, yöntemin yerel bir noktaya takılmasını engelleyecek derecede yüksek, ancak çaprazlama ve çoğullama işlemlerinin getirdiği en iyi noktaya gidişi engellemeyecek ölçüde düşük seçilmelidir.



Şekil 6.11 Bir kromozomdaki mutasyon örneği

6.2.4 Genetik Algoritmanın Çalışma Prensipleri

İlk olarak toplumda bulunacak birey sayısı belirlenir. Kullanılacak sayı için bir standart yoktur. Genel olarak önerilen 100-300 aralığında bir büyüklüktür. Büyüklük seçiminde yapılan işlemlerin karmaşıklığı ve aramanın derinliği önemlidir. Toplum, bu işlemten sonra belirlenen uzay içerisinde rasgele sayılardan oluşturulur.

Kromozomların ne kadar iyi olduğunu bulan fonksiyona uygunluk fonksiyonu denir. Bu fonksiyon işletilerek kromozomların uygunluklarının bulunmasına ise *hesaplama* (evaluation) adı verilir. Bu fonksiyon genetik algoritmanın beynini oluşturmaktadır. Genetik algorithmada probleme özel çalışan tek kısım bu fonksiyondur. Uygunluk fonksiyonu kromozomları problemin parametreleri haline getirerek onların bir bakıma şifresini *çözmektedir* (decoding). Daha sonra bu parametrelere göre hesaplama yapılarak kromozomların uygunluğu bulunur.

Kromozomların eşlenmesi kromozomların uygunluk değerlerine göre yapılır. Bir sonraki nesil için anne ve baba olacak kromozomlar, seçim metodlarından herhangi birisi ile belirlenir.

Anne ve baba olarak belirlenen kromozomlar, yine daha önceden belirlenen çaprazlama metodlarından birisi ile çaprazlanırlar. Çaprazlama, genetik algoritmanın en temel operatörüdür. Çaprazlama, toplumda çeşitliliği sağlar. İyi özelliklerin bir araya gelmesini kolaylaştırarak en iyiye yaklaşmayı sağlar.

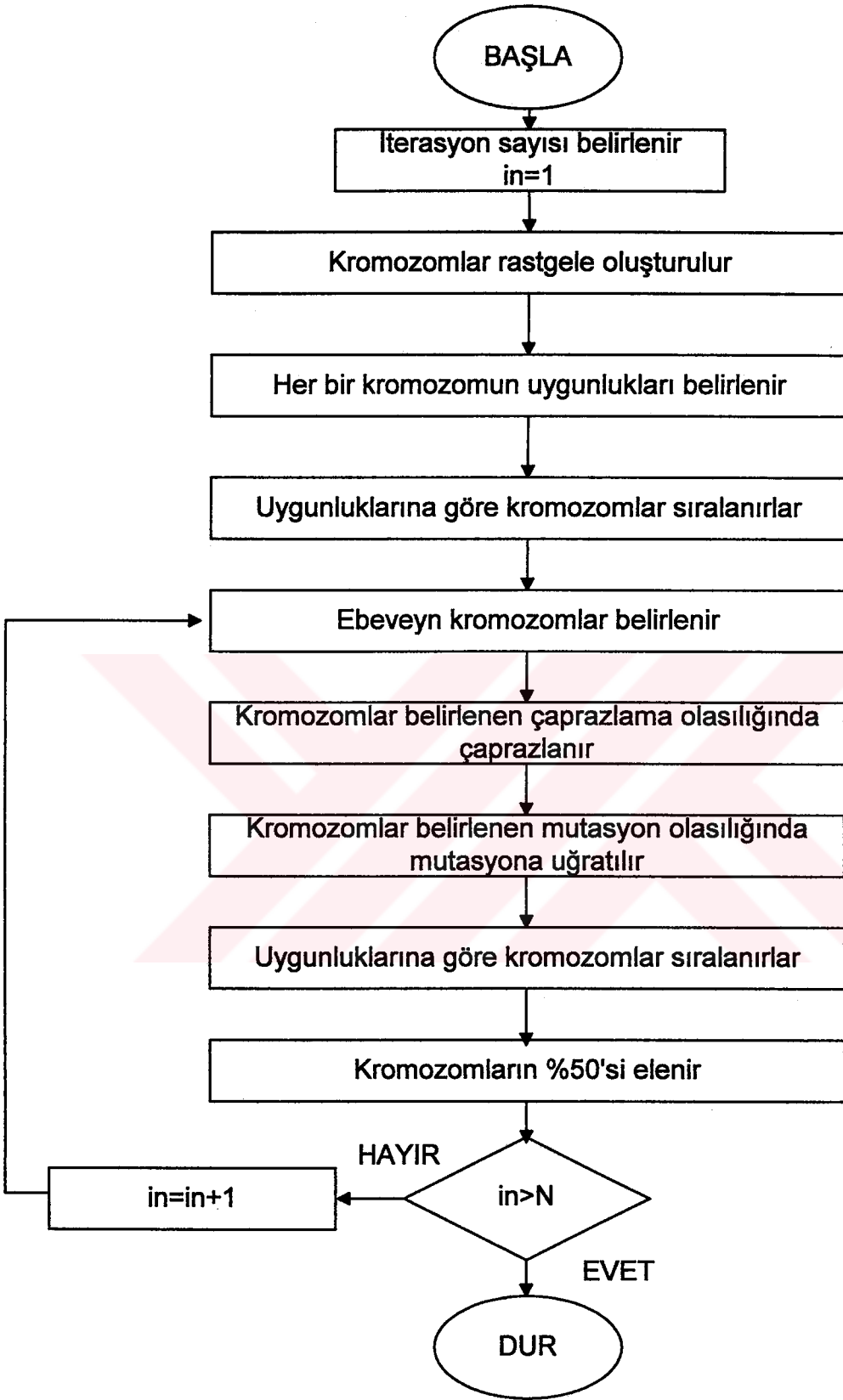
Mutasyon, kromozomun bir parçasının dışarıdan değiştirilmesi şeklinde tanımlanır. Değiştirme görünüşte genetik algoritmanın dayanak noktasıdır, ancak etkisi bir çözüm üzerindedir. Bu da yalnız başına başarılı olmasını zorlaştırır. Çaprazlama ve mutasyonun olasılıkları için kesin bir sayı yoktur. Mutasyon olasılığı 0.01-0.001, çaprazlama olasılığı

0.5-1.0 aralığında tavsiye edilir.

Çaprazlama ve mutasyon sonucu elde edilmiş yeni kromozomlar ile eski kromozomlar uygunluk değerlerine bağlı olarak en iyiden en kötüye doğru sıralanırlar. Uygunluk değeri kötü olan kromozomlar çıkartılarak sabit büyüklükte bir toplum sağlanır.

Genetik algoritma defalarca çalıştırılarak çok sayıda toplum oluşturulup hesaplanır. Toplumların hesaplanması sırasında en iyi bireyler saklandığı için o ana kadar bulunmuş en iyi çözüm çözümdür. Genetik algoritmanın yaptığı işlerin temeli akış diyagramı olarak Şekil 6.12’de verilmiştir.

Çalışmada 20 adet kromozomdan oluşan bir popülasyon kullanılmıştır. Kodlama olarak farklı tip kodlamalar denenmiş; “Değer Kodlaması”nın diğer yöntemlere göre daha başarılı sonuçlar verdiği gözlemlendiğinden bu yöntem tercih edilmiştir. Seçim işlemi için en çok kullanılan metodlardan birisi olan “Roulette Çarkı” metodu tercih edilmiştir. Transmisyon hatlarının fiziksel uzunlukları ile empedansları değer olarak birbirlerinden oldukça farklı olduklarından ayrı ayrı “Tek Noktalı Çaprazlama” yöntemi kullanılmıştır. Sistemin yerel minimum noktalara takılmasını önlemek amacıyla literatürdekilerin aksine mutasyon oranı oldukça yüksek seçilmiştir. Bu yaklaşımdan her bir popülasyonda 2 adet kromozom mutasyona uğramasına izin verilmiştir. Sonuçları elde etmede genel olarak 100 adet iterasyon yeterli olmuştur.



Şekil 6.12 Genetik algoritmanın akış diyagramı

6.2.5 Genetik Algoritmanın Performansını Etkileyen Faktörler

Genetik algoritmanın başarısı, genlerde kodlanan bilginin, özellikle çaprazlama yoluyla sürekli farklı şekillerde bir araya gelmesine ve bu birlikteliklerden de en başarılı sonucu verenlerin seçilmesine dayanmaktadır (Moumin, 1995). Genetik algoritmalarla ilgili bazı önemli özellikler şu şekilde özetlenebilir.

Kromozom, problemin çözümü için gerekli olan bilgiyi üzerinde taşıyan genler topluluğu olarak değerlendirilebilir. Kromozom sayısının fazla olması çalışma süresini arttırmasına karşılık az olması da çeşitliliği ortadan kaldırır.

Mutasyon, en ideal çözüme ulaşmak için kullanılan bir işlemdir. Sistemin sıçramalar yaparak daha farklı alanları da incelemesine olanak verir. Mutasyon oranının yüksek tutulması, rasgeleliği artıracığı gibi ideal noktaya ulaşmayı da zorlaştıracaktır.

Genellikle çaprazlama, tek noktada yapılır. Fakat bazı problemlerde çok noktalı çaprazlamanın daha iyi sonuç verdiği görülmüştür.

İkilik sayı tabanındaki kodlama, en yaygın olanıdır.

Her nesil bir önceki nesil ile bağlı olarak oluşturulur. Bazı durumlarda yeni nesli, eski nesille birlikte yen neslin o ana kadar elde edilen bireyleri ile oluşturmak yararlı olabilir.

Bu yöntemde ilk nesiller rasgele oluşturulmasına rağmen eğer olayın fiziği biliniyorsa bu durumda ilk nesiller çözüme yakın bireylerden de seçilebilirler. Böyle bir seçim sonucu hesaplama zamanı azalır.

6.2.6 Örnek Uygulama

Amacımız genetik algoritmanın bilgisayarda nasıl çalışacağını kağıt üzerinde açıklayıcı şekilde anlatmaktır (Engin, 2001).

Amaç: $f(x)=x^2$, $x \in [0,31]$ şeklinde verilen bir fonksiyonun, verilen aralıkta maksimizasyonu yapılması istenmektedir.

İlk olarak x sayısının kodlanması işlemi yapılmalıdır. x 'in 0 ve 1'lerden oluşan 2 tabanındaki gösterilimi kullanılacaktır. Dolayısıyla x , 5 bit uzunluğunda bir kodla (string) temsil edilecektir. Öyle ki 0: "00000" ve 31: "11111" olacaktır.

Toplulun birey sayısı $n:4$ olarak seçilmiştir. Toplumu oluşturan dört birey, her biri 5 bit uzunluğunda birer kromozomla temsil edildiği için toplam 20 kere yazı tura atmak suretiyle

belirlenmiştir. Elde edilen birey kromozomları aşağıdadır.

Birey 1: 01100, $x = 12$, $x^2 = 144$

Birey 2: 11001, $x = 25$, $x^2 = 625$

Birey 3: 00100, $x = 4$, $x^2 = 16$

Birey 4: 10010, $x = 18$, $x^2 = 324$

Yukarıda belirlenen bireyler için $f(x)=x^2$, bireylerin uygunluk değerlerini verir. Dört bireyin toplam uygunluk değerleri “ $144+625+16+324=1109$ ” dur. Dolayısıyla her bir bireyin rulet çarkında kaplayacağı alan şu şekilde hesaplanır.

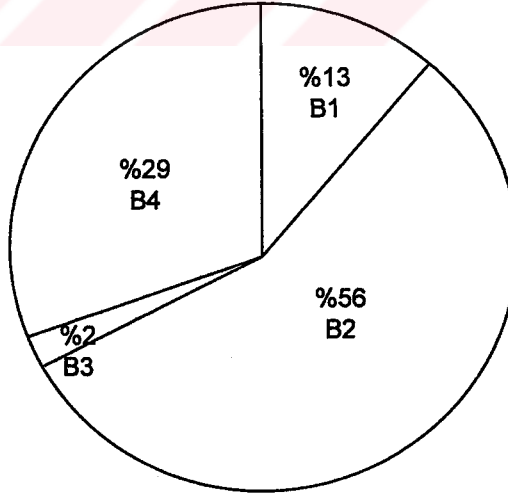
Birey 1: $144/1109=0.13$: %13

Birey 2: $625/1109=0.56$: %56

Birey 3: $16/1109=0.02$: %2

Birey 4: $324/1109=0.29$: %29

Bu değerler, rulet tekerleğinin her çevrilisinde hangi olasılıkla hangi bireyin seçileceğini belirtir, yani 0.13 olasılıkla 1 numaralı birey seçilecektir. Rulet tekerleği ve bireylerin tekerlek üzerindeki dağılımları Şekil 6.13’de gösterilmiştir.



Şekil 6.13 Rulet çarkı dağılımı

Toplumdaki birey sayısının sabit kaldığı varsayıldığından dolayı, rulet tekerleği 4 kere çevrilerek çiftleşme havuzu oluşturulacaktır. Rulet tekerleği döndürülmüş ve şu sonuçlar elde edilmiştir.

Birey 1 : 1 kere

Birey 2 : 2 kere

Birey 3 : 0 kere

Birey 4 : 1 kere

Bunun sonucunda elde edilen çiftleşme havuzunda şu şekildedir;

Aday 1 : 01100 (Birey 1)

Aday 2 : 11001 (Birey 2)

Aday 3 : 11001 (Birey 2)

Aday 4 : 10010 (Birey 4)

Çiftleşme havuzu belirlendikten sonra iki aşamalı çaprazlama uygulanır. İlk aşamada adaylar çiftleşmek üzere rasgele olarak eşlenirler. Her ikili grup için bir kere zar atılarak çaprazlaşmanın oluşacağı nokta belirlenir. Rasgele eşleştirme yapılmış ve bunun sonucunda (Aday 1, Aday 2) ve (Aday 3, Aday 4) ikili grupları oluşmuştur. Çaprazlaşma noktaları, zar atılarak 1. Grup için $k=4$ ve 2. Grup içinde $k=2$ olarak belirlenmiştir. Bu aşamadan sonra çaprazlaşma gerçekleştirilmiş ve şu sonuçlar oluşmuştur; (çaprazlaşma noktaları “/” ile belirtilmiştir.)

Çiftleşme grubu 1: ($k=4$)

Aday 1 : 0110/0 oluşan Birey 1 : 01101

Aday 2 : 1100/1 oluşan Birey 2 : 11000

Çiftleşme grubu 2 : ($k=2$)

Aday 3 : 11/001 oluşan Birey 3 : 11010

Aday 4 : 10/010 oluşan Birey 4 : 10001

Son aşama olan mutasyon, bitler düzeyinde uygulanır. Bu örnekte her bir bit için (toplam 20 bit var) mutasyon olma olasılığı 0.01 olarak seçilmiştir. Dolayısıyla her bir bit için ağırlıklı yazı/tura (mutasyon olasılığına göre) atılarak hangi bitlerin mutasyona uğrayacağı belirlenir. Bu işlem yapılmış ve sonuçta, Birey 3'ün 1 numaralı bitinde mutasyon olacağı ortaya çıkmıştır.

Oluşan Birey 3 : 11010

Mutasyon sonucu oluşan Birey 3 : 11011

Bu adımın tamamlanmasıyla bir sonraki kuşağı oluşturacak toplumun bireyleri belirlenmiş olur. Yeni toplum şu şekildedir;

Birey 1 : 01101, $x=13$, $x^2=169$

Birey 2 : 11000, $x=24$, $x^2=576$

Birey 3 : 11011, $x=27$, $x^2=729$

Birey 4 : 10001, $x=15$, $x^2=225$

3 temel operatörden oluşan genetik algoritma her aşamada yeni oluşan kuşağa uygulanarak bir sonraki kuşak elde edilecektir. Yukarıdaki örnekte tek bir iterasyon yapılmış ve başlangıç toplumundan bir sonraki kuşak oluşturulmuştur. Ancak genetik algoritmanın çalışmasının tam olarak gözlenebilmesi için tek bir iterasyon yeterli değildir. Yukarıdaki işlemlerde her şey çok fazla rasgele gibi görünse de, uygunluk değeri yüksek olan bireylerin seçilme ve çiftleşme olasılıkları yüksek olduğu için kuşaklar ilerledikçe toplumu oluşturan bireylerin uygunluk değerlerinin ortalamasının da arttığı gözlenecektir. Bunun için ise tek bir iterasyon yeterli değildir.

6.3 Nelder-Mead Simpleks Algoritması

6.3.1 Direkt Arama Algoritması ve Dört Temel Parametresi

Nelder-Mead “simpleks” algoritması, 1965 yılında ilk yayımlanmasından sonra nonlinear sınırlandırma elemanı olmayan optimizasyon işlemlerinde en yaygın olarak kullanılan metodlardan birisi olmuştur. Nelder-Mead algoritması, lineer programlama için Dantzig tarafından geliştirilmiş ünlü Simpleks Algoritması ile karıştırılmamalıdır. Her iki algoritma da sıralı çalışmalarına karşın, tamamen farklı algoritmalarıdır. Nelder-Mead Metodu, sınırlandırma elemanı olan optimizasyon işlemleri için tasarlanmıştır.

Nelder-Mead algoritması özellikle kimya, kimya mühendisliği ve tıp alanlarında oldukça popüler bir algoritmadır. Walters, F.H. v.d.’nin kitabında Nelder-Mead metodu ve varyasyonları hakkında binlerce referansın bulunduğu belirtilmektedir.

Nelder-Mead metodu, türev bilgisi gerektirmeden yalnızca fonksiyon değerlerini kullanarak skaler değerli nonlinear fonksiyonları minimize etmeye çalışır. Bu sebeple Nelder-Mead

algoritması, direk arama metodları içerisinde yer alır. Nelder-Mead metodunu da içine alan direk arama metodlarının en büyük alt tabakası, $n+1$ konveks tepe noktaları denilen sıfırdan farklı bir hacmin n boyutları içerisinde geometrik bir şekildir.

Simpleks tabanlı bir direk arama metodunun tüm iterasyonları, $n+1$ adet uç nokta ile belirlenen bir simpleks ile başlar ve fonksiyonun o noktalardaki değerleri ile birleştirilir. Fonksiyon değerleri ile bir veya daha fazla test noktası hesaplanır ve sınırlandırılmış seviye serileri ile iterasyon sonlandırılır.

6.3.2 Bir Generic Algoritma İterasyonu

Nelder-Mead algoritması, $X \in \mathbb{R}^n$ olmak üzere reel değerli bir fonksiyonun minimizasyonu için gerçekleştirilmiştir. Nelder-Mead metodunda dört adet skaler parametre tanımlanması gerekir, bunlar: Yansıma katsayısı (ρ), genişleme (χ), daralma (γ) ve büzülmedir (σ). Nelder-Mead tarafından yayımlanan orijinal bildiride bu parametreler şu şekilde tanımlanmıştır:

$$\rho > 0, \chi > 1, 0 < \gamma < 1 \text{ ve } 0 < \sigma < 1 \quad (6.12)$$

Yaygın olarak bu parametreler (6.13)'teki gibi seçilmektedir:

$$\rho = 1, \chi = 2, \gamma = 1/2 \text{ ve } \sigma = 1/2 \quad (6.13)$$

k . iterasyon başladığında $n+1$ adet uç nokta boyunca bozulmamış bir simpleks Δ_k oluşturulur. Bu, $X_1^{(k)}, \dots, X_{n+1}^{(k)}$, şeklinde k . iterasyon sonunda sıralandırılır.

$$f_1^{(k)} \leq f_2^{(k)} \leq \dots \leq f_{n+1}^{(k)}, \quad (6.14)$$

Burada $f_i^{(k)} = f(x_i^{(k)})$ dır.

k . iterasyon, bir sonraki iterasyon için ($\Delta_{k+1} \neq \Delta_k$) farklı bir simpleks olarak tanımlanan $n+1$ adet uç noktası takımı üretir. Bu işlemdeki amaç, f fonksiyonunun minimum değerini bulmaktır. $x_1^{(k)}$, en iyi uç veya nokta; $x_{n+1}^{(k)}$, en kötü nokta ve $x_n^{(k)}$ ise bir sonraki en kötü nokta olarak adlandırılır. Benzer şekilde $f_{n+1}^{(k)}$, en kötü fonksiyon değeridir.

1965'teki bildiri, Nelder-Mead algoritmasının yorumunda farklılıklara neden olan bağ kırılması ve eşitsizliğin değişmezliği hakkında pek çok belirsizlikler içerir. Nelder-Mead algoritması olarak adlandırılan metod, iyi tanımlanmış bağ-kırılma kurallarını ve aşağıda verilen ve adım üçteki yansıtılmış ve genişletilmiş noktaların daha iyi olarak kabul edilmesini içerir.

Karışıklığı ortadan kaldırmak için k katsayısının ihmal edilmesi, bir tekli generic iterasyon özelliğidir. Her iterasyonun sonucu ya (1) gelecek iterasyonun uç noktalarının oluşturulmasında yer alan x_{n+1} yeni bir tekil tepe noktasıdır ya da eğer bir azalma varsa gelecek iterasyonda simpleksi x_1 ile beraber şekillendiren yeni n noktalarının bir oluşumudur.

Nelder-Mead algoritması aşağıdaki adımlardan oluşur.

6.3.2.1 Sıralama

Bağ-kırılma kanunu kullanılarak $n+1$ adet uç için fonksiyonun değerleri $f_{(x_1)} \leq f_{(x_2)} \leq \dots \leq f_{(x_{n+1})}$, şeklinde sıralanır.

6.3.2.2 Yansıma

Yansıma noktası x_r (6.15) nolu formülden hesaplanır.

$$x_r = \bar{x} + \rho(\bar{x} - x_{n+1}) = (1 + \rho)\bar{x} - \rho x_{n+1}, \quad (6.15)$$

Burada $\bar{x}$, şu formül ile ifade edilir: $\bar{x} = \sum_{i=1}^n x_i / n$, yani en iyi noktaların merkezidir. Eğer

$f \leq f_r < f_n$ ise yansıma noktası x_r istenilen değerdedir ve iterasyon sona erdirilir.

6.3.2.3 Genişleme

Eğer $f_r < f_1$ ise genişleme noktası x_e hesaplanır.

$$x_e = \bar{x} + \chi(x_r - \bar{x}) = \bar{x} + \rho\chi(\bar{x} - x_{n+1}) = (1 + \rho\chi)\bar{x} - \rho\chi x_{n+1}, \quad (6.16)$$

Eğer $f_e < f_r$ ise x_e genişleme noktası istenilen değerdedir ve iterasyon sona erdirilir. Küçülme

Eğer $f_r \geq f_n$ ise $\bar{x}$ ile x_{n+1} ve x_r 'in daha iyi olanı arasında bir küçülme işlemi yapmak gerekir.

a. Dış

Eğer $f_n \leq f_r < f_{n+1}$ ise dış küçülme gerçekleştirilir. Bu işlem için x_c büzülme noktası (6.17)'deki formül ile hesaplanır:

$$x_c = \bar{x} + \gamma(x_r - \bar{x}) = \bar{x} + \rho\gamma(\bar{x} - x_{n+1}) = (1 + \rho\gamma)\bar{x} - \rho\gamma x_{n+1}, \quad (6.17)$$

Eğer $f_c \leq f_r$ ise x_c 'nin değeri uygun değeri kabul edilir ve iterasyon sona erer. Bir başka ifade ile büzülme işlemine geçilir.

b. İç

Eğer $f_r \geq f_{n+1}$ ise iç küçülme yapılmalıdır. Bu amaçla x_{cc} hesaplanır.

$$x_{cc} = \bar{x} - \gamma(\bar{x} - x_{n+1}) = (1 - \gamma)\bar{x} + \gamma x_{n+1}, \quad (6.18)$$

Eğer $f_{cc} < f_{n+1}$ ise iterasyon sona erdirilir ve büzülme işlemine geçilir.

6.3.2.4 Büzülme

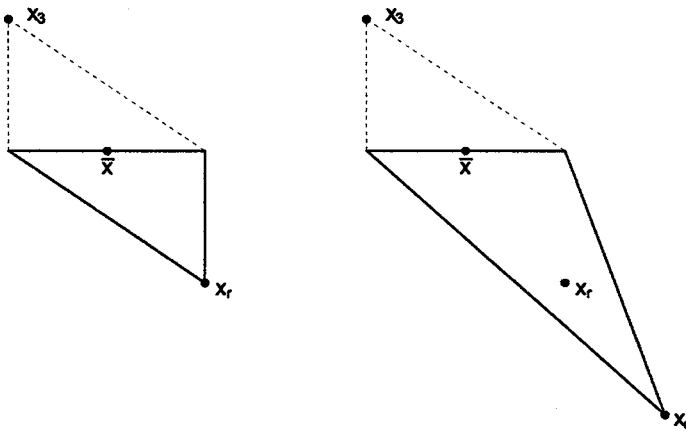
Büzülme işlemi için n adet noktada ($v_i = x_i + \sigma(x_i - x_1)$, $i=2, \dots, n+1$) f fonksiyonunun değeri hesaplanır. Bir sonraki iterasyonda simpleksin uç noktaları $x_1, v_2, \dots, v_{n+1}$ 'den oluşur.

Standart katsayılar kullanılarak ($\rho=1$, $\chi=2, \gamma=1/2$ ve $\sigma=1/2$) iki boyutlu (bir üçgen) bir simpleks

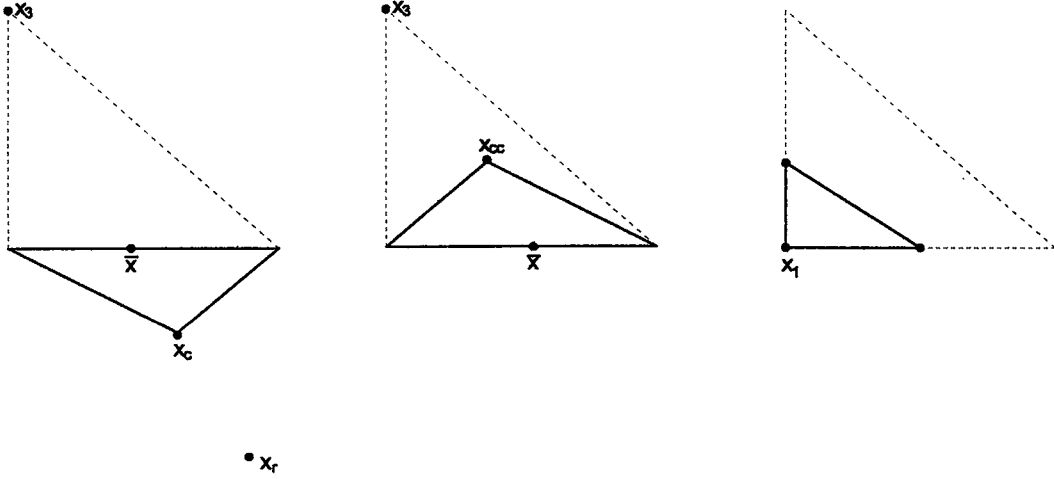
için yansıma, genişleme, küçülme ve büzülmenin etkileri Şekil 6.14 ve 6.15'te görülmektedir.

Şekillerden büzülme işlemi hariç yeni bir uç noktanın daima $\bar{x}$ ile x_{n+1} 'i birleştiren doğru üzerinde uzandığına dikkat etmek gerekir. Dahası standart katsayılar ile bir genişleme veya küçülme işleminde simpleksin şeklinin göze çarpan bir değişime uğradığı görülmektedir.

Nelder-Mead'in bildirilerinde fonksiyon değerlerinin eşit olduğu durumlarda noktaların nasıl sıralanacağı açıklanmamıştır. Bu durumda $f(x_1^{(k+1)}) \leq f(x_2^{(k+1)}) \leq \dots \leq f(x_{n+1}^{(k+1)})$ ilişkisi ile yeni uç noktayı belirleyen bir sonraki bağ-kırılma kuralları uygulanır.



Şekil 6.14 Yansıma ve genişleme adımından sonra Nelder-Mead simpleksleri.
(Orjinal simpleks kesikli çizgi ile gösterilmiştir.)



Şekil 6.15 Dış küçülme, iç küçülme ve büzülmeden sonra Nelder-Mead simpleksleri.
(Orjinal simpleks kesikli çizgi ile gösterilmiştir.)

Büzümleme Sıralama Kuralı

Bir büzümleme adımı gerçekleştiği zaman en kötü uç nokta olan $x_{n+1}^{(k)}$ noktası, atılır. k . iterasyonda oluşturulan nokta, yeni bir uç nokta olur ve Δ_{k+1} 'in uç noktalarında $j+1$ pozisyonunu alır.

$$j = \max_{0 \leq \ell \leq n} \{ \ell \mid f(v^{(k)}) < f(x_{\ell+1}^{(k)}) \} \quad (6.19)$$

Diğer tüm uç noktalar k . iterasyondan nisbi sıralama oluştururlar.

Büzülme Sıralama Kuralı

Eğer bir büzülme meydana gelirse, Δ_{k+1} 'dan Δ_k 'ya aktarılan tek uç nokta, $x_1^{(k)}$ noktasıdır. $x_1^{(k)}$ ve bir veya daha fazla yeni noktanın en iyi nokta olarak bağlanması durumunda yalnızca bir adet bağ-çözümü kuralı belirlenir. Eğer $\min\{f(v_i^{(k)}), \dots, f(v_{n+1}^{(k)})\} = f(x_1^{(k)})$, ise $x_1^{(k+1)} = x_1^{(k)}$ olur. Bunun ötesinde orijinal sıralamanın tanımı için hangi kural kullanılırsa kullanılsın büzülme sonrası uygulanabilir. Bir uç noktanın en küçük indeksi şeklinde k iterasyonunun k^* değiştirme indeksi belirlenir.

$$k^* = \min \{ j \mid x_j^{(k)} \neq x_j^{(k+1)} \}$$

Eğer $1 < k^* \leq n$ ise iterasyon 2. adımda; $k^* = 1$ ise 3. adımda; $1 \leq k^* \leq n+1$ ise 4. adımda ve

$k^* = 1$ veya 2 ise iterasyon 5. adımda sona erdirilir.

6.4 Optimizasyon Algoritmaları

Global optimal noktayı arama yöntemleri, iki kısımda incelenebilir: Gradient-temelli algoritmalar ve sezgisel yöntemlerdir. Gradient-temelli algoritmalar tek ve çok hedefli dizayn problemlerinin çözümü için genel bir yaklaşım sürerler. Bu metodların en etkilileri, hedef fonksiyonunun en az birinci dereceden türevine ihtiyaç duyan gradient tabanlı olanlarıdır. Gradient tabanlıların tepe tırmanma kabiliyeti, ilk tahminin optimum noktaya olan uzaklığı ile ilişkilidir. Tasarım uzayının iç bükey olduğu durumlarda global optimum noktayı garanti edemezler. Ayrıca bu metodlar tasarım uzayının süreksiz olduğu problemlerde de yetersiz kalmaktadırlar.

Bu yöntemlerin eksiklikleri şu şekilde özetlenebilir:

Doğrusal olmayan denklem takımlarının çözümü oldukça zordur. Başlangıç ve sınır şartları içerisinde çözüme ulaşılabilir.

Hedef fonksiyonları, türevi alınabilir olmalıdır.

Arama, tepe veya çukur olması muhtemel noktalar civarında yapılmalıdır.

Sezgisel-temelli arama metodları, optimizasyon dizayn problemleri için en başarılı ve en basit arama metodlarıdır. Bu metodlar, her türlü tasarım uzayında ve tasarım değişkenlerinde herhangi bir kısıtlamaya gitmeden çalışabilirler. Basit sayım teknikleri, rasgele yürüme metodları ile ilerlerler. Bu metodlar en basit problem için bile optimum noktaya ulaşmak için binlerce iterasyon yapmak zorunda kalırlar. Genetik algoritma bu handikapları yenen bir optimizasyon tekniğidir. Genetik algoritmanın Gradient-temelli algoritmalara göre üstünlükleri şu şekilde açıklanabilir:

- i) Genetik algoritmada tek bir nokta yerine noktalar topluluğundan hareket edilir. Bu da optimum noktaya ulaşmayı kolaylaştırır. Sistem yerel minimumlara takılmaz.
- ii) Genetik algoritmada sadece hedef fonksiyonunun değeri kullanılır. Türev ve integral gibi daha farklı bilgilere gerek yoktur. Bu da yöntemi belirli kabul ve şartlardan uzak tutar.

Nelder-Mead Simpleks Algoritması global arama yerine yerel bir arama metodudur. Arama, verilen ilk değerden başlanarak yapılır. Başlangıç değerinin global minimuma olan yakınlığı

ölçüsünde başarısı değişkenlik gösterir. Global minimumun tahmin edilebildiği uygulamalarda Sezgisel-temelli algoritmaların getirdiği yoğun bilgisayar yüküne ihtiyaç duyulmaksızın Nelder-Mead Simpleks Algoritması çok iyi bir yaklaşıklık ile global optimum noktaya ulaşabilmektedir. Çalışma prensibi olarak türev bilgisine ihtiyaç duymadığı için tasarım uzayının süreksiz olduğu problemlerde başarılı bir şekilde uygulanabilir.

Mikrodalga kuvvetlendirici optimizasyonu gibi çok hedefli tasarım uzayına sahip birden fazla en iyi noktanın olduğu uygulamalarda rasgele seçilen ilk değerler ile gerçekleştirilecek Nelder-Mead Simpleks Algoritması, genel olarak çok sayıda deneme yanılma ile başarıya ulaştırılabilir. Bu handikapı yenmek için Rasgele arama veya Sezgisel-temelli arama yapan optimizasyon metodları ile global optimum noktanın bulunduğu bölge belirlenmeli; elde edilen değerler Nelder-Mead Simpleks Algoritmasına ilk değer olarak girilerek arama yapılmalıdır



7. KUVVETLENDİRİCİ TASARIM UYGULAMALARI

Mikrodalga kuvvetlendiricisi optimizasyonu çalışmalarda 2 farklı mikrodalga Transistor üzerinde çalışılmıştır. Bunlar (i) NE02135C ve (ii) NE329S01'dir.

NE02135C $I_c=5$ mA ve $V_{CE}=10$ V olarak kutuplanmıştır. Önce, NE02135C'nin Potansiyel Performans Karakteristikleri elde edilmiş; bu bağlamda Şekil 7.1'de $V_i=1.5$; $F=2$; 2.1; 2.2; 2.6; 2.7; 3.4; 4.1; 4.5 dB koşullarında, elde edilebilecek maksimum kararlı kazanç G_{Tmax} 'ın frekansla değişimleri verilmiştir. Bu karakteristiklerden, tespit edilen F_{req} , V_{ireq} koşullarında bir $G_{Tmin} < G_T \leq G_{Tmax}$ - B bandı tayin edilip, mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımında kullanılmıştır. Bu Transistor için $G_{Tmin}(\omega) = 0$ dB'dir, aksi takdirde G_{Tmin} -f değişimi de, Performans Karakterizasyonundan tayin edilebilir.

Sonuç olarak, "Performans Karakterizasyonu" kullanılarak "Devre Optimizasyonu" prosesine referans olarak, kullanılan transistorun başarabildiği bir uyumlu üçlü $F_{ref}(\omega_i), V_{iref}(\omega_i), G_{Tref}(\omega_i)$ ya da karşılığı sonlandırma $Z_{Sref}(\omega_i); Z_{Lref}(\omega_i)$ $i=1...,N$ fonksiyonları verilebilir. Bu fonksiyonları gerçekleştirebilmek "Optimizasyon Yöntemine" yöntemde kullanılan Data Proses Etme Yaklaşımı ve Uydurma Devrelerinin yapısı ve elemanlarına bağlıdır. Burada vurgulanması gereken en önemli nokta; talep edilen her üç fonksiyon da "Fiziksel Gerçeklenebilir" olmasıdır:

$$F_{req}(\omega) \geq F_{min}(\omega_i) ; i=1...,N \quad (7.1)$$

$$V_{ireq} \geq 1 ; i=1...,N \quad (7.2)$$

$$G_{Tmin} \leq G_T(\omega_i) \leq G_{Tmax} ; i=1...,N \quad (7.3)$$

$$\text{Re}\{Z_S(\omega_i)\} > 0 ; \text{Re}\{Z_L(\omega_i)\} > 0 ; i=1...,N \quad (7.4)$$

öyle ki,

$$\text{Re}\{Z_{in}(\omega_i)\} > 0 ; \text{Re}\{Z_{out}(\omega_i)\} > 0 ; i=1...,N \quad (7.5)$$

sağlanmaktadır.

NE02135C transistoru için "Performans Karakteristikleri" kullanılarak talep edilen $F(\omega_i) = 2.1$ dB; $V_i(\omega_i) = 1.5$; $G_T(\omega_i) = 10$ dB; $i=1...,N$ performans fonksiyonları, eşzamanlı olarak optimizasyon prosesine "Giriş" olarak verilmiştir. Genetik Algoritma ile optimizasyon

işlemi, “T” ve “Π” tipli uydurma devresi konfigürasyonları için çalıştırılmıştır.

Madem ki, kayıpsız ve resiprok uydurma devrelerinin giriş ve çıkış kapılarında P_{avs} , $P_L=P_{in}$ ve V_i değişmez ve bu devreler gürültüsüzdür; o halde tek Transistorlu kuvvetlendiricilerde $F(\omega_i)$; $V_i(\omega_i)$; $G_T(\omega_i)$; $i=1,...,N$ çalışma frekans bandı boyunca tamamen transistorun kendisi tarafından tayin edilir. Diğer bir ifade ile referans $F_{req}(\omega_i)$; $V_{i,req}(\omega_i)$; $G_{T,req}(\omega_i)$; $i=1,...,N$ üçlüsü, Transistor için belirlenen çalışma parametrelerinde nonlinear performans (7.1), (7.2) ve (7.3) denklemlerinin “eşzamanlı” ve “fiziksel” çözümü olmaktadır. Buna karşın optimizasyon prosesi sonucunda bulunan değerler aynı denklem takımının aynı koşullarda “yaklaşık” çözümü olmaktadır. Sonuçlar Çizelge 7.1-7.4’te verilmiştir.

Benzer şekilde NE329S01 transistorlu kuvvetlendiricisi de $I_c=10$ mA, $V_{CE}=2$ V kutuplama koşullarında ve $F(\omega_i)=0.46$ dB; $V_i(\omega_i)=1.0$; $G_T(\omega_i)=8$ dB; ve $G_T(\omega_i)=12$ dB; $i=1,...,N$ referans değerleri için hem Performans ölçü fonksiyonları hem de sonlandırma fonksiyonları optimize edilerek tasarlanmıştır. Sonuçlar Çizelge 7.5-7.26’da verilmiştir.

7.1 Genetik Algoritma ile Gerçekleştirilen Kuvvetlendiriciler

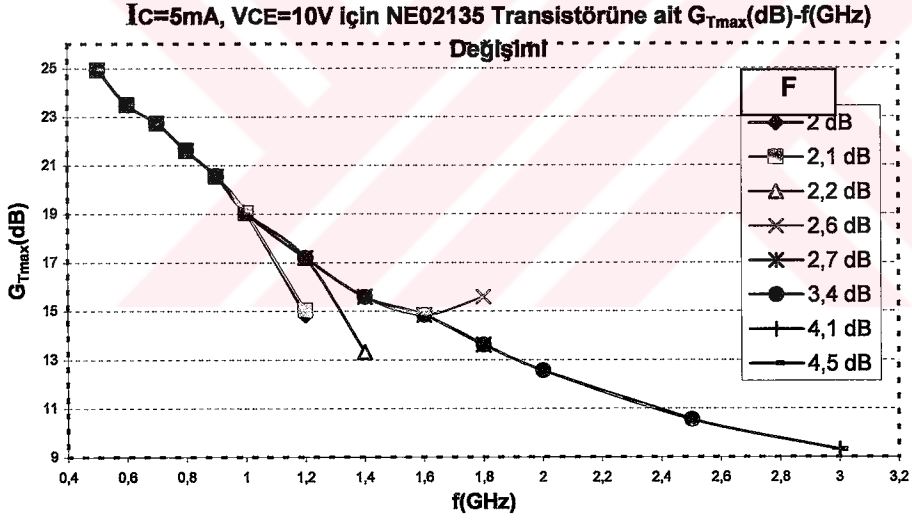
7.1.1 NE02135C Tranzistoru ile Kuvvetlendiriciler

7.1.1.1 Kuvvetlendirici Tasarım Uzayı

En genel halde hat uzunluğu ℓ ve karakteristik empedansından Z_0 oluşan 12 değişkenli bir tasarım değişken uzayı ile $0.5\text{cm} < \ell < 15\text{cm}$, $0.5\Omega < Z_0 < 250\Omega$ sınırlamaları içinde çalışılmıştır. Tasarım Hedef Uzayı NE02135C $I_c=5$ mA ve $V_{CE}=10$ V kutuplama için $V_i=1.5$; $F=2$; 2.1; 2.2; 2.6; 2.7; 3.4; 4.1; 4.5 dB koşullarında Potansiyel Performans Karakteristiklerinden $F=2.1$ dB, $V_i=1.5$, $G_T=10$ dB ve $B=0.5$ -1.2GHz olarak seçilmiştir (Çizelge 7.1, Şekil 7.1). Band genişliği 1.2GHz’e sınırlandırılmasının nedeni $f)1.2\text{GHz}$ için $F_{min}(f)>2.1\text{dB}$ (Oran olarak 1.62) olmasıdır.

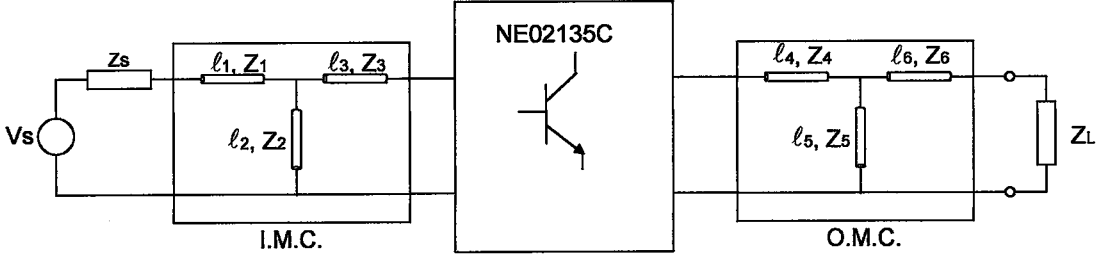
Çizelge 7.1 Farklı F_{req} değerlerine karşılık G_{Tmax} değişimi

	$F_{req}=2$ (dB)	$F_{req}=2,1$ (dB)	$F_{req}=2,2$ (dB)	$F_{req}=2,6$ (dB)	$F_{req}=2,7$ (dB)	$F_{req}=3,4$ (dB)	$F_{req}=4,1$ (dB)	$F_{req}=4,5$ (dB)
F (GHz)	G_{Tmax} (dB)	G_{Tmax} (dB)	G_{Tmax} (dB)	G_{Tmax} (dB)	G_{Tmax} (dB)	G_{Tmax} (dB)	G_{Tmax} (dB)	G_{Tmax} (dB)
0.5	24,9467	24,9467	24,9467	24,9467	24,9467	24,9467	24,9467	24,9467
0.6	23,4988	23,4988	23,4989	23,4989	23,4989	23,4989	23,4989	23,4989
0.7	22,7366	22,7366	22,7366	22,7366	22,7366	22,7366	22,7366	22,7366
0.8	21,6212	21,6212	21,6212	21,6212	21,6212	21,6212	21,6212	21,6212
0.9	20,5603	20,5604	20,5604	20,5604	20,5604	20,5604	20,5604	20,5604
1	19,0596	19,0596	19,0596	19,0596	19,0596	19,0596	19,0596	19,0596
1.2	14,8605	15,0410	17,2072	17,2072	17,2072	17,2072	17,2072	17,2072
1.4			13,3340	15,5982	15,5982	15,5982	15,5982	15,5982
1.6				14,8581	14,8581	14,8581	14,8581	14,8581
1.8				15,5982	13,6284	13,6284	13,6284	13,6284
2						12,5829	12,5829	12,5829
2.5						10,5594	10,5594	10,5594
3							9,3189	9,3189

Şekil 7.1 Farklı F_{req} değerlerine karşılık G_{Tmax} değişimi

7.1.1.2 “T” Tipi Kuvvetlendirici Devreleri

12 Değişkenli "T" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricisi



Şekil 7.2 Giriş ve çıkışı “T” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

Bu devrede 6 adet ℓ uzunluğu ve 6 adet Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 12 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen $F_{req}(\omega_i)$; $V_{ireq}(\omega_i)$; $G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

Çizelge 7.1 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

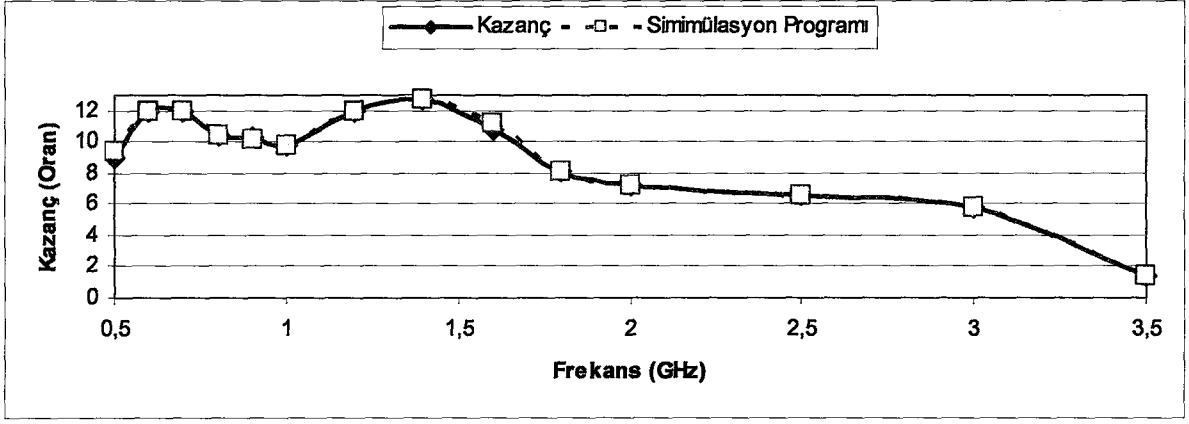
Tasarım Hedef Uzayı: $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.62, 1.5, 10, 0.5-1.2\text{GHz})$

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Programı	MRin (Oran)	Simülasyon Programı	Gürültü (Oran)	Simülasyon Programı
0,5	9,0047	9,35	0,5524	0,553	2,656	2,65
0,6	11,9629	12	0,2881	0,287	1,9289	1,95
0,7	11,9759	12	0,2519	0,252	1,6372	1,66
0,8	10,3926	10,4	0,252	0,253	1,5534	1,55
0,9	10,2459	10,2	0,2865	0,287	1,5526	1,54
1	9,7841	9,83	0,2642	0,264	1,5725	1,57
1,2	11,938	12	0,1941	0,196	1,6376	1,68
1,4	12,7506	12,8	0,0036	0,0039	1,7171	1,75
1,6	10,8656	11,2	0,1665	0,198	1,7734	1,82
1,8	8,1369	8,15	0,358	0,361	1,8389	1,93
2	7,244	7,27	0,5257	0,528	2,0539	2,07
2,5	6,561	6,56	0,384	0,379	2,3238	2,27
3	5,8033	5,8	0,2813	0,291	2,6252	2,63
3,5	1,4323	1,43	0,8258	0,826	4,1705	4,18

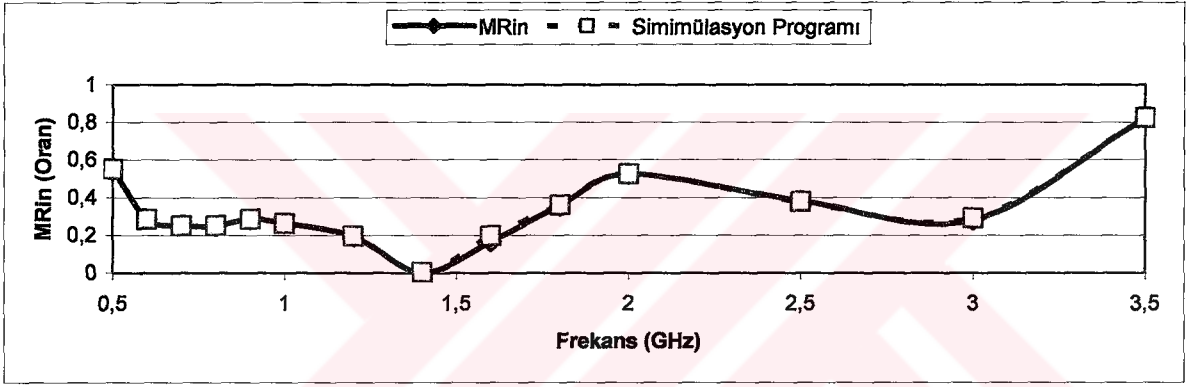
$$\ell_1=5.1026 \text{ cm}, \ell_2=1.0058 \text{ cm}, \ell_3=0.2573 \text{ cm}, \ell_4=0.0435 \text{ cm}, \ell_5=0.9453 \text{ cm},$$

$$\ell_6=14.1343 \text{ cm}, Z_1=24.9831 \Omega, Z_2=102.1976 \Omega, Z_3=2.6079 \Omega, Z_4=5.4397 \Omega,$$

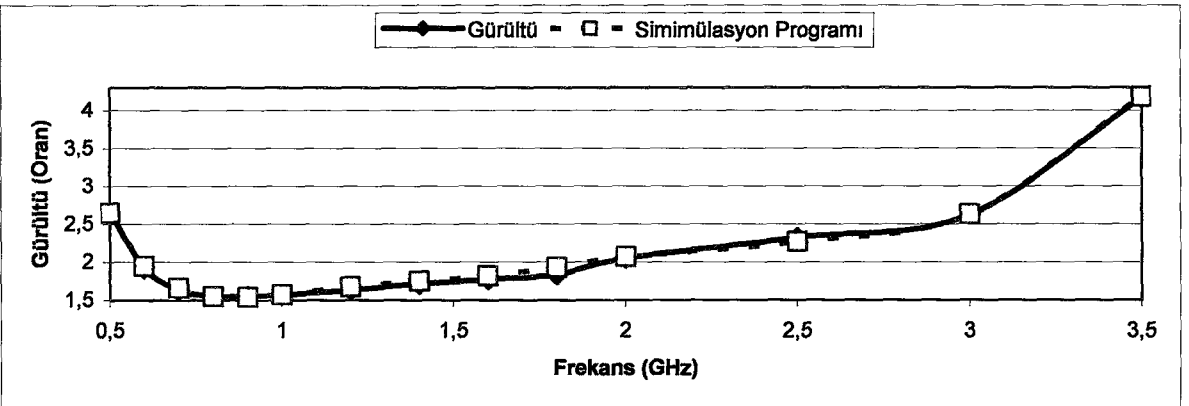
$$Z_5=66.7060 \Omega, Z_6=40.7034 \Omega$$



Şekil 7.3 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi

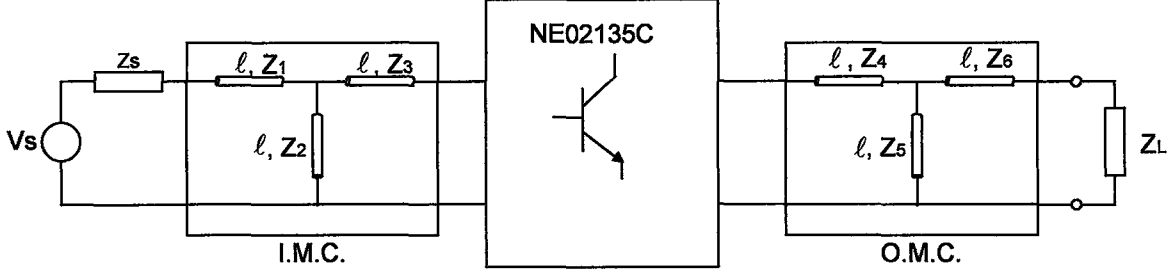


Şekil 7.4 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.5 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

7 Değişkenli "T" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricisi



Şekil 7.6 Giriş ve çıkışı "T" tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

Bu devrede 6 adet ℓ uzunluğu ve bu devrelere ilişkin ortak Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 7 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen $F_{req}(\omega_i)$; $V_{ireq}(\omega_i)$; $G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

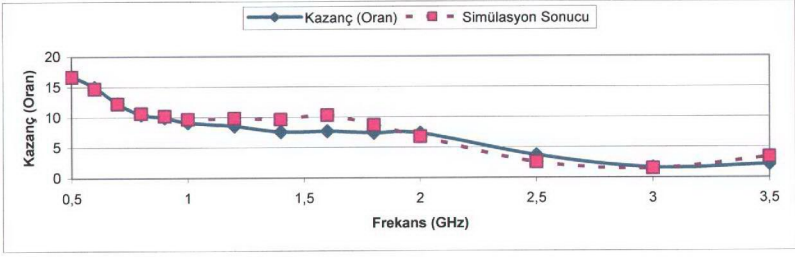
Çizelge 7.2 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

Tasarım Hedef Uzayı: $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.62, 1.5, 10, 0.5-1.2\text{GHz})$

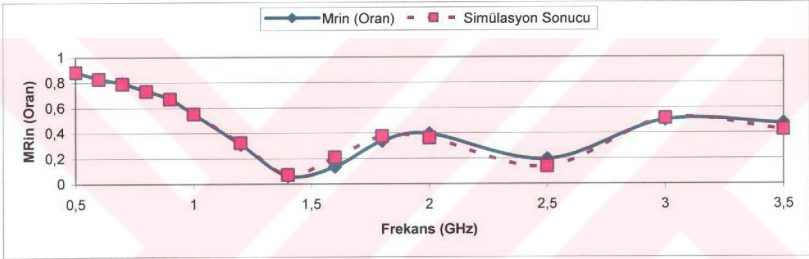
Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
0,5	16,8199	16,7	0,8843	0,884	7,1935	7,18
0,6	15,001	14,7	0,8323	0,829	4,0908	4,28
0,7	12,3038	12,25	0,796	0,79	2,6671	2,87
0,8	10,4272	10,6	0,7347	0,732	2,0583	2,2
0,9	9,9453	10,2	0,6722	0,67	1,8176	1,89
1	9,0839	9,65	0,5525	0,553	1,7595	1,76
1,2	8,5456	9,81	0,3118	0,324	1,6692	1,71
1,4	7,5836	9,63	0,065	0,0729	1,6777	1,72
1,6	7,6904	10,35	0,1372	0,209	1,7425	1,79
1,8	7,4091	8,68	0,3391	0,377	1,8426	1,93
2	7,363	6,77	0,3974	0,363	2,0659	2,08
2,5	3,7523	2,59	0,1964	0,138	2,2036	2,16
3	1,6464	1,51	0,5048	0,517	3,4105	3,41
3,5	2,2024	3,4	0,4769	0,426	3,3326	3,32

$\ell = 3.5 \text{ cm}$, $Z_1 = 23.8664 \Omega$, $Z_2 = 15.0002 \Omega$, $Z_3 = 17.8724 \Omega$, $Z_4 = 13.9196 \Omega$, $Z_5 = 250 \Omega$,

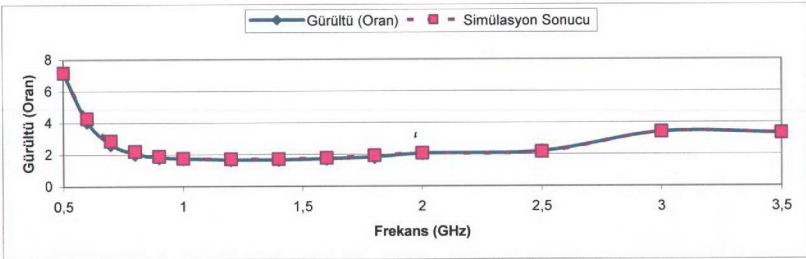
$Z_6 = 22.961 \Omega$



Şekil 7.7 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



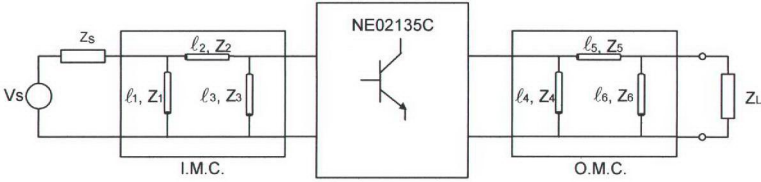
Şekil 7.8 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.9 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

7.1.1.3 “Π” Tipi Kuvvetlendirici Devreleri

12 Değişkenli “Π” Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricisi



Şekil 7.10 Giriş ve çıkışı “Π” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

Bu devrede 6 adet ℓ uzunluğu ve 6 adet Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 12 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen $F_{req}(\omega_i)$; $V_{ireq}(\omega_i)$; $G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

Çizelge 7.3 Kuvvetlendiricinin Kazanç, Gürültü ve VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

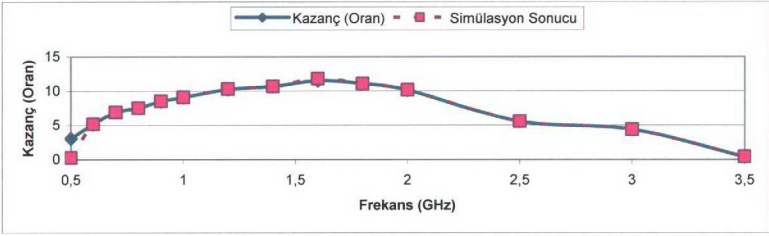
Tasarım Hedef Uzaı: $(F, V_i, G_T, B) \leftrightarrow (1.62, 1.5, 10, 0.5-1.2\text{GHz})$

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	M _{rin} (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
0,5	3,081	0,319	0,7377	0,739	3,8992	3,89
0,6	5,1626	5,19	0,5823	0,582	2,7784	2,85
0,7	6,9086	6,92	0,5108	0,51	2,1878	2,28
0,8	7,5171	7,52	0,4853	0,485	1,8865	1,97
0,9	8,5077	8,52	0,5053	0,505	1,7371	1,79
1	9,0932	9,1	0,4698	0,47	1,7003	1,7
1,2	10,2649	10,3	0,4926	0,492	1,6623	1,72
1,4	10,6812	10,7	0,4568	0,456	1,7231	1,78
1,6	11,5375	11,8	0,3938	0,431	1,7934	1,83
1,8	11,1366	11,1	0,2976	0,295	1,8029	1,89
2	10,162	10,2	0,2157	0,215	1,9577	1,96
2,5	5,5994	5,6	0,2944	0,293	2,2084	2,18
3	4,4097	4,42	0,299	0,29	2,5782	2,58
3,5	0,4398	0,423	0,9573	0,959	10,3398	10,6

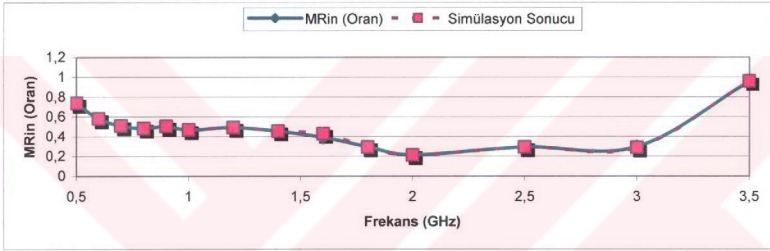
$\ell_1=4.02722 \text{ cm}$, $\ell_2=2.94352 \text{ cm}$, $\ell_3=3.90333 \text{ cm}$, $\ell_4=1.49143 \text{ cm}$, $\ell_5=2.67038 \text{ cm}$,

$\ell_6=4.00649 \text{ cm}$, $Z_1=250 \Omega$, $Z_2=29.63 \Omega$, $Z_3=29.3788 \Omega$, $Z_4=40.1389 \Omega$, $Z_5=33.5104 \Omega$,

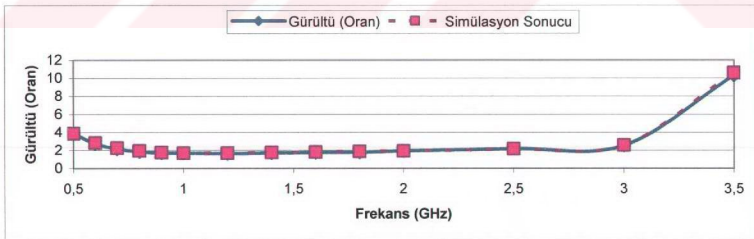
$Z_6=250 \Omega$



Şekil 7.11 Giriş ve çıkış “I” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi

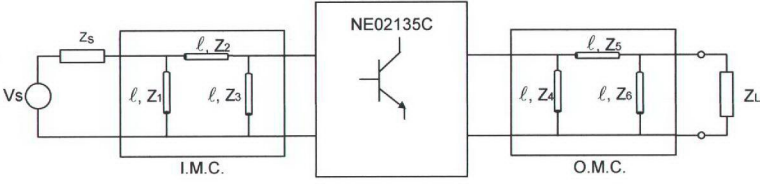


Şekil 7.12 Giriş ve çıkış “I” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.13 Giriş ve çıkış “I” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

7 Değişkenli "Π" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricisi



Şekil 7.14 Giriş ve çıkışı "Π" tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

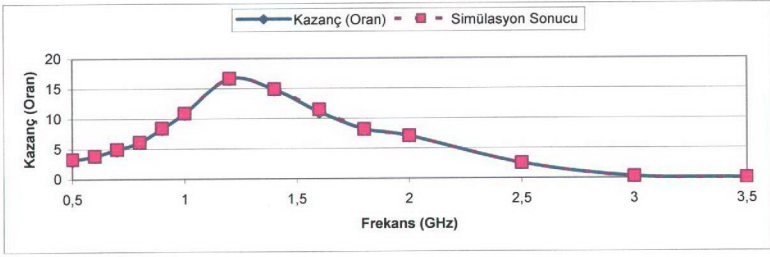
Bu devrede 6 adet ℓ uzunluğu ve bu devrelere ilişkin ortak Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 7 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen $F_{req}(\omega_i); V_{ireq}(\omega_i); G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

Çizelge 7.4 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

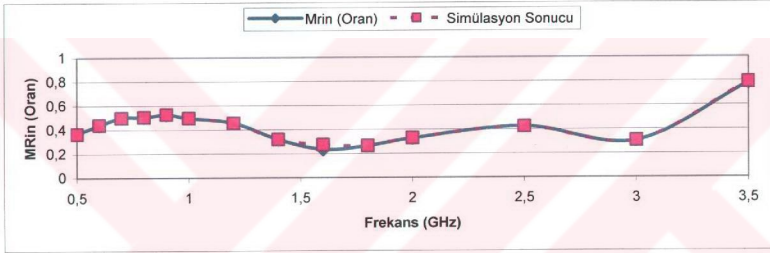
Tasarım Hedef Uzayı: $(F, V_i, G_T, B) \leftrightarrow (1.62, 1.5, 10, 0.5-1.2\text{GHz})$

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
0,5	3,1575	3,3	0,37	0,366	1,6294	1,63
0,6	3,832	3,85	0,4392	0,44	1,5658	1,59
0,7	4,9199	4,94	0,5008	0,5	1,5602	1,58
0,8	6,1106	6,14	0,506	0,506	1,5791	1,59
0,9	8,3808	8,44	0,5276	0,528	1,6012	1,6
1	10,8608	10,9	0,4977	0,497	1,6222	1,62
1,2	16,6345	16,7	0,4569	0,454	1,6512	1,69
1,4	14,8644	14,9	0,3196	0,319	1,7019	1,75
1,6	11,1115	11,5	0,2354	0,275	1,7652	1,81
1,8	8,231	8,2	0,2659	0,266	1,8114	1,9
2	7,0873	7,11	0,3284	0,33	2,0358	2,05
2,5	2,5413	2,53	0,4263	0,425	2,5961	2,54
3	0,2685	0,262	0,307	0,307	3,0301	3,03
3,5	0,0036	0,003	0,7851	0,792	5,4029	5,57

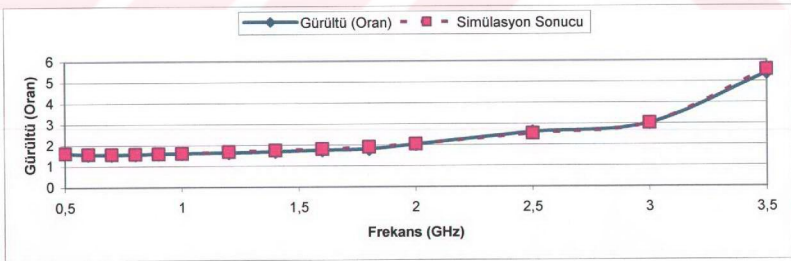
$\ell = 4.1 \text{ cm}$, $Z_1 = 250\Omega$, $Z_2 = 34.5799\Omega$, $Z_3 = 125.25\Omega$, $Z_4 = 9.6908\Omega$, $Z_5 = 27.40.31\Omega$, $Z_6 = 250\Omega$



Şekil 7.15 Giriş ve çıkış “I” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



Şekil 7.16 Giriş ve çıkış “I” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.17 Giriş ve çıkış “I” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

7.1.2 NE329S01 Transistoru ile Gerçekleştirilen Kuvvetlendirici Sonuçları

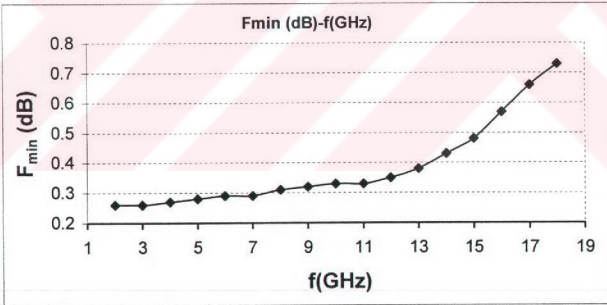
7.1.2.1 Kuvvetlendirici Tasarım Uzayı

En genel halde hat uzunluğu ℓ ve karakteristik empedansından Z_0 oluşan 12 değişkenli bir tasarım değişken uzayı ile $0.5\text{cm} < \ell < 15\text{cm}$, $0.5\Omega < Z_0 < 250\Omega$ sınırlamaları içinde çalışılmıştır. NE329S01 transistorunun $I_c=10\text{ mA}$, $V_{CE}=2\text{ V}$ kutuplaması için $F_{\min}(f)$ -f (Şekil 7.18) $F_{\text{req}}=0.46\text{dB}$ seçilmiş ve $V_i=1$ sınırlamaları içinde maksimum kazanç $G_{T\max}$ frekans değişimi Şekil 7.18’de verilmiştir. Buna göre “Tasarım Hedef Uzayı” olarak Şekil 7.19’daki $G_{T\max}$ -f değişim eğrisinden $F_{\text{req}}=0.46\text{dB}$, $V_{i\text{req}}=1$, $G_{T\text{req}}=12\text{dB}$ band genişliği $B=2\text{-}11\text{GHz}$ belirlenmiştir. Ayrıca bu performans hedeflerini gerçekleyen kaynak Z_S ve yük Z_L sonlandırmaları da Şekil 7.20’de verilmiştir.

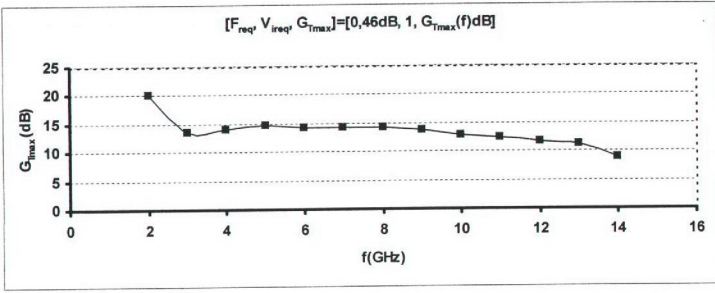
Transistorun Adı: NE329S01

Kutuplama Koşulu: $V_{CE}=2\text{V}$, $I_c=10\text{mA}$

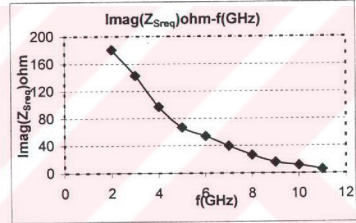
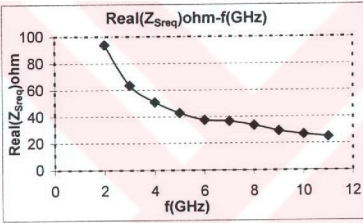
Çalışma Bandı: 2-18 GHz



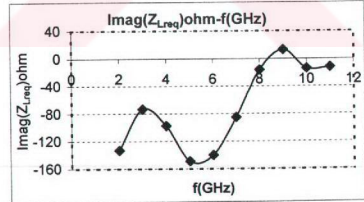
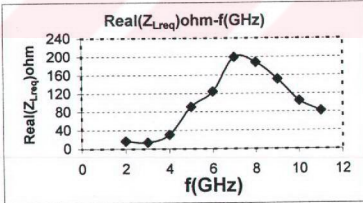
Şekil 7.18 NE329S01 Transistorunun $I_c=10\text{ mA}$, $V_{CE}=2\text{ V}$ kutuplaması için $F_{\min}(f)$ Değişimi (Güneş, 2002)



Şekil 7.19 NE329S01 Transistorunun $F=0,46\text{dB}$, $V_i=1$ $G_{Tmax}(f)$ Değişimi
(Koşulları: $V_{CE}=2\text{ V}$; $I_C=10\text{ mA}$ Çalışma Band Genişliği : 2 - 18 GHz) (Güneş, 2002)



a) Kaynak Sonlandırmaları



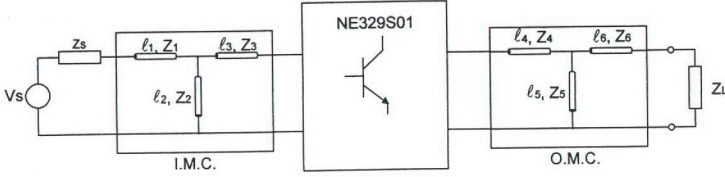
b) Yük Sonlandırmaları

Şekil 7.20 NE329S01 Transistoru için (0,46dB, 1, 12dB) uyumlu üçlülerinin sonlandırma fonksiyonları (Güneş, 2002)

7.1.2.2 "T" Tipi Kuvvetlendirici Devreleri

(F, V_i, G_T, B) Tasarım Hedef Uzaı A Tipi Devreleri

12 Değişkenli "T" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricileri



Şekil 7.21 Giriş ve çıkışı "T" tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

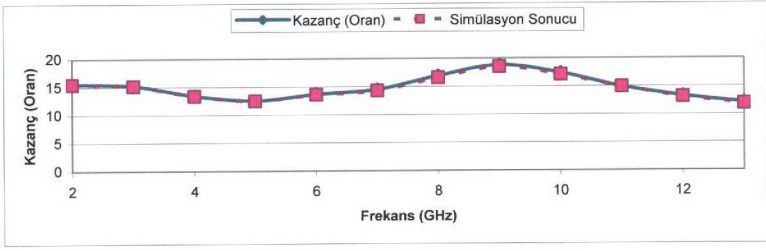
Bu devrede 6 adet ℓ uzunluğu ve 6 adet Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 12 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen $F_{req}(\omega_i)$; $V_{req}(\omega_i)$; $G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

Çizelge 7.5 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

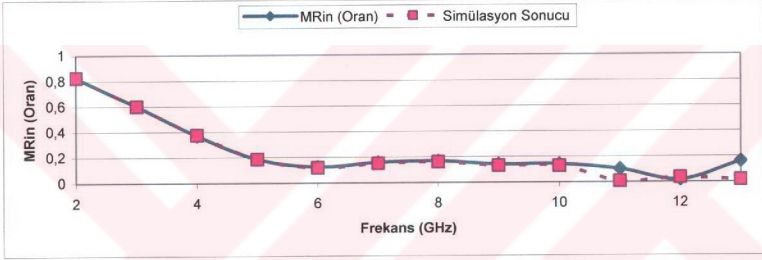
Tasarım Hedef Uzaı: (F, V_i, G_T, B) $\Leftrightarrow$ (1.112, 1, 15.86, 2-11GHz)

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
2	15,5754	15,5	0,8242	0,826	1,3306	1,39
3	15,2332	15,2	0,6029	0,602	1,2225	1,22
4	13,4529	13,4	0,372	0,377	1,1819	1,18
5	12,5701	12,5	0,1867	0,188	1,1671	1,16
6	13,6803	13,6	0,1277	0,121	1,2025	1,2
7	14,5159	14,3	0,1605	0,153	1,2446	1,24
8	16,9252	16,6	0,17	0,162	1,2483	1,4
9	18,8235	18,5	0,1444	0,132	1,2118	1,21
10	17,39	17,1	0,1444	0,128	1,2009	1,19
11	14,9495	14,9	0,1029	0,0084	1,163	1,16
12	13,265	13,1	0,0202	0,0371	1,1331	1,13
13	12,1141	11,9	0,1647	0,018	1,1069	1,1

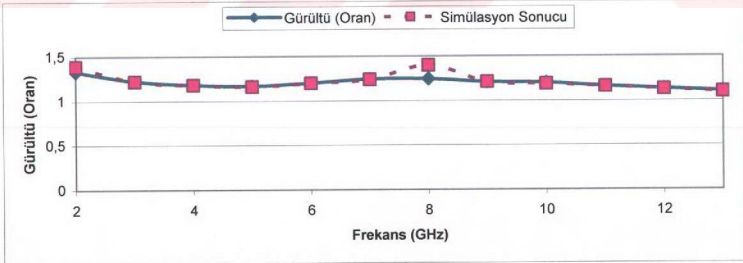
$\ell_1=1.1658$ cm, $\ell_2=14.0727$ cm, $\ell_3=13.2561$ cm, $\ell_4=13.2264$ cm, $\ell_5=0.7973$ cm,
 $\ell_6=0.528574$ cm, $Z_1=28.6307$ Ω , $Z_2=250$ Ω , $Z_3=39.5675$ Ω , $Z_4=157.033$ Ω , $Z_5=249.879$ Ω ,
 $Z_6=116.244$ Ω



Şekil 7.22 Giriş ve çıkış "T" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazançının frekansa bağlı olarak değişimi

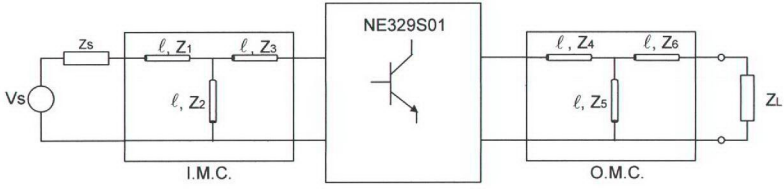


Şekil 7.23 Giriş ve çıkış "T" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.24 Giriş ve çıkış "T" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

7 Değişkenli "T" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricisi



Şekil 7.25 Giriş ve çıkışı “T” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

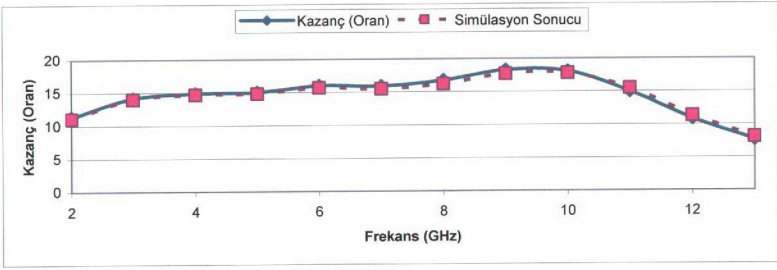
Bu devrede 6 adet ℓ uzunluğu ve bu devrelere ilişkin ortak Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 7 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen $F_{req}(\omega_i); V_{ireq}(\omega_i); G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

Çizelge 7.6 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

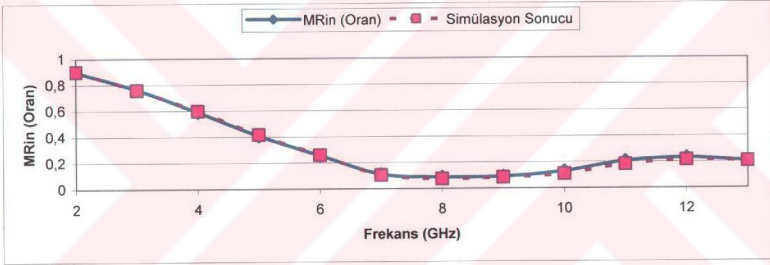
Tasarım Hedef Uzaı: $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.112, 1, 15.86, 2-11\text{GHz})$

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
2	11,3476	11,1	0,8989	0,901	1,5065	1,61
3	14,1762	14	0,7641	0,76	1,3247	1,33
4	14,8813	14,7	0,5913	0,599	1,2359	1,24
5	15,0459	14,8	0,408	0,417	1,1695	1,17
6	16,0055	15,7	0,2565	0,26	1,1539	1,15
7	15,9132	15,5	0,1118	0,105	1,1607	1,15
8	16,745	16,2	0,0883	0,076	1,1668	1,16
9	18,2868	17,7	0,0913	0,085	1,1621	1,15
10	18,0794	17,8	0,1316	0,109	1,1844	1,18
11	15,0056	15,5	0,2078	0,181	1,1847	1,18
12	10,8725	11,3	0,2322	0,214	1,182	1,18
13	7,6941	8,09	0,2083	0,207	1,1536	1,15

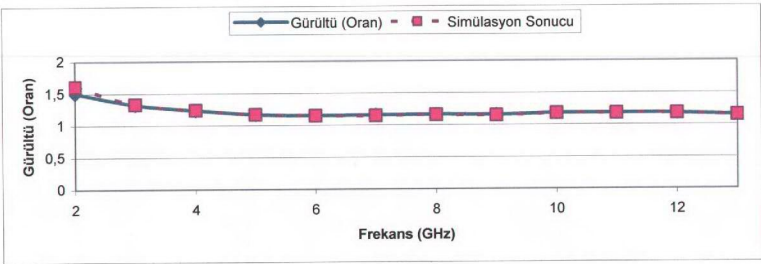
$$\ell = 14.3\text{cm}, Z_1 = 65.495\Omega, Z_2 = 250\Omega, Z_3 = 40.4258\Omega, Z_4 = 122.115\Omega, Z_5 = 250\Omega, Z_6 = 93.4674\Omega$$



Şekil 7.26 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



Şekil 7.27 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



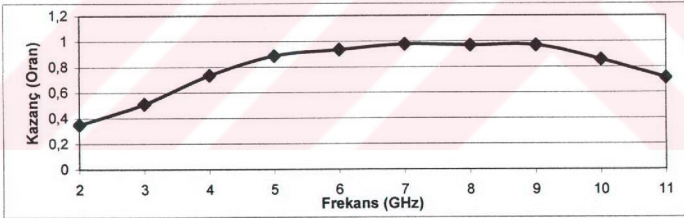
Şekil 7.28 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

(Z_S , Z_L , B) Hedef Uzayı B Tipi Devreleri

Kaynak Empedansını NE329S01 Transistörünün Giriş Empedansına Uygunlaştıran “T” Tipi Giriş Uydurma Devresinde 3 adet ℓ uzunluğu ve 3 adet Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 6 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen tüm $G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri birlikte verilmiştir.

Çizelge 7.7 Kaynak empedansı ile NE329S01 transistörünün giriş empedansı değerleri

Frekans(GHz)	Kazanç	Re $\{Z_{out}\}$	Im $\{Z_{out}\}$	Re $\{Z_S\}$	Im $\{Z_S\}$
2	0,3506	76.83	-50.07i	93.99	180.61
3	0,511	105.71	-11.80i	63.52	142.87
4	0,7334	93.40	25.62i	51.04	97.3
5	0,8874	67.67	37.67i	42.91	67.01
6	0,9347	48.12	34.17i	37.57	54.02
7	0,9776	36.32	25.57i	36.57	36.59
8	0,969	29.79	15.92i	33.57	26.58
9	0,969	26.67	6.24i	29.43	15.87
10	0,8561	25.99	-3.46i	26.92	18.203
11	0,7123	27.49	-13.67i	24.89	19.480



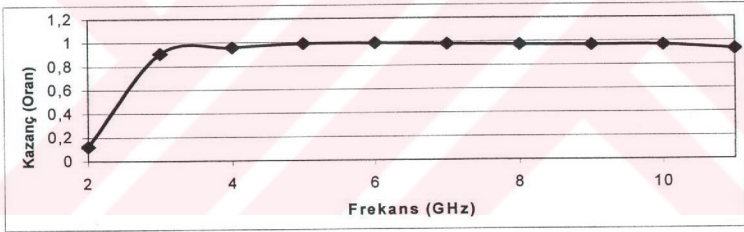
Şekil 7.29 Giriş uydurma devresi için kazanç - frekans karakteristiği

$$\ell_1=15.8863 \text{ cm}, \ell_2=14.0089 \text{ cm}, \ell_3=13.3775 \text{ cm}, Z_1= 36.31016 \Omega, Z_2=180.88547 \Omega, \\ Z_3=53.04086 \Omega$$

Yük Empedansını Transistörün Çıkış Empedansına Uygunlaştıran “T” Tipi Çıkış Uydurma Devresinde 3 adet ℓ uzunluğu ve 3 adet Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 6 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen tüm $G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri birlikte verilmiştir.

Çizelge 7.8 Yük empedansı ile NE329S01 transistörünün çıkış empedansı değerleri

Frekans (GHz)	Kazanç	$\text{Re}\{Z_{in}\}$	$\text{Im}\{Z_{in}\}$	$\text{Re}\{Z_S\}$	$\text{Im}\{Z_S\}$
2	0,1213	16.56	-42.87i	16.87	-132.83
3	0,9067	26.54	-73.34i	14.01	-73.29
4	0,9571	42.85	-107.40i	30.97	-97.55
5	0,9882	73.78	-143.06i	90.71	-148.77
6	0,9891	129.36	-166.00i	124.07	-139.91
7	0,9792	195.16	-142.25i	199.05	-84.99
8	0,9721	211.73	-79.12i	187.32	-16.18
9	0,9668	178.98	-41.30i	151.03	12.81
10	0,9656	142.84	-38.50i	103.88	-14.06
11	0,9279	119.47	-53.17i	82.37	-12.13



Şekil 7.30 Çıkış uydurma devresi için kazanç - frekans karakteristiği

$$\ell_1=13.7114 \text{ cm}, \ell_2=0.67396 \text{ cm}, \ell_3=0.8321 \text{ cm}, Z_1=129.006 \Omega, Z_2=166.3467 \Omega, \\ Z_3= 94.1086 \Omega$$

Kaynak Empedansını Transistörün Giriş Empedansına Uygunlaştıran “T” Tipi Giriş Uydurma Devresi sonucunda elde edilen ℓ uzunlukları ve Z_0 empedansları ile Yük Empedansını Transistörün Çıkış Empedansına Uygunlaştıran “T” Tipi Çıkış Uydurma Devresinde bulunan ℓ ve Z_0 değerleri NE329S01 transistörü ile birlikte Şekil 7.21’deki gibi bir devre ile çalıştırılmış ve Çizelge 7.9’daki sonuçlar elde edilmiştir.

Çizelge 7.9 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

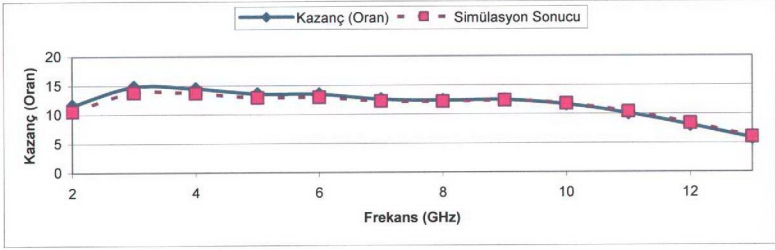
Tasarım Hedef Uzaıy: (F, V_i , G_T , B) $\leftrightarrow$ (1.112, 1, 15.86, 2-11GHz)

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
2	11,6087	10,6	0,8938	0,894	1,3554	1,42
3	14,7938	13,8	0,7147	0,714	1,2201	1,22
4	14,5198	13,7	0,5149	0,516	1,1689	1,17
5	13,5903	12,9	0,3429	0,342	1,1363	1,13
6	13,5073	13	0,2419	0,24	1,1405	1,14
7	12,6296	12,3	0,1946	0,181	1,1565	1,15
8	12,3982	12,2	0,1971	0,182	1,1664	1,16
9	12,4647	12,4	0,2052	0,189	1,1637	1,16
10	11,6917	11,8	0,2559	0,241	1,1922	1,18
11	10,1071	10,4	0,3247	0,309	1,2037	1,2
12	8,0935	8,38	0,3623	0,346	1,242	1,23
13	5,8194	6,02	0,4266	0,405	1,2647	1,25

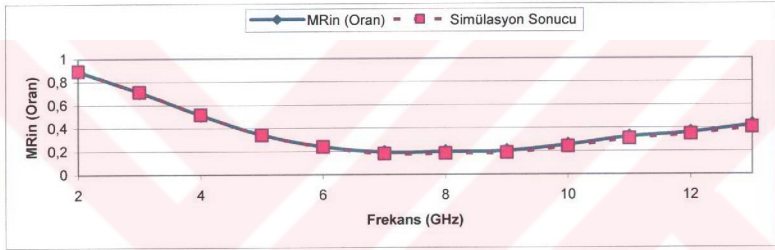
$\ell_1=15.8863$ cm, $\ell_2=14.0089$ cm, $\ell_3=13.3775$ cm, $Z_1=36.31016 \Omega$, $Z_2=180.88547 \Omega$,

$Z_3=53.04086 \Omega$, $\ell_4=13.7114$ cm, $\ell_5=0.67396$ cm, $\ell_6=0.8321$ cm, $Z_4=129.006 \Omega$,

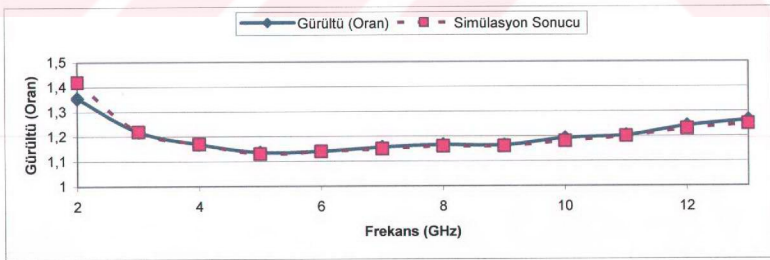
$Z_5=166.3467 \Omega$, $Z_6=94.1086 \Omega$



Şekil 7.31 Girişi ve çıkışı "T" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi

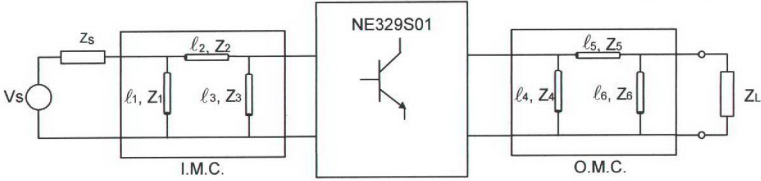


Şekil 7.32 Girişi ve çıkışı "T" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.33 Girişi ve çıkışı "T" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

7.1.2.3 “Π” Tipi Kuvvetlendirici Devreleri (F, V_i, G_T, B) Tasarım Hedef Uzaı A Tipi Devreleri 12 Değişkenli “Π” Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricileri



Şekil 7.34 Giriş ve çıkışı “Π” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

Bu devrede 6 adet ℓ uzunluğu ve 6 adet Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 12 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen $F_{req}(\omega_i)$; $V_{ireq}(\omega_i)$; $G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

Çizelge 7.10 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

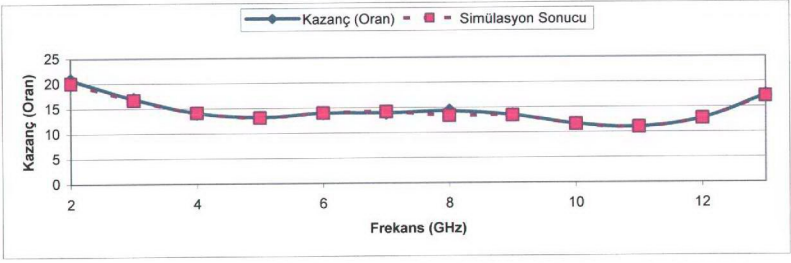
Tasarım Hedef Uzaı: (F, V_i, G_T, B) $\Leftrightarrow$ (1.112, 1, 15.86, 2-11GHz)

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
2	20,7664	20,1	0,2571	0,278	1,1222	1,13
3	16,9455	16,7	0,0469	0,0475	1,1568	1,15
4	14,1268	14,1	0,1546	0,143	1,1853	1,18
5	13,1765	13,1	0,2469	0,24	1,1949	1,19
6	14,0083	14	0,3042	0,298	1,2179	1,21
7	14,0101	14,2	0,3146	0,311	1,211	1,21
8	14,3431	13,4	0,2227	0,222	1,1643	1,16
9	13,4982	13,4	0,1476	0,147	1,1135	1,11
10	11,694	11,6	0,1865	0,187	1,0929	1,09
11	11,0708	11	0,2088	0,207	1,0801	1,08
12	12,7659	12,7	0,1826	0,183	1,0951	1,09
13	17,3083	17,1	0,1319	0,14	1,1355	1,13

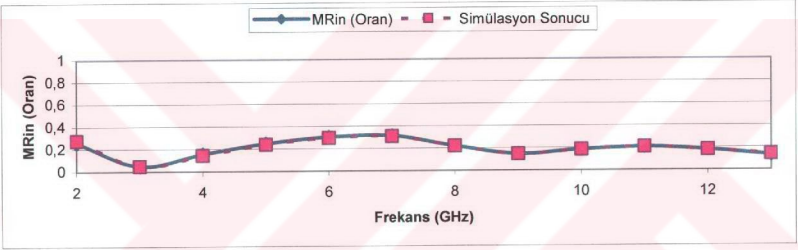
$$\ell_1=0.812244 \text{ cm}, \ell_2=12.8437 \text{ cm}, \ell_3=0.507964 \text{ cm}, \ell_4=13.971 \text{ cm}, \ell_5=1.18861 \text{ cm},$$

$$\ell_6=0.907896 \text{ cm } Z_1=37.0384 \text{ } \Omega, Z_1=46.3369 \text{ } \Omega, Z_1=142.439 \text{ } \Omega, Z_1=113.51 \text{ } \Omega,$$

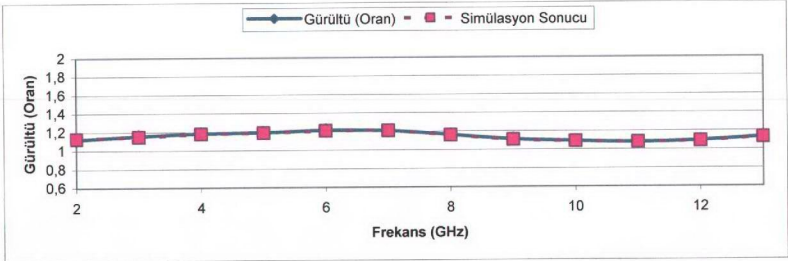
$$Z_1=103.03 \text{ } \Omega, Z_1=38.9995 \text{ } \Omega$$



Şekil 7.35 Girişi ve çıkışı “II” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi

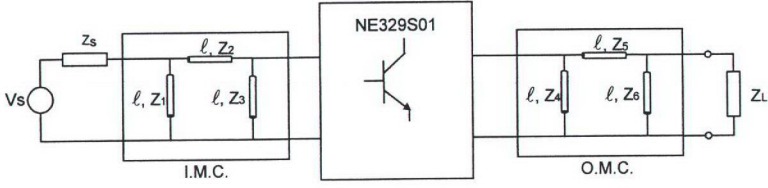


Şekil 7.36 Girişi ve çıkışı “II” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.37 Girişi ve çıkışı “II” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

7 Değişkenli "Π" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricisi



Şekil 7.38 Giriş ve çıkışı "Π" tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

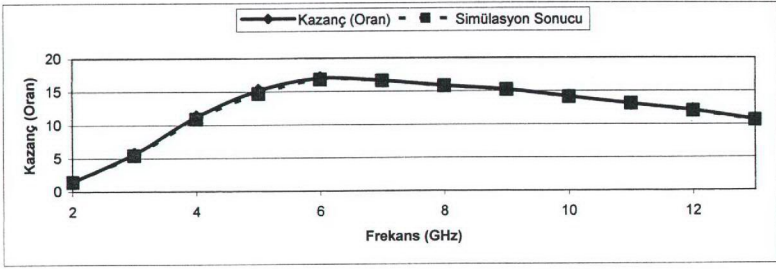
Bu devrede 6 adet ℓ uzunluğu ve bu devrelere ilişkin ortak Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 7 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen $F_{req}(\omega_i)$; $V_{ireq}(\omega_i)$; $G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

Çizelge 7.11 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

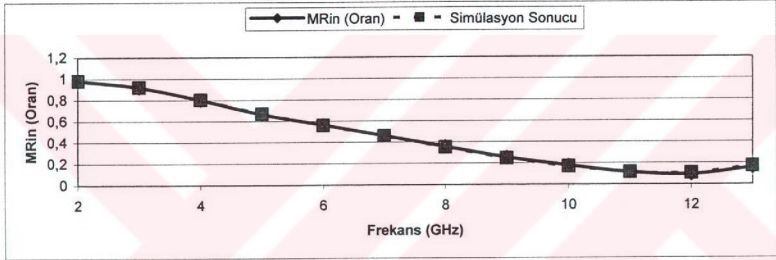
Tasarım Hedef Uzaı: $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.112, 1, 15.86, 2-11\text{GHz})$

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
2	1,4965	1,42	0,9815	0,982	2,8459	3,3
3	5,6438	5,41	0,9191	0,922	1,6931	1,72
4	11,254	10,9	0,8013	0,802	1,3805	1,39
5	15,1583	14,7	0,6647	0,67	1,2543	1,26
6	16,9971	16,8	0,5646	0,56	1,228	1,23
7	16,6354	16,6	0,4621	0,46	1,2235	1,22
8	15,8663	15,8	0,3574	0,351	1,2078	1,2
9	15,2494	15,2	0,2543	0,247	1,1729	1,17
10	14,1601	14,1	0,1779	0,17	1,17	1,17
11	13,1095	13,1	0,1153	0,114	1,1499	1,15
12	12,0936	12	0,0951	0,106	1,1342	1,13
13	10,7039	10,6	0,1582	0,17	1,1131	1,11

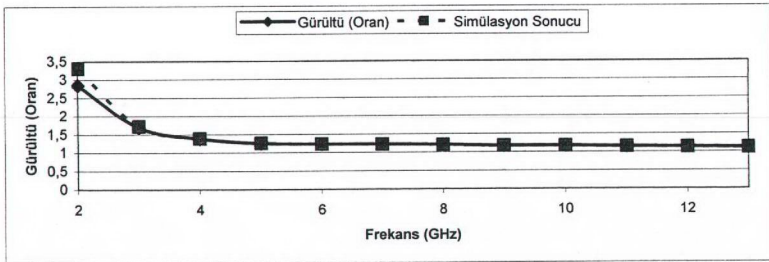
$$\ell = 14.3\text{cm}, Z_1 = 118.199\Omega, Z_2 = 33.7764\Omega, Z_3 = 250\Omega, Z_4 = 250\Omega, Z_5 = 78.5986\Omega, Z_6 = 144.765\Omega$$



Şekil 7.39 Girişi ve çıkışı "I" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



Şekil 7.40 Girişi ve çıkışı "I" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.41 Girişi ve çıkışı "I" tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

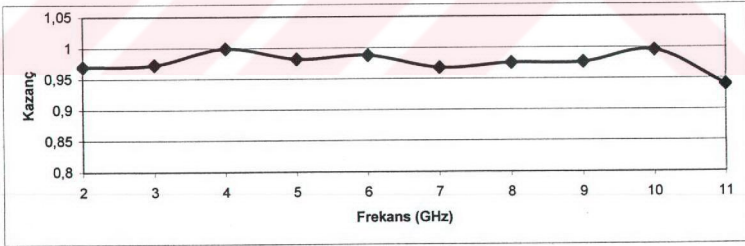
(Z_s, Z_L, B) Hedef Uzayı B Tipi Devreleri

Kaynak Empedansını NE329S01 Transistorunun Giriş Empedansına Uyumlaştıran “II” Tipi Giriş Uydurma Devresinde 3 adet ℓ uzunluğu ve 3 adet Z_0 karakteristik empedansı olmak

üzere toplam 6 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen tüm $G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri birlikte verilmiştir.

Çizelge 7.12 Kaynak empedansı ile NE329S01 transistorunun giriş empedansı değerleri

Frekans(GHz)	Kazanç	Re $\{Z_{out}\}$	Im $\{Z_{out}\}$	Re $\{Z_{TRS}\}$	Im $\{Z_{TRS}\}$
2	0,9693	109,69	148,08i	93.99	180,61
3	0,9726	75,35	122,86i	63.52	142.87
4	0,9988	54,41	98,77i	51.04	97.3
5	0,982	42,26	78,52i	42.91	67.01
6	0,9877	35,2	61,78i	37.57	54.02
7	0,9677	31,21	47,71i	36.57	36.59
8	0,9752	29,27	35,60i	33.57	26.58
9	0,9762	28,87	24,96i	29.43	15.87
10	0,9952	29,77	15,50i	26.92	18.203
11	0,9402	31,91	7,11i	24.89	19.480



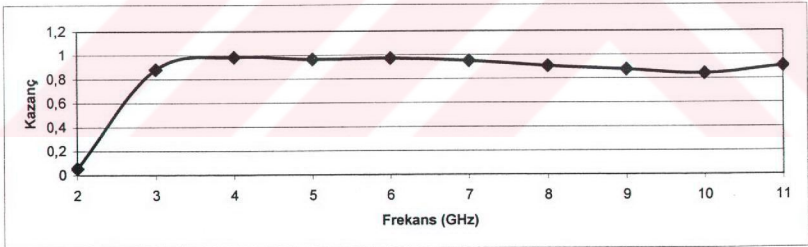
Şekil 7.42 Giriş uydurma devresi için kazanç - frekans Karakteristiği

$$\ell_1=14.60835 \text{ cm}, \ell_2=13.97015 \text{ cm}, \ell_3=0.50343 \text{ cm}, Z_1=85.18586 \Omega, Z_2=51.99582 \Omega, \\ Z_3=167.18466 \Omega$$

Yük Empedansını Transistörün Çıkış Empedansına Uyumlaştıran “Tİ” Tipi Çıkış Uydurma Devresinde 3 adet ℓ uzunluğu ve 3 adet Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 6 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen tüm $G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri birlikte verilmiştir.

Çizelge 7.13 Yük empedansı ile NE329S01 transistörünün çıkış empedansı değerleri

Frekans (GHz)	Kazanç	Re{Z _{in} }	Im{Z _{in} }	Re{Z _{TRL} }	Im{Z _{TRL} }
2	0,0552	7,5	- 40,24i	16.87	-132.83
3	0,88	16,62	-62,25i	14.01	-73.29
4	0,983	33,79	-89,53i	30.97	-97.55
5	0,9656	73,99	-122,74i	90.71	-148.77
6	0,9725	171,05	-125,86i	124.07	-139.91
7	0,9504	228,77	7,84i	199.05	-84.99
8	0,9054	138,35	75,65i	187.32	-16.18
9	0,8748	81,67	60,26i	151.03	12.81
10	0,8412	58,36	35,98i	103.88	-14.06
11	0,9064	50,02	13,47i	82.37	-12.13



Şekil 7.43 Çıkış uydurma devresi için kazanç - frekans karakteristiği

$$\ell_1=14.29114 \text{ cm}, \ell_2=13.6787 \text{ cm}, \ell_3=14.19772 \text{ cm}, Z_1=199.9885 \Omega, Z_2=114.4117 \Omega, \\ Z_3=193.9727 \Omega$$

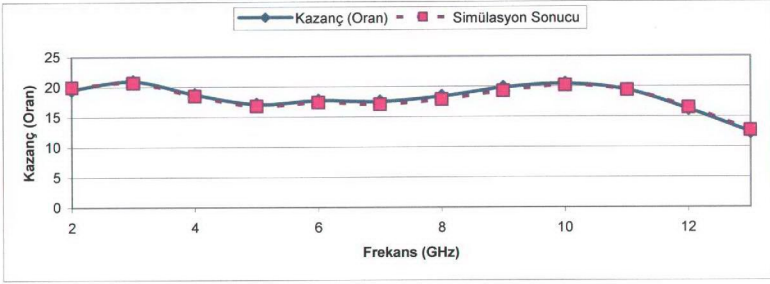
Kaynak Empedansını Transistorun Giriş Empedansına Uygunlaştıran “IT” Tipi Giriş Uydurma Devresi sonucunda elde edilen ℓ uzunlukları ve Z_0 empedansları ile Yük Empedansını Transistorun Çıkış Empedansına Uygunlaştıran “IT” Tipi Çıkış Uydurma Devresinde bulunan ℓ ve Z_0 değerleri NE329S01 transistörü ile birlikte Şekil 7.34’deki gibi bir devre ile çalıştırılmış ve Çizelge 7.14’deki sonuçlar elde edilmiştir.

Çizelge 7.14 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

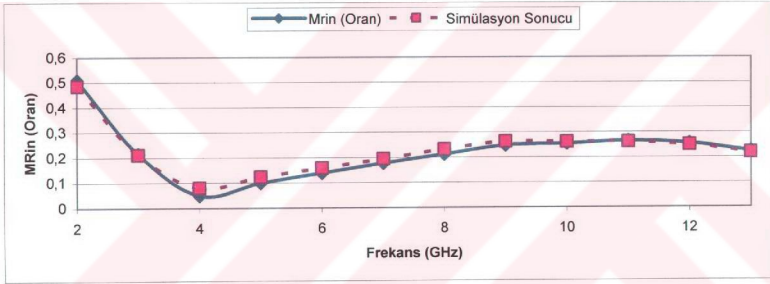
Tasarım Hedef Uzayı: (F, V_i , G_T , B) $\Leftrightarrow$ (1.112, 1, 15.86, 2-11GHz)

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
2	19,652	20	0,5096	0,486	1,1197	1,12
3	20,947	20,7	0,2152	0,212	1,117	1,11
4	18,7445	18,5	0,0502	0,0812	1,1056	1,1
5	17,1156	16,8	0,1003	0,124	1,0948	1,09
6	17,7461	17,4	0,1398	0,159	1,1015	1,1
7	17,5452	17,1	0,1779	0,195	1,1055	1,1
8	18,4288	17,9	0,2129	0,232	1,0984	1,1
9	19,8572	19,3	0,2474	0,263	1,0901	1,09
10	20,4935	20,2	0,2548	0,261	1,0946	1,09
11	19,4224	19,4	0,2649	0,261	1,094	1,09
12	16,2238	16,5	0,2557	0,249	1,1002	1,1
13	12,3977	12,7	0,2241	0,219	1,1053	1,1

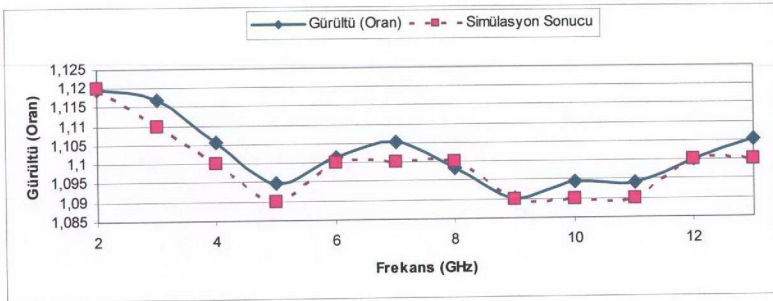
$$\ell_1=14.60835 \text{ cm}, \ell_2=13.97015 \text{ cm}, \ell_3=0.50343 \text{ cm}, Z_1=85.18586 \Omega, Z_2=51.99582 \Omega, \\ Z_3=167.18466 \Omega, \ell_4=14.29114 \text{ cm}, \ell_5=13.6787 \text{ cm}, \ell_6=14.19772 \text{ cm}, Z_4=199.9885 \Omega, \\ Z_5=114.4117 \Omega, Z_6=193.9727 \Omega$$



Şekil 7.44 Giriş ve çıkış “II” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi

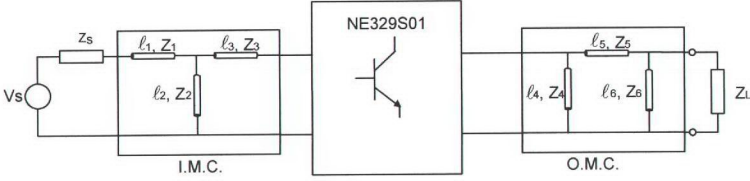


Şekil 7.45 Giriş ve çıkış “II” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.46 Giriş ve çıkış “II” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

7.1.2.4 12 Değişkenli T-Π Hibrid Mikrodalga Kuvvetlendiricisi



Şekil 7.47 Giriş “T” tipi ve çıkış “Π” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

Giriş “T” Tipi, Çıkış “Π” Tipi Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi devresinde 6 adet ℓ uzunluğu ve 6 adet Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 12 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen $F_{req}(\omega_i)$; $V_{ireq}(\omega_i)$; $G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

Çizelge 7.15 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

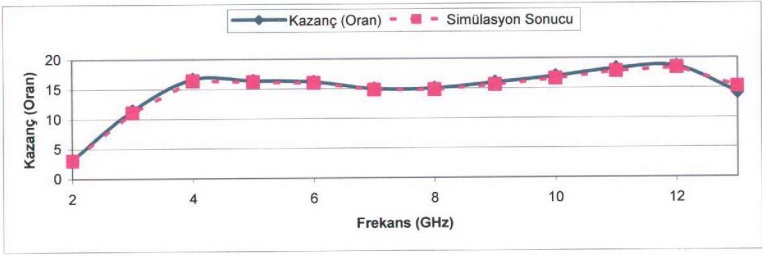
Tasarım Hedef Uzayı: (F, V_i , G_T , B) $\leftrightarrow$ (1.112, 1, 15.86, 2-11GHz)

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
2	3,1972	3,07	0,9459	0,948	1,8473	2,04
3	11,4499	11,1	0,727	0,733	1,2184	1,22
4	16,6874	16,4	0,393	0,401	1,1337	1,13
5	16,3882	16,2	0,2043	0,204	1,1423	1,14
6	16,189	16	0,1753	0,169	1,1811	1,18
7	14,9845	14,8	0,1524	0,146	1,2073	1,2
8	15,0608	14,8	0,1144	0,112	1,2028	1,2
9	16,0079	15,6	0,0871	0,0963	1,1829	1,18
10	16,998	16,6	0,0605	0,0795	1,2046	1,2
11	18,2779	17,8	0,0409	0,0477	1,2163	1,21
12	18,5784	18,4	0,1639	0,132	1,2427	1,23
13	14,224	15,2	0,4014	0,381	1,2406	1,22

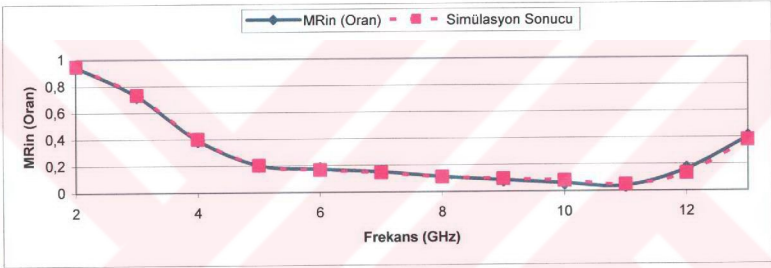
$\ell_1=1.06717$ cm, $\ell_2=14.0867$ cm, $\ell_3=13.3587$ cm, $\ell_4=13.8985$ cm, $\ell_5=13.8111$ cm,

$\ell_6=14.1959$ cm, $Z_1=30.1353$ Ω , $Z_2=68.6147$ Ω , $Z_3=41.2917$ Ω , $Z_4=250$ Ω , $Z_5=129.56$ Ω ,

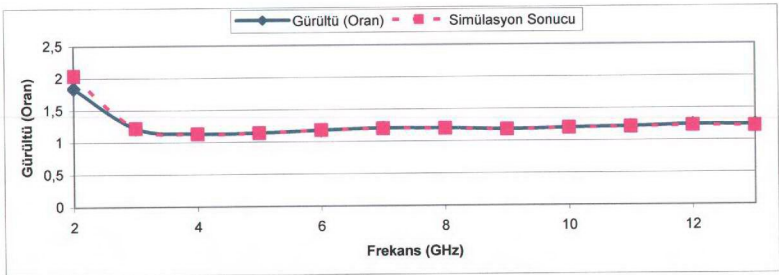
$Z_6=154.753$ Ω



Şekil 7.48 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi

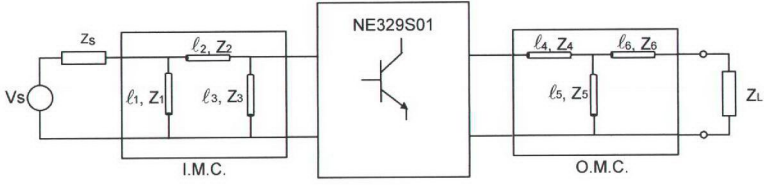


Şekil 7.49 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.50 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

7.1.2.5 12 Değişkenli Π -T Hibrid Mikrodalga Kuvvetlendiricisi



Şekil 7.51 Giriş “ Π ” tipi ve çıkış “ T ” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

Giriş “ Π ” Tipi, Çıkış “ T ” Tipi Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi devresinde 6 adet ℓ uzunluğu ve 6 adet Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 12 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen $F_{req}(\omega_i)$; $V_{req}(\omega_i)$; $G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

Çizelge 7.16 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

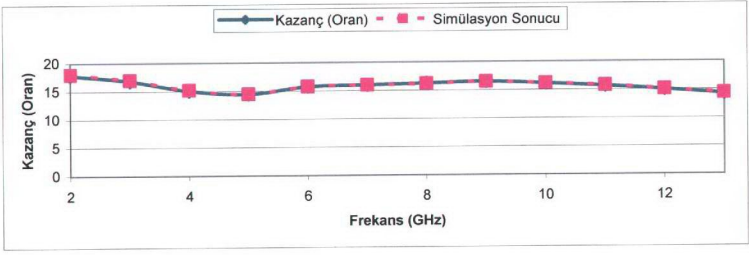
Tasarım Hedef Uzayı: $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.112, 1, 15.86, 2-11\text{GHz})$

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
2	17,8316	18,0	0,5976	0,586	1,1099	1,11
3	16,8168	17,0	0,3139	0,305	1,1132	1,1
4	15,0812	15,2	0,1159	0,105	1,1067	1,1
5	14,4686	14,5	0,0352	0,0173	1,0994	1,09
6	15,7518	15,8	0,0677	0,0617	1,1098	1,1
7	16,0031	16,0	0,1278	0,125	1,1173	1,11
8	16,2691	16,2	0,1303	0,137	1,11	1,11
9	16,5228	16,5	0,0839	0,0991	1,0997	1,1
10	16,1758	16,2	0,0172	0,0369	1,1039	1,1
11	15,6662	15,8	0,0601	0,0465	1,1022	1,1
12	15,0398	15,1	0,1239	0,112	1,1056	1,1
13	14,281	14,4	0,2125	0,2	1,1074	1,11

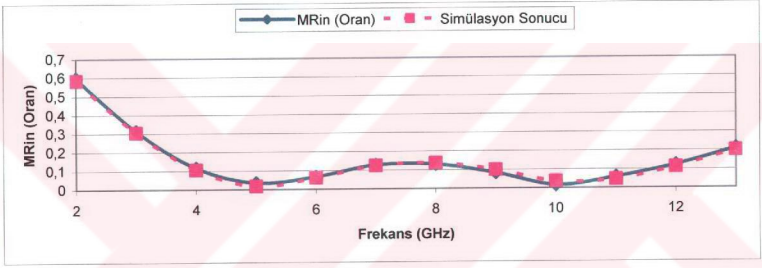
$\ell_1=14.6764$ cm, $\ell_2=13.971$ cm, $\ell_3=0.507964$ cm, $\ell_4=13.388$ cm, $\ell_5=0.683572$ cm,

$\ell_6=1.26448$ cm, $Z_1=94.9857 \Omega$, $Z_2=49.7222 \Omega$, $Z_3=159.301 \Omega$, $Z_4=63.4415 \Omega$,

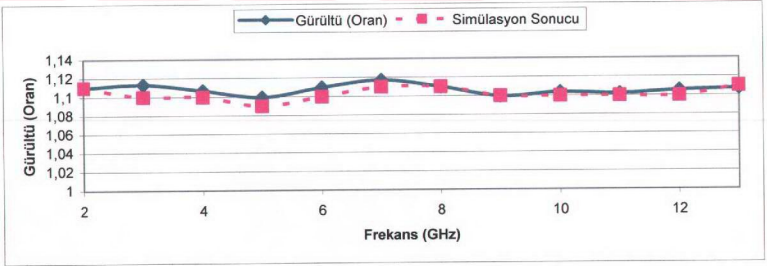
$Z_5=82.6239 \Omega$, $Z_6=96.1277 \Omega$



Şekil 7.52 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



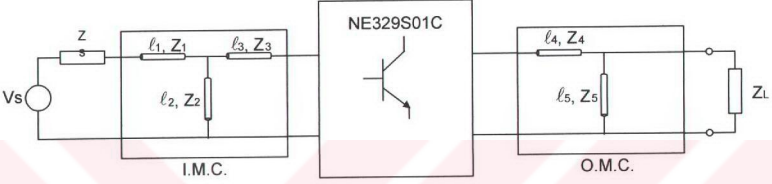
Şekil 7.53 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.54 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

7.1.2.6 10 Değişkenli T-L Hibrid Mikrodalga Kuvvetlendiricisi

Giriş “T” Tipi, Çıkış “L” Tipi (Seri ve Paralel) Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi devresinde 5 adet ℓ uzunluğu ve 5 adet Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 10 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen $F_{req}(\omega_i); V_{ireq}(\omega_i); G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.



Şekil 7.55 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi (Seri ve Paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici

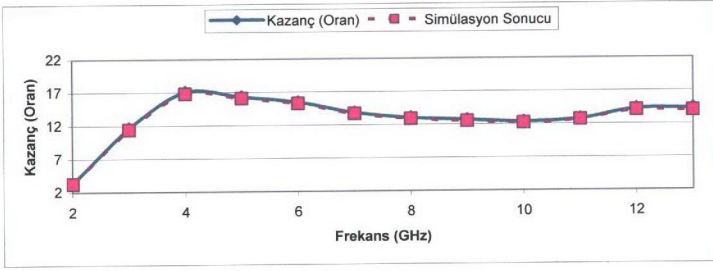
Çizelge 7.17 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

Tasarım Hedef Uzayı: $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.112, 1, 15.86, 2-11\text{GHz})$

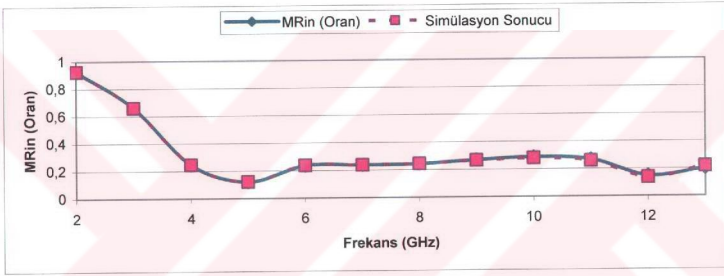
Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
2	3,3295	3,26	0,9259	0,926	2,0202	2,22
3	11,628	11,4	0,6613	0,661	1,4236	1,42
4	17,0849	16,8	0,2454	0,246	1,2077	1,21
5	16,3231	16,1	0,1213	0,122	1,1147	1,11
6	15,4711	15,3	0,2373	0,238	1,0973	1,1
7	13,8604	13,7	0,2384	0,239	1,0971	1,1
8	13,0644	12,9	0,245	0,245	1,1104	1,11
9	12,6992	12,5	0,2692	0,267	1,1257	1,12
10	12,3732	12,2	0,2885	0,28	1,1618	1,160
11	12,7911	12,7	0,269	0,258	1,1747	1,170
12	14,2958	14,1	0,1492	0,137	1,1767	1,180
13	14,3025	14	0,202	0,218	1,1363	1,140

$$\ell_1 = 13,2394 \text{ cm}, \ell_2 = 0,940959 \text{ cm}, \ell_3 = 0,0810011 \text{ cm}, \ell_4 = 13,9229 \text{ cm}, \ell_5 = 14,3084 \text{ cm}$$

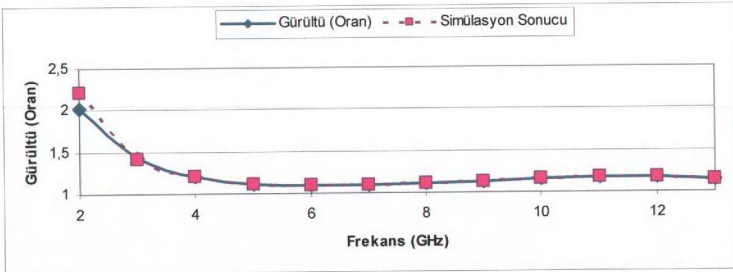
$$Z_1 = 69,3142 \Omega, Z_2 = 77,8726 \Omega, Z_3 = 139,329 \Omega, Z_4 = 120,548 \Omega, Z_6 = 83,7308 \Omega$$



Şekil 7.56 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi (Seri ve Paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi

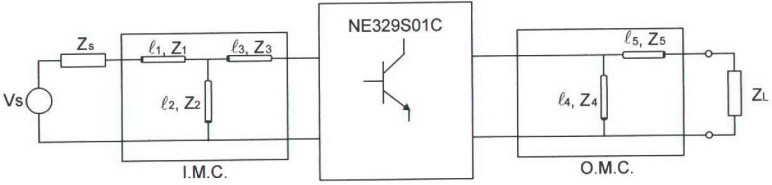


Şekil 7.57 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi (Seri ve Paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.58 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi (Seri ve Paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

Giriş “T” Tipi, Çıkış “L” Tipi (Paralel ve Seri) Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisinde 5 adet ℓ uzunluğu ve 5 adet Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 10 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen $F_{req}(\omega_i)$; $V_{ireq}(\omega_i)$; $G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.



Şekil 7.59 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi (Paralel ve Seri) uydurma devreli tek transistörlü Kuvvetlendirici

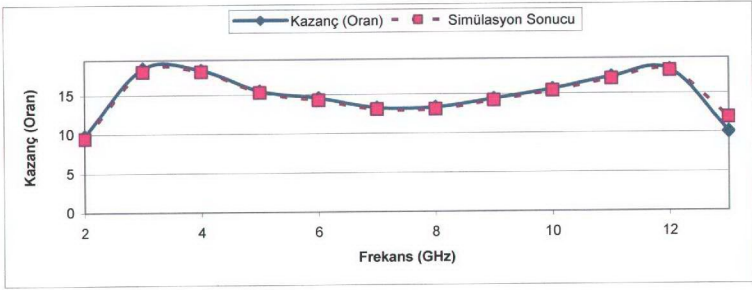
Çizelge 7.18 Kuvvetlendiricinin Kazanç, Gürültü ve VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

Tasarım Hedef Uzayı: $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.112, 1, 15.86, 2-11\text{GHz})$

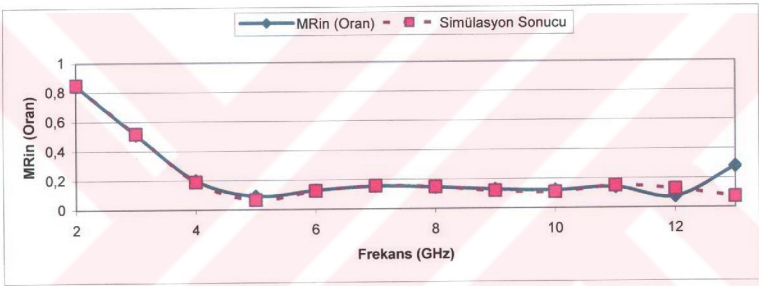
Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
2	9,8061	9,45	0,8477	0,851	1,1987	1,23
3	18,4202	18	0,5132	0,518	1,132	1,13
4	18,1919	18	0,1999	0,19	1,1264	1,12
5	15,5023	15,3	0,0924	0,0654	1,1159	1,11
6	14,5811	14,3	0,1293	0,126	1,1102	1,1
7	13,3062	13,1	0,1566	0,158	1,0945	1,09
8	13,3633	13,1	0,1479	0,149	1,0993	1,1
9	14,4186	14,2	0,1291	0,119	1,1474	1,15
10	15,639	15,4	0,123	0,11	1,2734	1,27
11	17,1685	16,9	0,1415	0,151	1,4175	1,4
12	18,0347	17,9	0,0757	0,127	1,5832	1,56
13	10,0769	11,9	0,2796	0,0728	1,5876	1,56

$$\ell_1 = 1,66203 \text{ cm}, \ell_2 = 14,0064 \text{ cm}, \ell_3 = 14,431 \text{ cm}, \ell_4 = 13,9471 \text{ cm}, \ell_5 = 1,11499 \text{ cm},$$

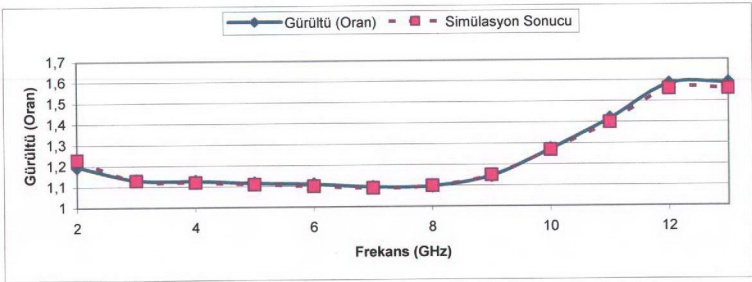
$$Z_1 = 105,348 \Omega, Z_2 = 185,005 \Omega, Z_3 = 38,9995 \Omega, Z_4 = 45,7314 \Omega, Z_5 = 123,291 \Omega$$



Şekil 7.60 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi (Paralel ve Seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



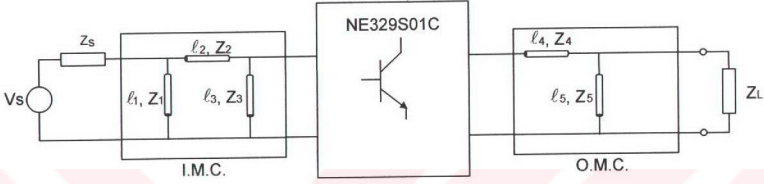
Şekil 7.61 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi (Paralel ve Seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.62 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi (Paralel ve Seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

7.1.2.7 10 Değişkenli Π -L Hibrid Mikrodalga Kuvvetlendiricisi

Giriş “ Π ” Tipi, Çıkış “L” Tipi (Seri ve Paralel) Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi devresinde 5 adet ℓ uzunluğu ve 5 adet Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 10 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen $F_{req}(\omega_i); V_{ireq}(\omega_i); G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.



Şekil 7.63 Giriş “ Π ” ve çıkış “L” tipi (Seri ve Paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici

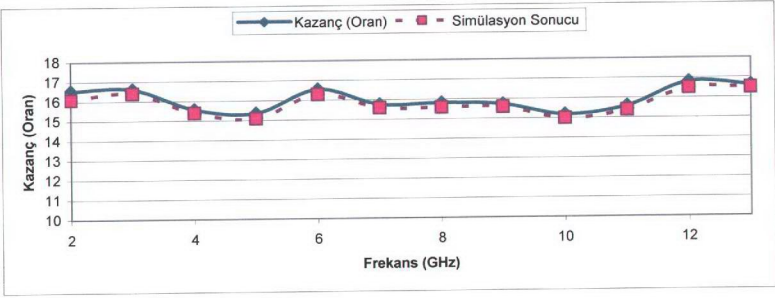
Çizelge 7.19 Kuvvetlendiricinin Kazanç, Gürültü ve VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

Tasarım Hedef Uzaı: $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.112, 1, 15.86, 2-11\text{GHz})$

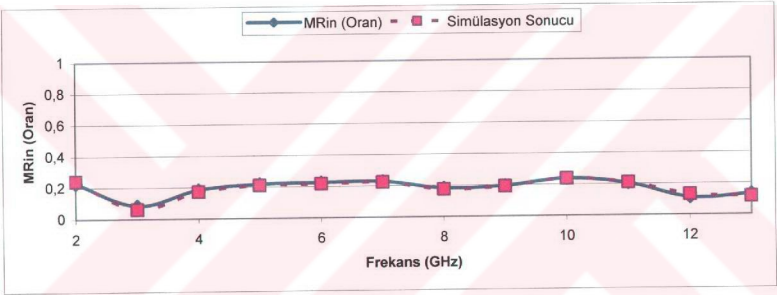
Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
2	16,539	16,1	0,2285	0,242	1,107	1,11
3	16,6063	16,4	0,0854	0,062	1,1575	1,15
4	15,5769	15,40	0,1845	0,173	1,2015	1,19
5	15,3666	15,10	0,2198	0,211	1,2231	1,22
6	16,5491	16,30	0,226	0,218	1,2578	1,25
7	15,7769	15,60	0,2304	0,224	1,2563	1,25
8	15,8231	15,60	0,1831	0,176	1,2055	1,2
9	15,7416	15,60	0,196	0,192	1,1412	1,14
10	15,1993	15,00	0,2377	0,238	1,1145	1,11
11	15,6138	15,40	0,2058	0,21	1,1046	1,1
12	16,8037	16,50	0,1103	0,13	1,1494	1,15
13	16,6353	16,50	0,1314	0,115	1,2294	1,23

$$\ell_1 = 0.801946 \text{ cm}, \ell_2 = 12.7438 \text{ cm}, \ell_3 = 0.741554 \text{ cm}, \ell_4 = 13.8364 \text{ cm}, \ell_5 = 14.2481 \text{ cm}$$

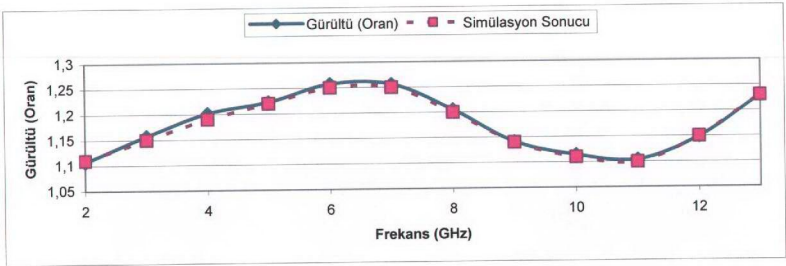
$$Z_1 = 32.1938 \Omega, Z_2 = 43.0457 \Omega, Z_3 = 99.5686 \Omega, Z_4 = 118.591 \Omega, Z_5 = 63.7823 \Omega$$



Şekil 7.64 Giriş “I” tipi, çıkış “L” tipi (Seri ve Paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi

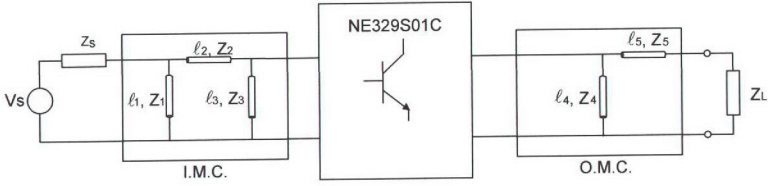


Şekil 7.65 Giriş “I” tipi, çıkış “L” tipi (Seri ve Paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.66 Giriş “I” tipi, çıkış “L” tipi (Seri ve Paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

Giriş “ Π ” Tipi, Çıkış “ L ” Tipi (Paralel ve Seri) Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi devresinde 5 adet ℓ uzunluğu ve 5 adet Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 10 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen $F_{req}(\omega_i)$; $V_{ireq}(\omega_i)$; $G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.



Şekil 7.67 Giriş “ Π ” tipi, çıkış “ L ” tipi (Paralel ve Seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici

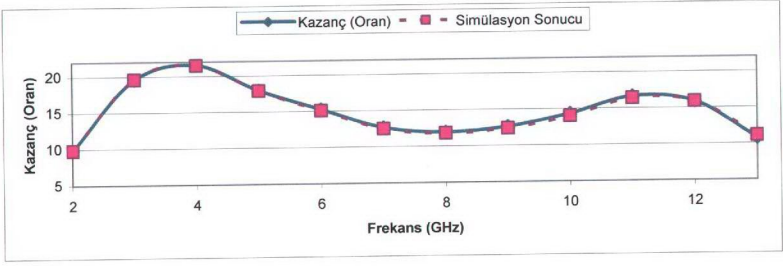
Çizelge 7.20 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

Tasarım Hedef Uzaı: $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.112, 1, 15.86, 2-11\text{GHz})$

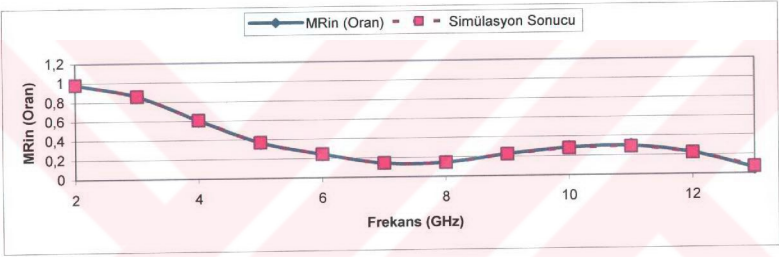
Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
2	9,8369	9,83	0,981	0,981	2,9908	3,4
3	19,5768	19,6	0,858	0,858	1,8814	1,88
4	21,5338	21,50	0,6054	0,606	1,49	1,49
5	17,9607	17,90	0,3689	0,37	1,2822	1,28
6	15,272	15,10	0,2437	0,244	1,2031	1,2
7	12,6604	12,50	0,144	0,143	1,1569	1,16
8	11,9726	11,80	0,147	0,143	1,1258	1,13
9	12,6482	12,40	0,2269	0,223	1,106	1,11
10	14,3524	14,00	0,2846	0,278	1,1074	1,11
11	16,6754	16,40	0,2982	0,291	1,0993	1,1
12	15,9041	15,90	0,2232	0,221	1,0977	1,1
13	10,7333	11,10	0,0596	0,0724	1,1205	1,12

$$\ell_1 = 1.05538 \text{ cm}, \ell_2 = 0.131337 \text{ cm}, \ell_3 = 0.430506 \text{ cm}, \ell_4 = 1.05538 \text{ cm}, \ell_5 = 13.7468 \text{ cm}$$

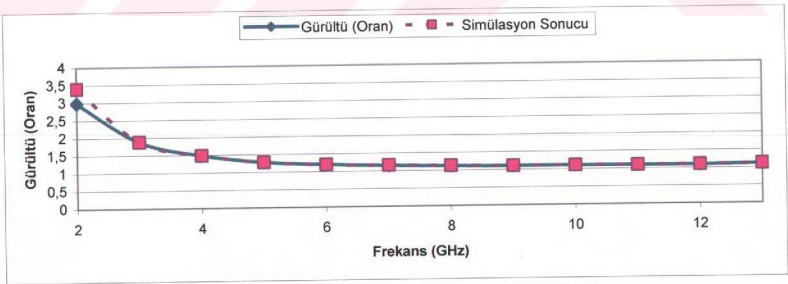
$$Z_1 = 150.931 \Omega, Z_2 = 74.629 \Omega, Z_3 = 199.524 \Omega, Z_4 = 250 \Omega, Z_5 = 147.084 \Omega$$



Şekil 7.68 Giriş “Π” tipi, çıkış “L” tipi (paralel ve seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



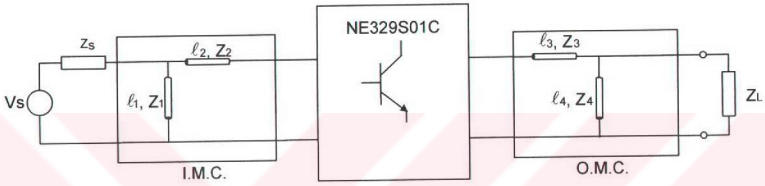
Şekil 7.69 Giriş “Π” tipi, çıkış “L” tipi (paralel ve seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.70 Giriş “Π” tipi, çıkış “L” tipi (paralel ve seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

7.1.2.8 8 Değişkenli L Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricileri

Giriş ve Çıkış “L” Tipi (Giriş Uydurma Devresi: Paralel ve Seri; Çıkış Uydurma Devresi: Seri ve Paralel) Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi devresinde 4 adet ℓ uzunluğu ve 4 adet Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 8 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen $F_{req}(\omega_i)$; $V_{ireq}(\omega_i)$; $G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.



Şekil 7.71 Giriş ve çıkış “L” tipi Uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici

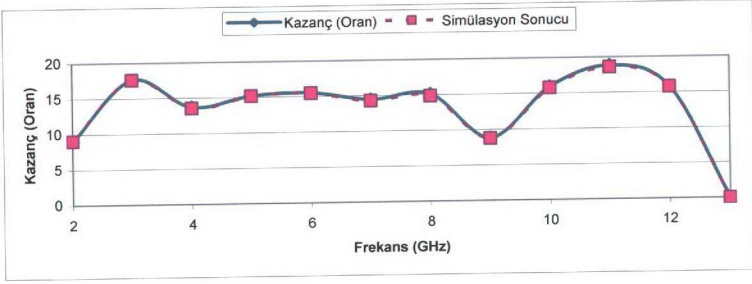
Çizelge 7.21 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

Tasarım Hedef Uzayı: $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.112, 1, 15.86, 2-11\text{GHz})$

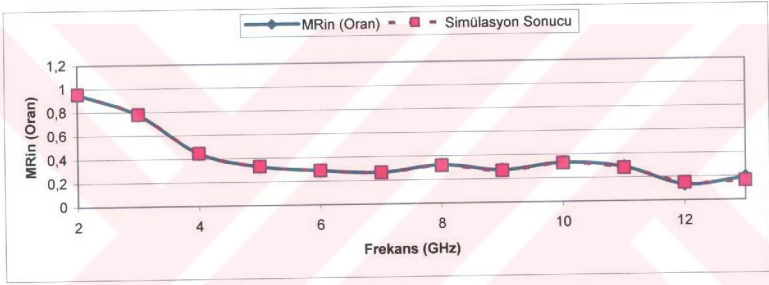
Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	M _{rin} (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
2	9,0262	9,04	0,9559	0,956	2,3402	2,61
3	17,6396	17,60	0,7795	0,78	1,5812	1,58
4	13,7249	13,60	0,446	0,447	1,3203	1,32
5	15,2158	15,20	0,3296	0,331	1,1958	1,2
6	15,5608	15,50	0,2904	0,29	1,1616	1,16
7	14,4816	14,30	0,2681	0,266	1,1455	1,15
8	15,1733	14,90	0,3245	0,319	1,137	1,14
9	8,8765	8,76	0,2752	0,268	1,1217	1,12
10	15,9894	15,80	0,332	0,326	1,1182	1,12
11	18,8409	18,60	0,2882	0,282	1,1001	1,1
12	15,8252	15,80	0,1365	0,149	1,0938	1,1
13	0,0082	0,02	0,1905	0,164	1,1494	1,15

$$\ell_1 = 0.974608 \text{ cm}, \ell_2 = 0.149523 \text{ cm}, \ell_3 = 13.7206 \text{ cm}, \ell_4 = 3.46039 \text{ cm}$$

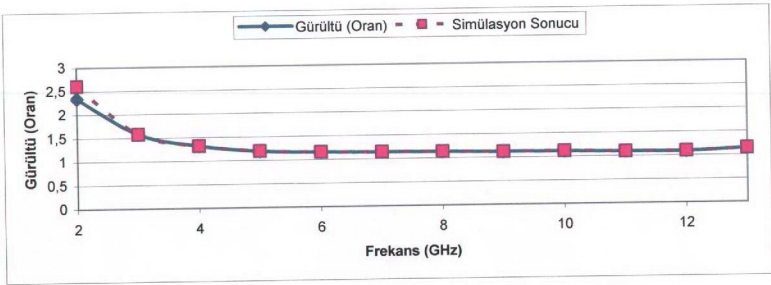
$$Z_1 = 65.8393 \Omega, Z_2 = 88.5685 \Omega, Z_3 = 135.428 \Omega, Z_4 = 250 \Omega$$



Şekil 7.72 Giriş ve çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi

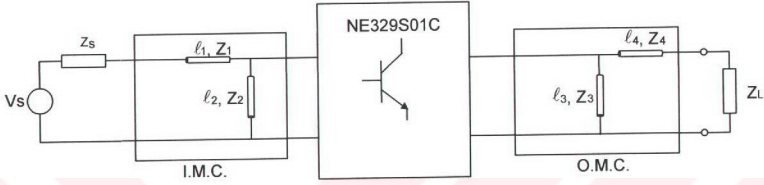


Şekil 7.73 Giriş ve çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.74 Giriş ve çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

Giriş ve Çıkış “L” Tipi (Giriş Uydurma Devresi: Seri ve Paralel; Çıkış Uydurma Devresi: Paralel ve Seri) Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi devresinde 4 adet ℓ uzunluğu ve 4 adet Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 8 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen $F_{req}(\omega_i)$; $V_{ireq}(\omega_i)$; $G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.



Şekil 7.75 Giriş ve çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici

Çizelge 7.22 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

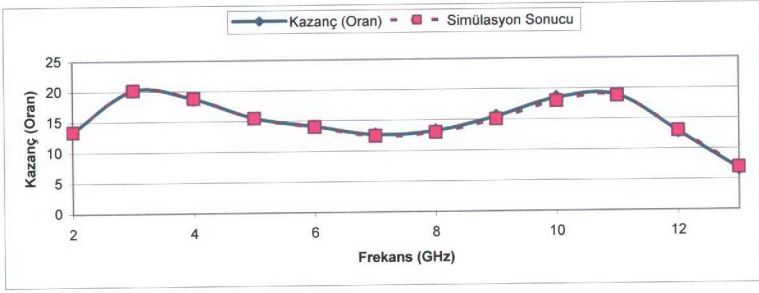
Tasarım Hedef Uzaı: $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.112, 1, 15.86, 2-11\text{GHz})$

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
2	13,3921	13,4	0,9737	0,974	2,4956	2,8
3	20,1997	20,2	0,8434	0,847	1,8128	1,81
4	18,7735	18,8	0,6368	0,636	1,5488	1,55
5	15,534	15,5	0,4505	0,449	1,3703	1,37
6	14,1111	14	0,3178	0,316	1,291	1,29
7	12,6848	12,5	0,1786	0,177	1,2298	1,23
8	13,2582	13	0,0526	0,0526	1,1666	1,16
9	15,5259	15,1	0,1117	0,116	1,1159	1,11
10	18,5408	18	0,1848	0,192	1,102	1,1
11	18,9207	18,8	0,1871	0,201	1,0893	1,09
12	12,8693	13	0,1449	0,164	1,0871	1,09
13	6,6853	6,92	0,2124	0,228	1,0964	1,1

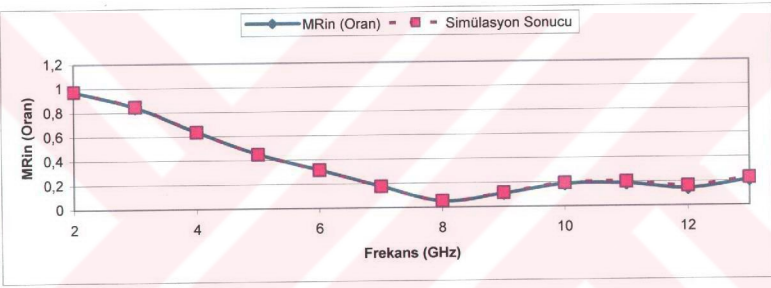
Uydurma Devrelerinin Uzunluk ve Empedansları

$$\ell_1=14,5581 \text{ cm}, \ell_2=0,2907 \text{ cm}, \ell_3=1,0672 \text{ cm}, \ell_4=13,6676 \text{ cm},$$

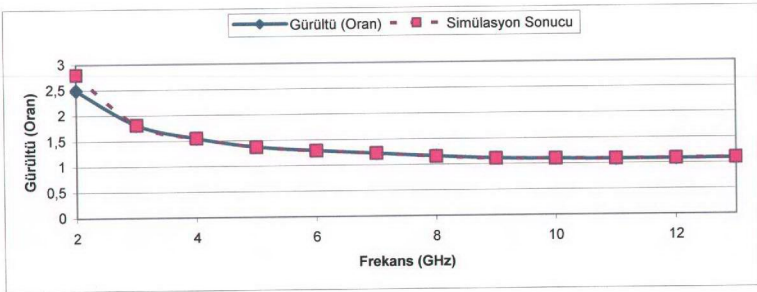
$$Z_1=36,2109 \Omega, Z_2=240,6529 \Omega, Z_3=250 \Omega, Z_4=155,1339 \Omega$$



Şekil 7.76 Giriş ve çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



Şekil 7.77 Giriş ve çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.78 Giriş ve çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

7.2 Başlangıç Koşulları Rasgele Optimize Edilmiş Simpleks Algoritması ile Gerçekleştirilen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi

7.2.1 NE329S01 Transistoru ile Kuvvetlendiriciler

7.2.1.1 “T” Tipi Kuvvetlendirici Devreleri

(F, V_i , G_T , B) Tasarım Hedef Uzayı A Tipi Devreleri

Bu devrede 6 adet ℓ uzunluğu ve 6 adet Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 12 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen $F_{req}(\omega_i)$; $V_{ireq}(\omega_i)$; $G_{Treq}(\omega_i)$ değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir. Uygulama devresi Şekil 7.21’de gösterilmiştir.

Çalışmanın bu aşamasında ilk olarak devre “Rasgele Arama” metodu optimize edilmiştir. Bu metod ile elde edilen I ve Z_0 değerleri “Simpleks Arama” Optimizasyon Metodunda ilk değer şeklinde girdi değişkenleri olarak tayin edilmişlerdir. Bu şekilde ilk optimizasyon metodu ile elde edilen sonuçların yerel yakınında bulunan optimum nokta derinlemesine araştırılmıştır.

Çizelge 7.23 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

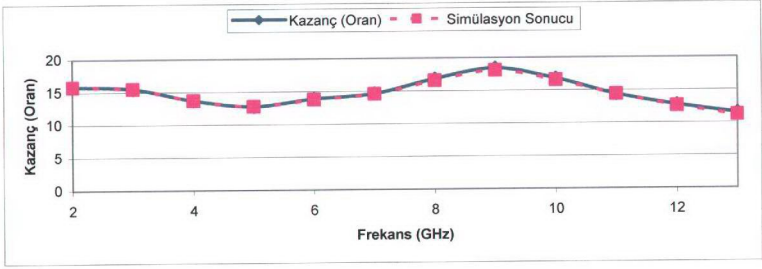
Tasarım Hedef Uzayı: (F, V_i , G_T , B) $\Leftrightarrow$ (1.112, 1, 15.86, 2-11GHz)

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
2	15,84	15,8	0,83	0,828	1,33	1,39
3	15,51	15,5	0,6	0,609	1,22	1,22
4	13,71	13,7	0,37	0,378	1,18	1,18
5	12,8	12,8	0,19	0,188	1,17	1,16
6	13,9	13,8	0,13	0,12	1,2	1,2
7	14,66	14,6	0,16	0,153	1,24	1,24
8	16,86	16,6	0,17	0,165	1,25	1,24
9	18,43	18,1	0,15	0,137	1,21	1,2
10	16,83	16,6	0,14	0,125	1,2	1,19
11	14,41	14,4	0,09	0,08	1,16	1,16
12	12,75	12,6	0,04	0,056	1,13	1,13
13	11,53	11,2	0,19	0,207	1,11	1,1

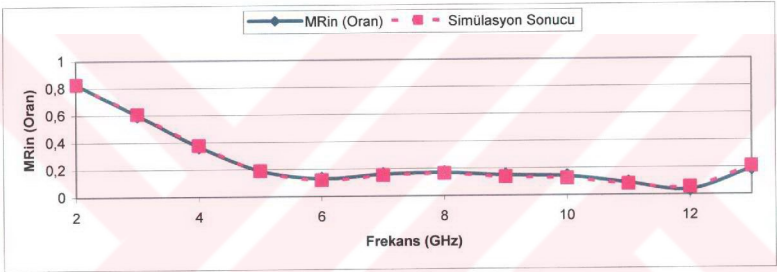
$\ell_1=1.1657$ cm, $\ell_2=14.0874$ cm, $\ell_3=13.2568$ cm, $\ell_4=13.2263$ cm, $\ell_5=0.8278$ cm,

$\ell_6=0.5287$ cm, $Z_{01}=28.6656 \Omega$, $Z_{02}=249.9755 \Omega$, $Z_{03}=39.7078 \Omega$, $Z_{04}=157.1211 \Omega$,

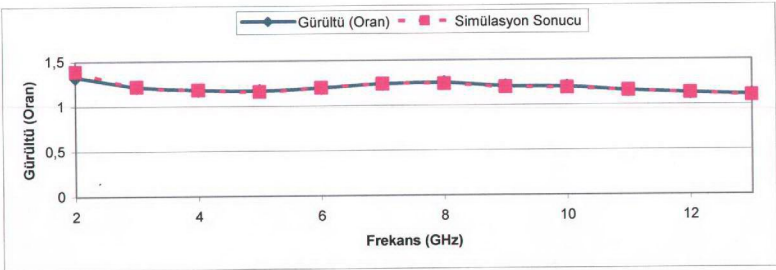
$Z_{05}=250.4508 \Omega$, $Z_{06}=116.2974 \Omega$



Şekil 7.79 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



Şekil 7.80 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.81 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

(Z_s , Z_L , B) Hedef Uzaı B Tipi Devreleri

Kaynak Empedansını Transistorun Giriş Empedansına Uygunlaştıran “T” Tipi Giriş Uydurma Devresi sonucunda elde edilen ℓ uzunlukları ve Z_0 empedansları ile Yüksek Empedansını Transistorun Çıkış Empedansına Uygunlaştıran “T” Tipi Çıkış Uydurma Devresinde bulunan ℓ ve Z_0 değerleri NE329S01 transistörü ile birlikte Şekil 7.21’deki gibi bir devre ile çalıştırılmış ve Çizelge 7.24’deki sonuçlar elde edilmiştir.

Çizelge 7.24 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

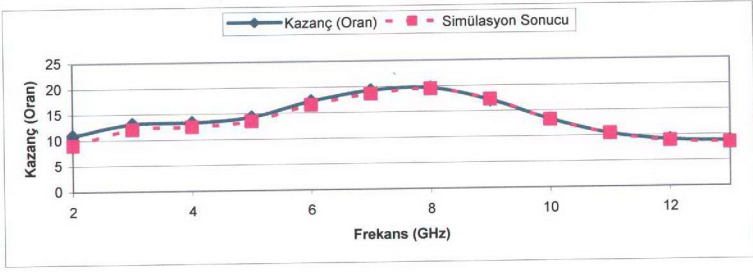
Tasarım Hedef Uzaı: (F , V_i , G_T , B) $\leftrightarrow$ (1.112, 1, 15.86, 2-11GHz)

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
2	10,91	9,1	0,86	0,858	1,37	1,44
3	13,11	12,1	0,67	0,671	1,23	1,23
4	13,35	12,5	0,5	0,497	1,17	1,17
5	14,29	13,5	0,36	0,368	1,13	1,13
6	17,32	16,6	0,28	0,289	1,12	1,12
7	19,29	18,6	0,17	0,179	1,13	1,12
8	19,63	19,5	0,1	0,109	1,13	1,12
9	17,19	17,3	0,06	0,0664	1,12	1,12
10	13,28	13,2	0,06	0,0449	1,13	1,13
11	10,4	10,4	0,06	0,0435	1,14	1,13
12	9,12	8,89	0,06	0,0451	1,16	1,15
13	8,75	8,47	0,16	0,14	1,17	1,16

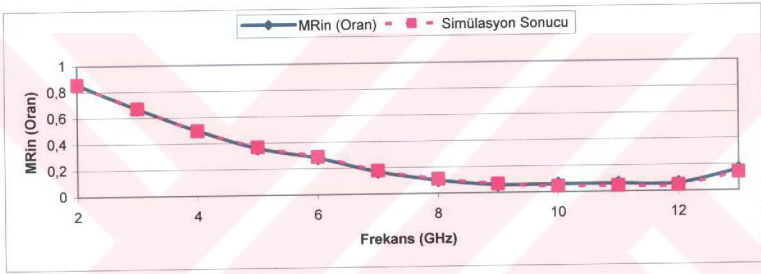
$\ell_1=16.1061$ cm, $\ell_2=14.0134$ cm, $\ell_3=13.3787$ cm, $\ell_4=13.1569$ cm, $\ell_5=0.6948$ cm,

$\ell_6=0.8528$ cm, $Z_{01}= 36.8263 \Omega$, $Z_{02}=184.6017 \Omega$, $Z_{03}= 52.9748 \Omega$, $Z_{04}=128.1954 \Omega$,

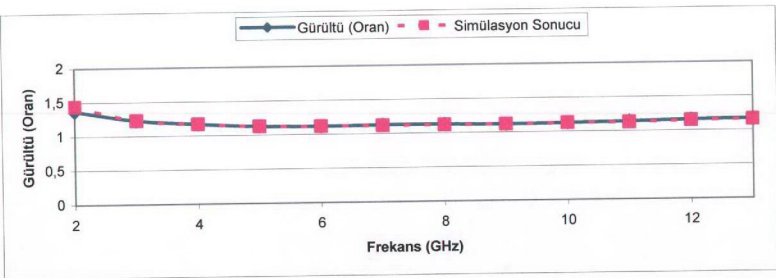
$Z_{05}=168.0511 \Omega$, $Z_{06}= 91.7323 \Omega$



Şekil 7.82 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



Şekil 7.83 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.84 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

7.2.1.2 “II” Tipi Kuvvetlendirici Devreleri (F, V_i, G_T, B) Tasarım Hedef Uzayı A Tipi Devreleri

Bu devrede 6 adet ℓ uzunluğu ve 6 adet Z_0 karakteristik empedansı olmak üzere toplam 12 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen $F_{\text{req}}(\omega_i)$; $V_{\text{ireq}}(\omega_i)$; $G_{T\text{req}}(\omega_i)$ değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir. Uygulama devresi Şekil 7.47’de gösterilmiştir.

Çalışmanın bu aşamasında ilk olarak devre “Rasgele Arama” metodu optimize edilmiştir. Bu metod ile elde edilen ℓ ve Z_0 değerleri “Simpleks Arama” Optimizasyon Metodunda ilk değer şeklinde girdi değişkenleri olarak tayin edilmişlerdir. Bu şekilde ilk optimizasyon metodu ile elde edilen sonuçların yerel yakınında bulunan optimum nokta derinlemesine araştırılmıştır.

Çizelge 7.25 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

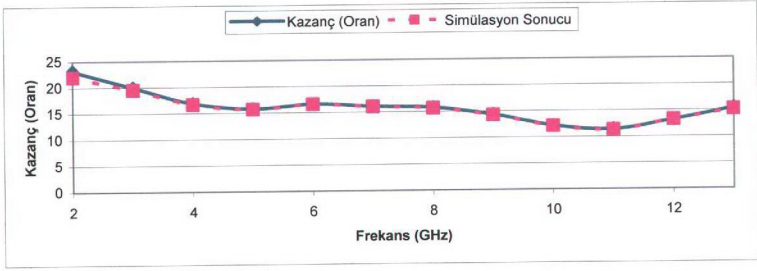
Tasarım Hedef Uzayı: (F, V_i, G_T, B) $\Leftrightarrow$ (1.112, 1, 15.86, 2-11GHz)

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
2	23,16	22.01	0,44	0,458	1,12	1,13
3	19,96	19,5	0,17	0,185	1,13	1,12
4	16,9	16,7	0,04	0,0331	1,15	1,14
5	15,78	15,7	0,15	0,137	1,16	1,16
6	16,65	16,6	0,22	0,216	1,19	1,18
7	16,18	16,1	0,26	0,251	1,19	1,19
8	15,83	15,7	0,18	0,179	1,16	1,16
9	14,4	14,3	0,13	0,127	1,12	1,12
10	12,21	12,1	0,2	0,2	1,1	1,1
11	11,42	11,3	0,26	0,257	1,08	1,08
12	13,23	13,2	0,3	0,292	1,08	1,08
13	15,43	15,2	0,42	0,423	1,1	1,1

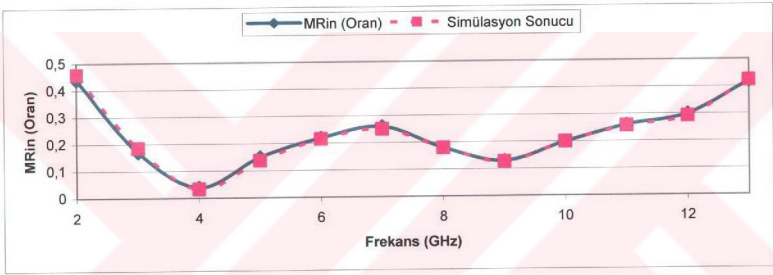
$$\ell_1=0.7768 \text{ cm}, \ell_2=12.9293 \text{ cm}, \ell_3=0.4894 \text{ cm}, \ell_4=13.9114 \text{ cm}, \ell_5=1.2010 \text{ cm},$$

$$\ell_6=0.9304 \text{ cm}, Z_{01}=38.5859 \Omega, Z_{02}=46.3602 \Omega, Z_{03}=145.9652 \Omega, Z_{04}=114.6777 \Omega,$$

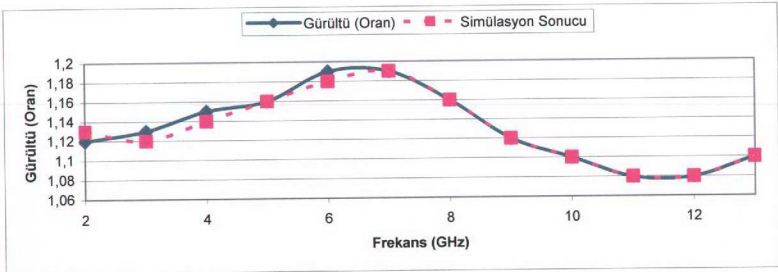
$$Z_{05}=99.8922 \Omega, Z_{06}=39.6299 \Omega$$



Şekil 7.85 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



Şekil 7.86 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.87 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

(Z_s , Z_L , B) Hedef Uzaı B Tipi Devreleri

Kaynak Empedansını Transistorun Giriş Empedansına Uygunlaştıran “T” Tipi Giriş Uydurma Devresi sonucunda elde edilen ℓ uzunlukları ve Z_0 empedansları ile Yük Empedansını Transistorun Çıkış Empedansına Uygunlaştıran “T” Tipi Çıkış Uydurma Devresinde bulunan ℓ ve Z_0 değerleri NE329S01 transistörü ile birlikte Şekil 7.47’deki gibi bir devre ile çalıştırılmış ve Çizelge 7.26’daki sonuçlar elde edilmiştir.

Çizelge 7.26 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

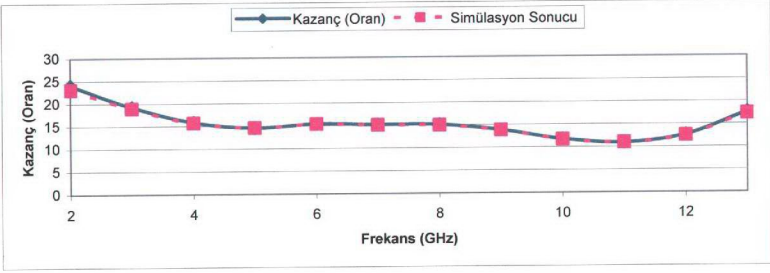
Tasarım Hedef Uzaı: (F, V_i , G_T , B) $\Leftrightarrow$ (1.112, 1, 15.86, 2-11GHz)

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
2	24,08	23,1	0,3	0,318	1,12	1,13
3	19,23	18,9	0,06	0,0729	1,15	1,15
4	15,83	15,7	0,11	0,0961	1,18	1,17
5	14,64	14,6	0,21	0,198	1,18	1,18
6	15,42	15,4	0,27	0,263	1,21	1,2
7	15,17	15,1	0,28	0,28	1,2	1,2
8	15,14	15	0,2	0,196	1,16	1,16
9	13,89	13,8	0,15	0,152	1,11	1,11
10	11,78	11,7	0,22	0,22	1,09	1,09
11	10,99	11	0,27	0,262	1,08	1,08
12	12,66	12,5	0,27	0,267	1,09	1,09
13	17,62	17,3	0,2	0,207	1,13	1,13

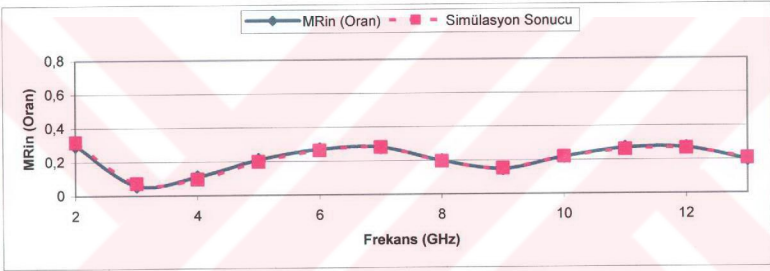
$$\ell_1=0.8194 \text{ cm}, \ell_2=12.8655 \text{ cm}, \ell_3=0.5028 \text{ cm}, \ell_4=13.9333 \text{ cm}, \ell_5=1.1898 \text{ cm},$$

$$\ell_6=0.9194 \text{ cm}, Z_{01}=37.3216 \Omega, Z_{02}=46.5868 \Omega, Z_{03}=142.7453 \Omega, Z_{04}=114.9151 \Omega,$$

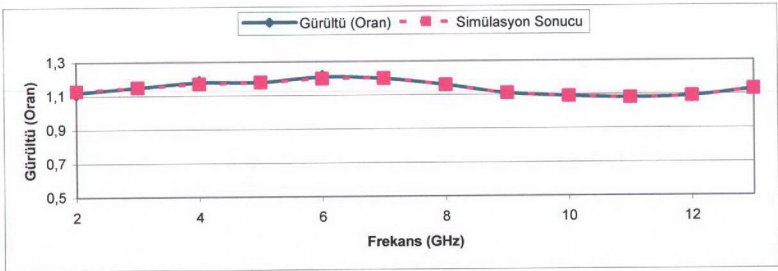
$$Z_{05}=101.6371 \Omega, Z_{06}=39.5190 \Omega$$



Şekil 7.88 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



Şekil 7.89 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 7.90 Girişi ve çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

8. SONUÇLAR

Bu çalışmada, mikrodalga kuvvetlendiricilerinin optimizasyonu temel problemi olan gerçekleştirilebilir tasarım uzayı problemi çözülmüştür. Tasarım uzayı, iki alt uzaydan ibarettir.

i) Tasarım değişkenleri uzayı

ii) Tasarım hedefi uzayı

Bizim sistemimizde tasarım değişkenleri, uydurma devrelerinde kullanılan transmisyon hatlarının karakteristik empedansları Z_0 ve fiziksel uzunlukları ℓ 'dir ve hedef fonksiyonlarımız gürültü faktörü F , giriş yansıtma katsayısı modülü ρ_i ve transduser güç kazancı G_T 'dir. Tasarım değişkenleri Z_{oi} , ℓ_i ile arasında yüksek nonlinear ilişkiler vardır. Bu ilişkiler, sistemin matematik modeli kullanılarak formülize edilmiştir. Uygulanabilir tasarım değişkenleri uzayı, sistemin gerçekleştirilmesi düşünülen teknolojinin sınırları göz önüne alınarak teşkil edilmiştir. Aynı zamanda uygulanabilir hedef uzayı da aktif elemanın performans data yaprakları kullanılarak oluşturulmuştur. Hedef uzayı, optimizasyonda iki şekilde kullanılmıştır: 1) Uyumlu $F(\omega)$, $V_i(\omega)$, $G_T(\omega)$ üçlüsü B band genişliği 2) Z_S , Z_L sonlandırmaları ve B band genişliği.

“Performans Data Yaprakları”nın elde edilmesinde transistor soft modeli için iki yöntem önerilmiştir: 1) Bulanık Mantık Sistemi 2) Yapay Sinir Ağı. Bu yöntemler Gallium Arsenide FET ATF21186 transistoruna uygulanarak iki ayrı soft model başarı ile elde edilmiştir. Bu modeller, temel olarak 8 İşaret $\left[S^{(k)} \right] = \left[\left| S_{11}^{(k)} \right| \varphi_{11}^{(k)} \left| S_{12}^{(k)} \right| \varphi_{12}^{(k)} \left| S_{21}^{(k)} \right| \varphi_{21}^{(k)} \left| S_{22}^{(k)} \right| \varphi_{22}^{(k)} \right]$ ve 4

Gürültü $\left[N^{(k)} \right] = \left[F_{\min}^{(k)} \quad \left| \Gamma_{\min}^{(k)} \right| \varphi_{\min}^{(k)} \quad R_N^{(k)} \right]$ fonksiyonunun (CT, V_{DS} , I_{DS} , f) den

oluşan transistor çalışma domeninin tamamında tanımlanmaktadır. Böylece bu tip soft modeli kullanılarak transistorun bütün küçük işaret ve gürültü performans ölçü fonksiyonları çalışma domeninin tamamında tanımlanabilir. Bu çalışmada transistorun potansiyel performansı, “Performans Data Yaprakları” adı altında “Soft” model + “Performans Karakterizasyonu” bloğundan elde edilmiştir. Geliştirilen “Performans Data Yaprakları” bloğu ile çalışma koşullarına bağlı olarak, fiziksel limitler içinde aktif elemanın uyumlu kazanç, gürültü, giriş yansıma karakteristikleri elde edilebilir. Mikrodalga devre tasarımında sistem performansını etkileyen parametrelerin tümünün kestirimi ve simülasyonu çok büyük önem taşımaktadır. Bir mikrodalga transistoru için gerekli tüm küçük işaret ve gürültü davranışı bilgileri tek bir

Yapay Sinir Ağı veya Bulanık Mantık modeli üzerinden hesaplanabilmektedir. Bu özellik, devre tasarımcıları ve özellikle tümleşik mikrodalga devre tasarımında çok önemli ve faydalıdır.

Bu çalışmada transistörün soft modelinin önerilmesinin bir başka yararı da, giriş ve çıkış büyüklüklerinin kolaylıkla istenilen özellikler doğrultusunda modifiye edilebilmesidir. Örneğin, Sinyal ve Gürültü parametrelerinin kutuplama ve frekansa bağımlılığının yanında sıcaklık değişimine ait dataların da mevcut olması durumunda, aynı modellerin girişine sıcaklık parametresi için bir giriş ilave etmek suretiyle Yapay Sinir Ağı ve Bulanık Mantık modelleri sıcaklık parametresini de içerecek şekilde modifiye edilebilir.

Yapay Sinir Ağı modellemesinde yapı olarak bir ara katmanlı (MLP) ağı seçilmiştir. Bu seçimin altında yatan felsefe, transistörü küçük işaret ve gürültü davranışının çalışma domeninde iyi bir doğrulukla mümkün olan en basit olan yapı ile modellemektir. Giriş ve çıkış katmanlarının lineer; ara katmanın ise sigmoid aktivasyon fonksiyonu ile tasarlanması sonucunda ölçülen değerler ile yüksek uyumlu bir model gerçekleştirilmiştir. Yapılan deneyler neticesinde daha hızlı ve doğru eğitim sağlaması amacıyla konjuge gradyan metodu kullanılmıştır.

Transistör modellemesinde kullanılan bir diğer soft teknik de Bulanık Mantık sistemidir ve mikrodalga devre aktif eleman modellemesine ilk uygulama sayılabilir. Farklı deneyler sonucunda “Yükseklik Yöntemi” olarak isimlendirilen “En Büyük Üyelik İlkesi” metodu ile durulaştırılma işleminin en iyi sonucu verdiği gözlemlenmiştir.

Optimizasyonda kullanılan çok amaçlı hata fonksiyonlarının tasarım uzayı içindeki global minimumları iki ana sezgisel algoritma ile araştırılmıştır: 1) Genetik Algoritma, 2) Nelder-Mead Simpleks Algoritması.

Yüksek dereceden nonlineer çok hedefli Amaç fonksiyonlar ile optimizasyon problemine tipik bir mühendislik uygulaması geniş bantlı mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı için Sezgisel-temelli optimizasyon algoritmalarının gerçekleştirilebilir tasarım uzayı içinde global minimumu aramada daha başarılı olduğu gözlemlenmiştir. Yapılan deneyler sonucunda geniş bantlı mikrodalga kuvvetlendirici optimizasyonunda Değer Kodlamasının Binary Kodlamaya oranla daha başarılı olduğu gözlemlenmiştir. Kromozomların seçiminde literatürde en yaygın olarak görülen Roulette Çarkı metodu bu çalışma için de istenilen performansı vermiştir.

Nelder-Mead Simpleks algoritması yerel bir arama metodu olduğu için tek başına çok hedefli nonlinear optimizasyon çalışmalarında genellikle çok sayıda deneme yanılma talep etmektedir. Elde edilen deneyimlerden global optimum araştıran algoritmalarından elde edilmiş ilk değerlerin Nelder-Mead Simpleks algoritmasında kullanılmasının çok daha iyi neticelere ulaştıracağı sonucuna varılmıştır.

Optimizasyon işlemi, iki ayrı transistor ile gerçekleştirilen kuvvetlendirici devrelerine uygulanmıştır. Bunlar: İleri teknoloji, düşük gürültülü NE329S01 ve NE02135C transistörleridir. Bütün tasarım örnekleri yeni baştan analiz edilmiştir. Optimizasyon sonucunda tasarlanan devreler, nümerik ağırlıklı ticari yazılımlar ile test edilmiştir. Tasarlanan devre sonuçlarının simülasyon sonuçları ile tam bir uyum içerisinde olduğu gözlemlenmiştir.

Çalışmada çok farklı tipte uydurma devreleri kullanılmıştır. Uydurma devrelerindeki eleman sayısının azaltılması, tasarımcılar için fiziksel boyut olarak daha küçük devreler gerçekleştirebilme olanağını sunmaktadır. Tasarlanan tüm uydurma devre yapılarında istenilen sonuçlara ulaşılmasına rağmen; özellikle Π -tipi konfigürasyonun belirlenen transistorler ve belirlenen çalışma bandları için daha güzel sonuçlar verdiği kanaatine varılmıştır.

Tasarlanan devreler, ileriki çalışmalar ile fiziksel olarak daha küçük boyutlu ve daha küçük empedanslı transmisyon hatları ile gerçekleştirilebilecektir. Çalışma bandı çok geniş tutulduğundan tasarlanan devreler farklı uygulama alanlarında kullanılabilecektir. Önerilen Genetik Algoritma yerine ileride Veri Madenciliği, Yapay Bağışıklık Sistemi, Tabu Search ve Karınca Kolonisi Algoritması gibi farklı Sezgisel-temelli algoritmalar mikrodalga kuvvetlendirici tasarımında denenilerek daha yüksek performanslı devrelerin tasarlanabileceği düşüncesine varılmıştır. Bu çalışmada tasarlanan ve simülasyon programları ile doğruluğu onaylanan devreler, pratikteki süreksizlikleri de hesaba katacak şekilde geliştirilip ileriki aşamalarda mikrodalga devre teknolojilerinden yararlanılarak gerçekleştirilecektir.

KAYNAKLAR

- Aksen, A., Yarman, B.S., "A Real Frequency Approach to Describe Lossless Two-Ports Formed With Mixed Lumped and Distributed Elements", *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)* 55, No. 6, December 2001, 389-396.
- Aliyev, İ., (2001), "Performans (F, V_i, G_t) Üçlülere Kullanılarak Geniş Bandlı Mikrodalga Kuvvetlendirici Tasarımı", Yüksek Lisans Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Altaş, I.H., "Bulanık Mantık Denetimli Bir Güç Uyarım Sistemi", *Elektrik-Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 8. Ulusal Kongresi*, Gaziantep, 1999
- Barby, J.A., Vlach, J., Singhal, K., "Polynomial Splines For Mosfet Model Approximation", *Ieee Trans. Computer-Aided Design*, 1988, 7, (5), Pp. 557-567
- Biernacki, R.M., Bandler, J.W., Song, J. And Zhang, Q.J., "Efficient Quadratic Approximation For Statistical Design", *Ieee Trans. Circuits Syst.*, 1989, 36, (11), Pp. 1449-1454
- Bridge, J.P., Ladbroke, P.H., Hill, A.J., "Characterisation Of Gaas Fet And Hemt Chips And Packages For Accurate Hybrid Circuit Design", *IEE Proceedings-H*, 1992, Vol. 139, (4), Pp. 330-336
- Bunday, B.D., "Basic Optimization Methods", Edward Arnold, Baltimore, 1984.
- Capponi, G., Di Maio, B., Livreri, P., (1991), "A Novel Technique for Computer-Aided Design of Low Noise Microwave Amplifiers", *IEEE*, 1991, 605-608.
- Carrara, W.G., Goodman R.S. Majeski R.M., "Spotlight Synthetic Aperture Radar Artech House Norwood.", 1995.
- Cengiz, Y., Güneş, F., "Bir Mikrodalga Transistörünün Bulanık Mantık ile Modellenmesi" 11. Sinyal İşleme Ve İletişim Uygulamaları Kurultayı 18-20 Haziran 2003, İstanbul . 130-133
- Chiang, A., C., "Fundamental Methods Of Mathematical Economics" Mcgraw-Hill, Inc. 1974
- Cioffi, K.R., (1989), "Broad-Band Distributed Amplifier Impedance Matching Techniques", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 37, No. 12, December 1989, 1870-1876.
- Collin, R.E., "Foundation For Microwave Engineering" Mcgraw-Hill 1992 Pp 334-339
- Curtice, V.R., Camisa, "Self-Consistent GaAs Fet Models for Amplifier Design and Device Diagnostics", *IEEE Trans.* 1984, Mtt-32, 1573-1578
- Cusick, A., Lezekiel, S., Miles, R.E., "All-Optical Microwave Filter Design Employing a Genetic Algorithm", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol.10, No. 8, August 1998, 1156-1158.
- Engin O. (2001), "Akış Tipi Çizelgeleme Problemlerinin Genetik Algoritma İle Çözüm Performansının Artırılmasında Parametre Optimizasyonu" Doktora Tezi, İTÜ. Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Erol O. K. (1995), "Bulanık Kontrolör Karar Tablosunun Genetik Algoritmalarla Oluşturulması" Yüksek Lisans Tezi İTÜ. Fen Bilimleri Enstitüsü, 1-13.
- Gizolme O. Thollon F., "Shape Optimization Of Synchronous Machine Rotor", *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics* July 1998, Vol 9, Issue 3.

Goasguen, S. Ve El-Ghazaly, S.M., "A Practical Large-Signal Global Modelling Simulation of a Microwave Amplifier Using Artificial Neural Network", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 10, No. 7, July 2000, 273-275.

Göksu H., (2002), "Global Optimizasyon Yöntemiyle Elektromanyetik Ters Problem Çözümü" Yüksek Lisans Tezi, SDÜ Fen Bilimleri Enstitüsü.

Günel, T., Yazgan, B., "A New Approach to the Design of Low Noise Stable Broadband Microwave Amplifier", Proceedings of the 7th Mediterranean Electrotechnical Conference, Vol. 3, 12-14 April 1994, Antalya, 1150-1153.

Güneş, F., Cengiz, Y., "Optimization of a Microwave Amplifier Using Neural Performance Data Sheets With Genetic Algorithms", International Conference on Artificial Neural Networks (ICANN) 2003, 630-637.

Güneş, F., Torpi, H., Gürgen, F., "A Multidimensional Signal-Noise Neural Model for Microwave Transistor" IEE Proc-Circuits Devices And Systems Vol 145, No 2, 1998 Pp 111-117

Güneş, F., Gürgen F., and Torpi, H., "Signal-Noise Neural Network Model For Active Microwave Device", IEE Proc-Circuits Devices And Systems, Vol. 143, No. 1, 1996, 1-8.

Güneş F., Güneş M. Ve Fidan M., "Performance Characterisation Of A Microwave Transistor", IEEE Proc. Circuits Devices System, Vol. 141, No:5, October 1994

Güneş F., Çetiner B.A., "Smith Chart Formulation Of Performance Characterisation For A Microwave Transistor", IEEE Proc. Circuits Devices Syst. Vol. 145, No:6, December 1998

Hara, S., Tokumitsu, T., Tanaka, T., Aikawa, M., (1988), "Broad-Band Monolithic Microwave Active Inductor and Its Application to Miniaturized wide-Band Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 36, No. 12, December 1988, 1920-1924.

Hu, Z.R., Yang, Z.M., Fusco, V.F., Stewart, J.A.C., "Unified Small-Signal-Noise Model for Active Microwave Devices" IEE Proc.-G, Vol.140, No 1, February 1993, 55-60.

Itoh, Y., Nii, M., Kohno, Y., Mochizuki, M., Takagi, T., "A 4 to 25 GHz 0.5W Monolithic Lossy Match Amplifier", IEEE, 1994, 257-260.

Jung, W-L., Wu, J., (1990), "Stable Broad-Band Microwave Amplifier Design", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, No. 8, August 1990, 1079-1085.

Kargın, S., (2000), "Genetik Algoritma Yardımı ile Yapay Açıklıklı Radarda Hedef Konumunun Belirlenmesi", Doktora Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü. 6-34.

Kerherve, E., Jarry, P., Martin, P-M., (1998), "Design of Broad-Band Matching Network with Lossy Junctions Using the Real-Frequency Technique", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 46, No. 3, March 1998, 242-248.

Kondoh, H., "An Accurate Fet Modelling Frm Measured S- Parameters", IEEE Mtt-S Int. Microwave Symp. Dig., Baltimore, 1986, Pp. 377-380

Konuralp, M.S., Işık A.H., Taçgın, E., "Salınan Kol-Kızak Mekanizmaların Kinematik Sentezini Genetik Algoritma Tekniğini Kullanarak Gerçekleştiren Bir Prototip Yazılım", 8. Uluslararası Makina Tasarım ve İmalat Kongresi, 9-11 Eylül 1998.

- Kurt, M., Semetay, C., "Genetik Algoritma ve Uygulama Alanları", M.M.O. Makine Mühendis Dergisi, Ekim 2001.
- Lagarias, J.C., Reeds, J.A., Wright, M.H., Wright, P.E., "Convergence Properties of the Nelder-Mead Simplex Method in Low Dimensions", Society for Industrial and Applied Mathematics, Vol.9, No.1, 112-147.
- Lawrence L., "Quantitative Methods for Business Decisions", Harcourt Brace Jovanovich Inc., New York, 1976, S. 241
- Lezekiel, S., Cusick, T.A., Miles, R.E., "Evolutinary design of all-Optical Microwave Filters", The Institution of Electrical Engineers, IEE, London, 1999, London, 7/1-7/4.
- Lin, F., Kompas, G., "FET Model Parameter Extraction Based on Optimization with Multiplane Data-Fitting and Bidirectional Search-A New Concept" IEEE Trans.On Microwave Theory And Techniques ,Vol.42, No 7, July 1994, 1114-1121.
- Males-Ilic, N., Budimir, D., Markovic, V., "An Amplifier Design for MMDS Application at 12GHz Using Neural Network Transistor Noise Model", IEEE, 2000.
- Mansfield, R.A., "Genetic Algorithms", University of Wales College of Cardiff, 1990.
- Marin, M., Hewitt, D.F., Lee, P.K., Tucker, R.S., (1991), "Low Noise Tuned Optical Receivers Using Commercial 50Ω Modular Microwave Amplifiers", Electronic Letters Vol. 27, No. 15, 18th July 1991, 1378-1379.
- Miraftab, V. and R. R. Mansour, "Computer-Aided Tuning of Microwave Filters Using Fuzzy Logic," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., December 2002, 2781-2788.
- Meijer, P.B.L., "Fast And Smooth Highly Nonlinear Multidimensional Table Models For Device Modelling", Ieee Trans. Circuits Syst., 1990, 37, (3), Pp. 335-346
- Menozi, R. Ve Piazzi, A., "HEMT and HBT Small-Signal Model Optimization Using a Genetic Algorithm", IEEE, 1997, 13-18.
- Moumin, A., (1995), "Yapay Sinir Ağları Ve Genetik Algoritmaların Uçuş Kontrol Sistemlerine Uygulanması", Yüksek Lisans Tezi, İTÜ. Fen Bilimleri Enstitüsü, 104.
- Obitko, M., "Genetic Algorithms", Czech Technical University, Prague, 1998.
- Öztürk A., "Yöneylem Araştırması", Ekin Kitabevi Yayınları, Bursa, 2001, 77-85.
- Peik, S.F., Chow, Y.L., (1997), "Genetic Algorithms Applied to Microwave Circuit Optimization", 1997 Asia Pacific Microwave Conference, 2-5 December 1997, Hong Kong, 857-860.
- Perennec, A., Soares, R., Jarry, P., Legaud, P., Goloubkoff, M., (1989), "Computer-Aided Design of Hybrid and Monolithic Broad-Band Amplifiers for Optoelectronic Receivers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 37, No. 9, September 1989, 1475-1478.
- Roux J.P., Escotte, L., Plana, R., Graffeuil, J., Delage, S.L., Blanck, H., "Small -Signal And Noise Model Extraction Technique For Heterojunction Bipolar Transistor At Microwave Frequencies" Ieee Trans.On Microwave Theory And Techniques ,Vol.43, No 2,February 1995

Pp.293-298.

Semli, L., Estreich, D.B., Ricc , B., (1992), "Small-Signal MMIC Amplifiers with Bridged T-Coil Matching Network", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 27, No.7 July 1992, 1093-1096.

Shirakawa, K., Oikawa, H., Shimura, T., Kawasaki, Y., Ohashi, Y., Saito, T., Daido, Y., "An Approach To Determining An Equivalent Circuit For Hemt's" Ieee Trans.On Microwave Theory And Techniques ,Vol.43, No 3,March 1995 Pp.499-503.

Tanzi, N., (1995), "Design of Broad-Band, Low Noise Microwave Transistor Amplifiers with Input and Output VSWR Constraints Using CAD Tolls", IEEE 1995, 1215-1219.

Tavuk u, D., (2000), "MonteCarlo Y nteminin Sayısal İntegrallere ve Elektromanyetik denklem İntegrallerine Uygulanması", Y ksek lisans tezi, İT . Fen Bilimleri Enstit s .

Topham, P. J., Long, A. P., Saul, P. H., Parton, G., Hollis, B. A., Hiams, N. A., Goodfellow, R. C., (1989), "A Broad-Band Amplifier Using GaAs/GaAlAs Heterojunction Bipolar Transistors", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 24, No.3 June 1989, 686-689.

Torpi, H., (1998), "Mikrodalga Transist rlerinin Yapay Sinir Ağı E deđerlikleri" Doktora Tezi, YT . Fen Bilimleri Enstit s .

Torpi, H., G ne , F., G rge, F., "Neural Network Simulators For Active Microwave Devices", Fourth International Conference On Artificial Neural Networks, 26-28 June 1995, Cambridge, England.

Vai, M-K., Prasad, S., (1990), "Computer-Aided Design of Monolithic MESFET Distributed Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, No. 4, April 1990, 345-349.

Vai, M.M., Prasad, S., "Applications of Neural Networks Optimized by the Genetic Algorithm to Microwave Systems", IEEE, 1999, 2580-2583.

Wang, Y., Gao, B.X., "Analysis of a Class E Tuned Power Amplifer with Non-linear Parasitic Capacitance, Using Genetic Algorithm", IEEE, 1999, 829-832.

Yarman, B.S., Carlin, H.J., " A Simplified "Real Frequency" Technique Applied to Broad-Band Multistage Microwave Amplifers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 30, No. 12, December 1982, 2216-2222.

Yarman, B.S., Aksen, A., Kılın , A., "An Immitance Based Tool for Modelling Passive One-Port Devices by Means of Darlington Equivalents", International Journal of Electronics and Communications (AE ) 55, No. 6, December 2001, 443-451.

Yuen, C., Nishimoto, C.K., Glenn, M.W., Pao, Y-C., Larue, R.A., Norton, R., Day, M., Zubenck, I., Bandy, S.G., Zdasiuk, G.A., "A Monolithic Ka-Band HEMT Low-Noise Amplifer", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 36, No. 12, December 1988, 1930-1937.

Zadeh, L.A., "Fuzzy Sets ", Information And Control , Vol.8, 338-353, 1965.

Zhang, J.Q., Gupta K.C., Training of Neural Networks, Neural Networks for RF and Microwave Design, Norwood, Artech House, 2000.

Zhu, L., Sheng, C., Wu, B., (1989), "Lumped Lossy Circuit Synthesis and Its Application in

Broad-Band FET Amplifier Design in MMIC's", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 37, No. 9, September 1989, 1488-1491.



EKLER

- Ek 1 Mikrodalga Kuvvetlendiricisi Hedef Fonksiyonu Programları
- Ek 2 Genetik Algoritma Optimizasyon Programları
- Ek 3 Aktif Eleman Bulanık Mantık Modelleme Programı



Ek 1 Mikrodalga Kuvvetlendiricisi Hedef Fonksiyonu Programları

NE02135CBT

```
function F=tez_NE02135CBT(l)
```

```
% Programın ilk Ilgar ALIYEV tarafından hazırlanmış, sonradan hedef
% fonksiyonunda Yavuz CENGİZ tarafınadn değişiklik yapılmıştır.
% tez_NE02135CBT fonksiyonu uydurma devresinin 6 adet z empedansini ve bu
% devrelere ilişkin ortak l uzunlugunu F hata fonksiyonunu minimize etmek
% suretiyle belirler.
% Programda Kullanılan Transistor Parmetreleri NE02135C Transistorune Iliskindir.
% Transistor için Vce=10 V; Ic=20 mA olarak alınmıştır.
% Tüm Degerler Prof.Dr. Filiz GUNES'in Çalışmalarından Derlenmiştir.
% Giriş Bilgilerinin bin klasoru altındaki csv uzantili dosyalardan okunması
```

```
Const = DLMREAD('Dosya_Const.csv',';',0,0,'A1..J1');
```

```
In = DLMREAD('Dosya_Inp.csv',';',0,0,'A1..N14');
```

```
% Kaynak ve Yuk Empedansları
```

```
Zs_const=50;
```

```
Rs_const=real(Zs_const);
```

```
Zl_const=50;
```

```
Rl_const=real(Zl_const);
```

```
% Gürültü Faktörü Referans Degeri
```

```
Fr=10^(Const(4)*0.1)
```

```
% z optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedansları
```

```
n=Const(1);
```

```
z1=l(1);
```

```
z2=l(2);
```

```
z3=l(3);
```

```
z4=l(4);
```

```
z5=l(5);
```

```
z6=l(6);
```

```
l=2.5*ones(1,7);
```

```
% Referans Kazanç Degeri
```

```
Gref=10^(Const(10)*0.1);
```

```
% İlk Degerlerin Tanımlanması
```

```
Gt=zeros(n,1);
```

```
Gav=zeros(n,1);
```

```
E1=zeros(2,2);
```

```
E2=zeros(2,2);
```

```
E3=zeros(2,2);
```

```
E4=zeros(2,2);
```

```
E5=zeros(2,2);
```

```
E6=zeros(2,2);
```

```
MRin=zeros(n,1)
```

```
EN=zeros(n,1);
```

```
GT=zeros(n,1);
```

```
LT=zeros(n,1);
```

```

Noise=zeros(n,1);
Zs=ones(n,7);
Zopt=zeros(n,1);
Zout=zeros(n,1);
Rout=zeros(n,1);
Zm=zeros(n,7);
Zi7=zeros(n,1);
A=zeros(n,1);
B=zeros(n,1);
C=zeros(n,1);
D=zeros(n,1);
EVi=zeros(n,1);
toplam=zeros(n,1);
%      S Parametrelerinin hesaplanması
S = MATCOMP(In(:,[3:2:9,12]),In(:,[4:2:10,13]));
G_opt=S(:,5);
S = S(:,1:4);
%      ABCD Parametrelerinin Hesabi
A = ((1+S(:,1)).*(1-S(:,4))+S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
B = 50.*((1+S(:,1)).*(1+S(:,4))-S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
C = (1/50).*((1-S(:,1)).*(1-S(:,4))-S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
D = ((1-S(:,1)).*(1+S(:,4))+S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
%      Transistorün Esdeğer Gürültü Direnci
Rn =In(:,14).*Const(2);
%      Minimum Gürültü Faktörü
Fmin =10.^(In(:,11).*0.1);
%      Thetaların Hesabi (% 1 cm. cinsinden ve frekans GHz cinsinden olduğu için 0.01
ve 1*10^9 ile çarpılıyor)
Theta=(2*pi/(3*1e8))*kron(1*1e-2,In(:,2)*1e9);
%      Kazancın Hesaplanması
for n=1:Const(1)
E1=[cos(Theta(n,1)),i.*z1.*sin(Theta(n,1));i.*sin(Theta(n,1))./z1,cos(Theta(n,1))];
E3=[cos(Theta(n,3)),i.*z3.*sin(Theta(n,3));i.*sin(Theta(n,3))./z3,cos(Theta(n,3))];
E4=[cos(Theta(n,4)),i.*z4.*sin(Theta(n,4));i.*sin(Theta(n,4))./z4,cos(Theta(n,4))];
E6=[cos(Theta(n,6)),i.*z6.*sin(Theta(n,6));i.*sin(Theta(n,6))./z6,cos(Theta(n,6))];
E2=[1,0;-i./(z2.*tan(Theta(n,2))),1];
E5=[1,0;-i./(z5.*tan(Theta(n,5))),1];
M=E1*E2*E3*[A(n),B(n);C(n),D(n)]*E4*E5*E6;
Gt(n)=4*Rs_const*Rl_const/(abs(M(1,1).*Zl_const+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1).*Zl_const+M
(2,2))).^2);
Zin(n)=(M(1,1).*Zl_const+M(1,2))./(M(2,1).*Zl_const+M(2,2));
MRin(n)=abs((Zs_const-conj(Zin(n)))/(Zs_const+Zin(n)))
Zout=(M(1,2)+M(2,2).*Zs_const)/(M(1,1)+M(2,1).*Zs_const);
Rout=real(Zout);
Gav(n)=4*Rs_const*Rout/(abs(M(1,1).*conj(Zout)+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1).*conj(Zout)
M(2,2))).^2);
end
ortgt=Gt(5)+Gt(6)+Gt(7)+Gt(8)+Gt(9)+Gt(10)+Gt(11)+Gt(12)+Gt(13)+Gt(14);
ortgt=ortgt/10;
ortmrin=MRin(1)+MRin(2)+MRin(3)+MRin(4)+MRin(5)+MRin(6)+MRin(7)+MRin(8)+

```



```

MRin(9)+MRin(10)+MRin(11)+MRin(12)+MRin(13);
ortmrin=ortmrin/13;
% İlk Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,1)=Zs_const*ones(n,1);
% İkinci Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,2)=(i.*z1.*sin(Theta(:,1))+cos(Theta(:,1)).*Zs(:,1))./(cos(Theta(:,1))+i.*sin(Theta(:,1)).*
Zs(:,1)/z1);
% Üçüncü Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,3)=Zs(:,2)./(1+(-i./(z2.*(tan(Theta(:,2)))))).*Zs(:,2));
% Dördüncü Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,4)=(i.*z3.*sin(Theta(:,3))+cos(Theta(:,3)).*Zs(:,3))./(cos(Theta(:,3))+i.*sin(Theta(:,3)).*
Zs(:,3)/z3);
% Transistor için Optimum Kaynak Empedansi
Zopt=50*(1+G_opt)./(1-G_opt);
Rs4=real(Zs(:,4));
Ropt=real(Zopt);
% Giriş Uyduurma Devresi Pasif Ve Kayıpsız Oldugundaki Transduser Güç Kazancı
GT=4*Rs4.*Ropt./((abs(Zs(:,4))+conj(Zopt))).^2;
LT=1./GT;
Noise=(4*Rn.*Ropt.*(1./GT-1))./((abs(Zopt)).^2)+Fmin
% Sistemin toplam hata fonksiyonunu hesaplayan program
F=ortmrin+(exp(0.1*abs(ortgt-Gref))-1)*0.4

```

NE02135CCT

```

function F=tez_NE02135CCT(l)
%      Programın ilk İlgar ALIYEV tarafından hazırlanmış, sonradan hedef
%      fonksiyonunda Yavuz CENGİZ tarafınadn değisiklik yapılmıştır.
%      tez_NE02135CCT fonksiyonu uydurma devresinin 6 adet l değiskenlerini ve bu
%      devrelere ilişkin 6 adet z empedansını F hata fonksiyonunu minimize etmek
%      suretiyle
%      belirler.
%      Programda Kullanılan Tranzistör Parmetreleri NE02135C Tranzistörüne
%      İlişkindir.
%      Tranzistör için Vce=10 V; Ic=20 mA olarak alınmıştır.
%      Tüm Değerler Prof.Dr. Filiz GÜNEŞ'in Çalışmalarından Derlenmiştir.
%      Giriş Bilgilerinin bin klasörü altındaki csv uzantılı dosyalardan okunması
Const = DLMREAD('Dosya_Const.csv',';',0,0,'A1..J1');
In = DLMREAD('Dosya_Inp.csv',';',0,0,'A1..N14');
%      Kaynak ve Yuk Empedansları
Zs_const=50;
Rs_const=real(Zs_const);
Zl_const=50;
Rl_const=real(Zl_const);
%      Gürültü Faktörü Referans Değeri
Fr=10^(Const(4)*0.1)
%      z optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedansları
n=14;
z1=l(7);
z2=l(8);
z3=l(9);
z4=l(10);
z5=l(11);
z6=l(12);
l1=l(1);
l2=l(2);
l3=l(3);
l4=l(4);
l5=l(5);
l6=l(6);
%      Referans Kazanç Değeri
Gref=10^(Const(10)*0.1);
%      İlk Değerlerin Tanımlanması
Gt=zeros(n,1);
Gav=zeros(n,1);
E1=zeros(2,2);
E2=zeros(2,2);
E3=zeros(2,2);
E4=zeros(2,2);
E5=zeros(2,2);
E6=zeros(2,2);
MRin=zeros(n,1);

```

```

EN=zeros(n,1);
GT=zeros(n,1);
LT=zeros(n,1);
Noise=zeros(n,1);
Zs=ones(n,7);
Zopt=zeros(n,1);
Zout=zeros(n,1);
Rout=zeros(n,1);
Zm=zeros(n,7);
Zi7=zeros(n,1);
A=zeros(n,1);
B=zeros(n,1);
C=zeros(n,1);
D=zeros(n,1);
EVi=zeros(n,1);
toplam=zeros(n,1);
%      S Parametrelerinin hesaplanması
S = MATCOMP(In(:,[3:2:9,12]),In(:,[4:2:10,13]));
G_opt=S(:,5);
S = S(:,1:4);
%      ABCD Parametrelerinin Hesabi
A = ((1+S(:,1)).*(1-S(:,4))+S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
B = 50.*((1+S(:,1)).*(1+S(:,4))-S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
C = (1/50).*((1-S(:,1)).*(1-S(:,4))-S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
D = ((1-S(:,1)).*(1+S(:,4))+S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
%      Tranzistörün Esdeğer Gürültü Direnci
Rn =In(:,14).*Const(2);
%      Minimum Gürültü Faktörü
Fmin =10.^(In(:,11).*0.1);
%      Thetaların Hesabi
Theta=(2*pi/(3*1e8))*kron(1*1e-2,In(:,2)*1e9);
%      1 cm. cinsinden ve frekans GHz cinsinden olduğu için 0.01 ve 1*10^9 ile çarpılıyor.
%      Kazancın Hesaplanması
for n=1:Const(1)
E1=[cos(Theta(n,1)),i.*z1.*sin(Theta(n,1));i.*sin(Theta(n,1))./z1,cos(Theta(n,1))];
E3=[cos(Theta(n,3)),i.*z3.*sin(Theta(n,3));i.*sin(Theta(n,3))./z3,cos(Theta(n,3))];
E4=[cos(Theta(n,4)),i.*z4.*sin(Theta(n,4));i.*sin(Theta(n,4))./z4,cos(Theta(n,4))];
E6=[cos(Theta(n,6)),i.*z6.*sin(Theta(n,6));i.*sin(Theta(n,6))./z6,cos(Theta(n,6))];
E2=[1,0;-i./(z2.*tan(Theta(n,2))),1];
E5=[1,0;-i./(z5.*tan(Theta(n,5))),1];
M=E1*E2*E3*[A(n),B(n);C(n),D(n)]*E4*E5*E6;
Gt(n)=4*Rs_const*Rl_const/(abs(M(1,1).*Zl_const+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1).*Zl_const+M(2,2))).^2);
Zin(n)=(M(1,1).*Zl_const+M(1,2))./(M(2,1).*Zl_const+M(2,2));
MRin(n)=abs(Zs_const-conj(Zin(n)))/abs((Zs_const+Zin(n)))
Zout=(M(1,2)+M(2,2).*Zs_const)/(M(1,1)+M(2,1).*Zs_const);
Rout=real(Zout);
Gav(n)=4*Rs_const*Rout/(abs(M(1,1).*conj(Zout)+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1).*conj(Zout)+M(2,2))).^2);
end
ortgt=Gt(5)+Gt(6)+Gt(7)+Gt(8)+Gt(9)+Gt(10)+Gt(11)+Gt(12)+Gt(13)+Gt(14);

```

```

ortgt=ortgt/10;
ortmrin=MRin(1)+MRin(2)+MRin(3)+MRin(4)+MRin(5)+MRin(6)+MRin(7)+MRin(8)+
MRin(9)+MRin(10)+MRin(11)+MRin(12)+MRin(13);
ortmrin=ortmrin/13;
% İlk Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,1)=Zs_const*ones(n,1);
% İkinci Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,2)=(i.*z1.*sin(Theta(:,1))+cos(Theta(:,1)).*Zs(:,1))./(cos(Theta(:,1))+i.*sin(Theta(:,1)).*
Zs(:,1))./z1);
% Üçüncü Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,3)=Zs(:,2)./(1+(-i./(z2.*(tan(Theta(:,2)))))).*Zs(:,2));
% Dördüncü Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,4)=(i.*z3.*sin(Theta(:,3))+cos(Theta(:,3)).*Zs(:,3))./(cos(Theta(:,3))+i.*sin(Theta(:,3)).*
Zs(:,3))./z3);
% Transistör için Optimum Kaynak Empedansi
Zopt=50*(1+G_opt)./(1-G_opt);
Rs4=real(Zs(:,4));
Ropt=real(Zopt);
% Giriş Uydurma Devresi Pasif Ve Kayıpsız Oldugundaki Transduser Güç Kazancı
GT=4*Rs4.*Ropt./((abs(Zs(:,4))+conj(Zopt))).^2;
LT=1./GT;
Noise=(4*Rn.*Ropt.*(1./GT-1))./((abs(Zopt)).^2)+Fmin
F=ortmrin+(exp(0.1*abs(ortgt-Gref))-1)*0.4

```

NE02135CBII

```

function F=tez_NE02135CBP(l)
%   Programin ilk Ilgar ALIYEV tarafından hazirlanmis, sonradan hedef
%   fonksiyonunda Yavuz CENGİZ tarafınadn degisiklik yapilmistir.
%   tez_NE02135CBP fonksiyonu uydurma devresinin 6 adet l degiskenlerini ve bu
%   devrelere iliskin ortak z empedansini F hata fonksiyonunu minimize etmek
%   suretiyle belirler.
%   Programda Kullanilan Tranzistör Parmetreleri NE02135C Tranzistörüne
%   Iliskindir.
%   Tranzistör için Vce=10 V; Ic=20 mA olarak alınmistir.
%   Tüm Degerler Prof.Dr. Filiz GUNES'in Çalışmalarından Derlenmistir.
%   Giris Bilgilerinin bin klasoru altındaki csv uzantili dosyalardan okunması
Const = DLMREAD('Dosya_Const.csv',';',0,0,'A1..J1');
In = DLMREAD('Dosya_Inp.csv',';',0,0,'A1..N14');
%   Kaynak ve Yuk Empedanslari
Zs_const=50;
Rs_const=real(Zs_const);
Zl_const=50;
Rl_const=real(Zl_const);
%   Gürültü Faktörü Referans Degeri
Fr=10^(Const(4)*0.1)
%   z optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedanslari
n=Const(1);
z1=l(1);
z2=l(2);
z3=l(3);
z4=l(4);
z5=l(5);
z6=l(6);
l=2.5*ones(1,7);
%   Referans Kazanç Degeri
Gref=10^(Const(10)*0.1);
%   İlk Degerlerin Tanımlanması
Gt=zeros(n,1);
Gav=zeros(n,1);
E1=zeros(2,2);
E2=zeros(2,2);
E3=zeros(2,2);
E4=zeros(2,2);
E5=zeros(2,2);
E6=zeros(2,2);
MRin=zeros(n,1)
EN=zeros(n,1);
GT=zeros(n,1);
LT=zeros(n,1);
Noise=zeros(n,1);
Zs=ones(n,7);
Zopt=zeros(n,1);
Zout=zeros(n,1);

```

```

Rout=zeros(n,1);
Zm=zeros(n,7);
Zi7=zeros(n,1);
A=zeros(n,1);
B=zeros(n,1);
C=zeros(n,1);
D=zeros(n,1);
EVi=zeros(n,1);
toplam=zeros(n,1);
%      S Parametrelerinin hesaplanması
S = MATCOMP(In(:,[3:2:9,12]),In(:,[4:2:10,13]));
G_opt=S(:,5);
S = S(:,1:4);
%      ABCD Parametrelerinin Hesabi
A = ((1+S(:,1)).*(1-S(:,4))+S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
B = 50.*((1+S(:,1)).*(1+S(:,4))-S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
C = (1/50).*((1-S(:,1)).*(1-S(:,4))-S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
D = ((1-S(:,1)).*(1+S(:,4))+S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
%      Tranzistörün Esdeğer Gürültü Direnci
Rn =In(:,14).*Const(2);
%      Minimum Gürültü Faktörü
Fmin =10.^(In(:,11).*0.1);
%      Thetaların Hesabi (1 cm. cinsinden ve frekans GHz cinsinden olduğu için 0.01 ve
%      1*10^9 ile çarpılıyor)
Theta=(2*pi/(3*1e8))*kron(1*1e-2,In(:,2)*1e9);
%      Kazancın Hesaplanması
for n=1:n
E1=[1,0;-i./(z1.*tan(Theta(n,1))),1];
E3=[1,0;-i./(z3.*tan(Theta(n,3))),1];
E4=[1,0;-i./(z4.*tan(Theta(n,4))),1];
E6=[1,0;-i./(z6.*tan(Theta(n,6))),1];
E2=[cos(Theta(n,2)),i.*z2.*sin(Theta(n,2));i.*sin(Theta(n,2))./z2,cos(Theta(n,2))];
E5=[cos(Theta(n,5)),i.*z5.*sin(Theta(n,5));i.*sin(Theta(n,5))./z5,cos(Theta(n,5))];
M=E1*E2*E3*[A(n),B(n);C(n),D(n)]*E4*E5*E6;
Gt(n)=4*Rs_const*Rl_const/(abs(M(1,1).*Zl_const+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1).*Zl_const+M
(2,2))).^2);
Zin(n)=(M(1,1).*Zl_const+M(1,2))./(M(2,1).*Zl_const+M(2,2));
MRin(n)=abs((Zs_const-conj(Zin(n)))/(Zs_const+Zin(n)))
Zout=(M(1,2)+M(2,2).*Zs_const)/(M(1,1)+M(2,1).*Zs_const);
Rout=real(Zout);
Gav(n)=4*Rs_const*Rout/(abs(M(1,1).*conj(Zout)+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1).*conj(Zout)+
M(2,2))).^2);
end
ortgt=Gt(5)+Gt(6)+Gt(7)+Gt(8)+Gt(9)+Gt(10)+Gt(11)+Gt(12)+Gt(13)+Gt(14);
ortgt=ortgt/10;
ortmrin=MRin(1)+MRin(2)+MRin(3)+MRin(4)+MRin(5)+MRin(6)+MRin(7)+MRin(8)+
MRin(9)+MRin(10)+MRin(11)+MRin(12)+MRin(13);
ortmrin=ortmrin/13;
%      İlk Katin Kaynak Empedansı
Zs(:,1)=Zs_const*ones(n,1);
%      İkinci Katin Kaynak Empedansı

```



```

Zs(:,2)=Zs(:,1)./(1+(-i./(z1.*(tan(Theta(:,1)))))).*Zs(:,1));
%      Üçüncü Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,3)=(i.*z2.*sin(Theta(:,2))+cos(Theta(:,2)).*Zs(:,2))./(cos(Theta(:,2))+i.*sin(Theta(:,2)).*
Zs(:,2)./z2);
%      Dördüncü Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,4)=Zs(:,3)./(1+(-i./(z3.*(tan(Theta(:,3)))))).*Zs(:,3));
%      Tranzistör için Optimum Kaynak Empedansi
Zopt=50*(1+G_opt)./(1-G_opt);
Rs4=real(Zs(:,4));
Ropt=real(Zopt);
%      Giriş Uyduurma Devresi Pasif Ve Kayıpsız Oldugundaki Transduser Güç Kazancı
GT=4*Rs4.*Ropt./((abs(Zs(:,4))+conj(Zopt))).^2;
LT=1./GT;
Noise=(4*Rn.*Ropt.*(1./GT-1))./((abs(Zopt)).^2)+Fmin
F=ortmrin+(exp(0.1*abs(ortgt-Gref))-1)*0.4

```

NE02135CCH

```

function F=tez_NE02135CCP(l)
%   Programın ilk Ilgar ALIYEV tarafından hazırlanmış, sonradan hedef
%   fonksiyonunda Yavuz CENGİZ tarafınadn değisiklik yapılmıştır.
%   tez_NE02135CCP fonksiyonu uydurma devresinin 6 adet l değiskenlerini ve bu
%   devrelere ilişkin 6 adet z empedansını F hata fonksiyonunu minimize etmek
%   suretiyle belirler.
%   Programda Kullanılan Tranzistör Parmetreleri NE02135C Tranzistörüne
%   İlişkindir.
%   Tranzistör için Vce=10 V; Ic=20 mA olarak alınmıştır.
%   Tüm Değerler Prof.Dr. Filiz GUNES'in Çalışmalarından Derlenmiştir.
%   Giriş Bilgilerinin bin klasoru altındaki csv uzantılı dosyalardan okunması
Const = DLMREAD('Dosya_Const.csv',';',0,0,'A1..J1');
In = DLMREAD('Dosya_Inp.csv',';',0,0,'A1..N14');
%   Kaynak ve Yuk Empedansları
Zs_const=50;
Rs_const=real(Zs_const);
Zl_const=50;
Rl_const=real(Zl_const);
%   Gürültü Faktörü Referans Değeri
Fr=10^(Const(4)*0.1)
%   z optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedansları
n=Const(1);
z1=l(7);
z2=l(8);
z3=l(9);
z4=l(10);
z5=l(11);
z6=l(12);
l1=l(1);
l2=l(2);
l3=l(3);
l4=l(4);
l5=l(5);
l6=l(6);
%   Referans Kazanç Değeri
Gref=10^(Const(10)*0.1);
%   İlk Değerlerin Tanımlanması
Gt=zeros(n,1);
Gav=zeros(n,1);
E1=zeros(2,2);
E2=zeros(2,2);
E3=zeros(2,2);
E4=zeros(2,2);
E5=zeros(2,2);
E6=zeros(2,2);
MRin=zeros(n,1)
EN=zeros(n,1);
GT=zeros(n,1);

```

```

LT=zeros(n,1);
Noise=zeros(n,1);
Zs=ones(n,7);
Zopt=zeros(n,1);
Zout=zeros(n,1);
Rout=zeros(n,1);
Zm=zeros(n,7);
Zi7=zeros(n,1);
A=zeros(n,1);
B=zeros(n,1);
C=zeros(n,1);
D=zeros(n,1);
EVi=zeros(n,1);
toplaml=zeros(n,1);
% S Parametrelerinin hesaplanması
S = MATCOMP(In(:,[3:2:9,12]),In(:,[4:2:10,13]));
G_opt=S(:,5);
S = S(:,1:4);

% ABCD Parametrelerinin Hesabi
A = ((1+S(:,1)).*(1-S(:,4))+S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
B = 50.*((1+S(:,1)).*(1+S(:,4))-S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
C = (1/50).*((1-S(:,1)).*(1-S(:,4))-S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
D = ((1-S(:,1)).*(1+S(:,4))+S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
% Transistörün Esdeğer Gürültü Direnci
Rn=In(:,14).*Const(2);
% Minimum Gürültü Faktörü
Fmin=10.^(In(:,11).*0.1);
% Thetaların Hesabi
Theta=(2*pi/(3*1e8))*kron(1*1e-2,In(:,2)*1e9); % 1 cm. cinsinden ve frekans GHz cinsinden
oldugu için 0.01 ve 1*10^9 ile çarpılıyor.
% Kazancın Hesaplanması
for n=1:n
E1=[1,0;-i./(z1.*tan(Theta(n,1))),1];
E3=[1,0;-i./(z3.*tan(Theta(n,3))),1];
E4=[1,0;-i./(z4.*tan(Theta(n,4))),1];
E6=[1,0;-i./(z6.*tan(Theta(n,6))),1];
E2=[cos(Theta(n,2)),i.*z2.*sin(Theta(n,2));i.*sin(Theta(n,2))./z2,cos(Theta(n,2))];
E5=[cos(Theta(n,5)),i.*z5.*sin(Theta(n,5));i.*sin(Theta(n,5))./z5,cos(Theta(n,5))];
M=E1*E2*E3*[A(n),B(n);C(n),D(n)]*E4*E5*E6;
Gt(n)=4*Rs_const*Rl_const/(abs(M(1,1).*Zl_const+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1).*Zl_const+M(2,2))).^2);
Zin(n)=(M(1,1).*Zl_const+M(1,2))./(M(2,1).*Zl_const+M(2,2));
MRin(n)=abs((Zs_const-conj(Zin(n)))/(Zs_const+Zin(n)))
Zout=(M(1,2)+M(2,2).*Zs_const)/(M(1,1)+M(2,1).*Zs_const);
Rout=real(Zout);
Gav(n)=4*Rs_const*Rout/(abs(M(1,1).*conj(Zout)+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1).*conj(Zout)+M(2,2))).^2);
end
ortgt=Gt(5)+Gt(6)+Gt(7)+Gt(8)+Gt(9)+Gt(10)+Gt(11)+Gt(12)+Gt(13)+Gt(14);
ortgt=ortgt/10;

```

```

ortmrin=MRin(1)+MRin(2)+MRin(3)+MRin(4)+MRin(5)+MRin(6)+MRin(7)+MRin(8)+
MRin(9)+MRin(10)+MRin(11)+MRin(12)+MRin(13);
ortmrin=ortmrin/13;
% İlk Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,1)=Zs_const*ones(n,1);
% İkinci Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,2)=Zs(:,1)/(1+(-i./(z1.*(tan(Theta(:,1)))))).*Zs(:,1));
% Üçüncü Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,3)=(i.*z2.*sin(Theta(:,2))+cos(Theta(:,2)).*Zs(:,2))./(cos(Theta(:,2))+i.*sin(Theta(:,2)).*
Zs(:,2))./z2);
% Dördüncü Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,4)=Zs(:,3)/(1+(-i./(z3.*(tan(Theta(:,3)))))).*Zs(:,3));
% Tranzistör için Optimum Kaynak Empedansi
Zopt=50*(1+G_opt)/(1-G_opt);
Rs4=real(Zs(:,4));
Ropt=real(Zopt);
% Giriş Uydurma Devresi Pasif Ve Kayipsiz Oldugundaki Transduser Güç Kazancı
GT=4*Rs4.*Ropt./(abs(Zs(:,4))+conj(Zopt)).^2;
LT=1./GT;
Noise=(4*Rn.*Ropt.*(1./GT-1))./((abs(Zopt)).^2)+Fmin
F=ortmrin+(exp(0.1*abs(ortgt-Gref))-1)*0.4

```

MATCOMP Yardımcı Programı

```
function Z=MATCOMP(A,Theta)
% Z=MATCOMP(A,Theta) Genlik ve Açı ile Kompleks sayiyi üretir.
% Theta derece cinsinden girilecek. A, Theta vektor veya matris te olabilir.
if (nargin~=2)
    error('wrong number of input arguments');
elseif (size(A)~=size(Theta))
    error('matrix dimensions must agree');
else
    Z=A.*exp(i.*Theta./180*pi);
end
```

Dosya_Const.csv yardımcı data bilgileri (NE02135C)

14;50;3000000000;3.5;1.5;0.01;0.01;0.01;0.01;10

Dosya_Inp.csv yardımcı data bilgileri (NE02135C)

1;0.5;0.593;-163;10.000;94;0.02;46;0.27;-80;1.8;0.16;149;0.15
2;0.6;0.604;-168;8.718;90;0.024;47;0.239;-75;1.8;0.18;152.5; 0.14
3;0.7;0.616;-175;7.505;85;0.024;49;0.224;-86;1.83;0.22;156.5;0.13
4;0.8;0.604;-179;6.535;80;0.027;50;0.219;-86;1.87;0.26;160.5;0.12
5;0.9;0.619;176;5.877;77;0.031;49;0.186;-92;1.9;0.3;164.3;0.11
6;1;0.602;173;5.276;75;0.04;49;0.217;-89;1.9;0.33;169;0.13
7;1.2;0.616;165;4.440;68;0.055;51;0.207;-90;2;0.39;173.5;0.1
8;1.4;0.603;160;3.729;63;0.066;50;0.203;-91;2.2;0.42;178.8; 0.1
9;1.6;0.609;157;3.357;58;0.076;50;0.189;-90;2.4;0.46;-179;0.09
10; 1.8;0.626;151;2.990;52;0.091;49;0.172;-92;2.5;0.49;-171;0.09
11; 2;0.616;148;2.713;46;0.108;44;0.161;-110;2.9;0.53;-167;0.08
12; 2.5;0.623;135;2.159;39;0.133;48;0.176;-120;3.3;0.57;-154;0.14
13; 3;0.639;123;1.841;29;0.156;43;0.188;-128;3.9;0.62;-139;0.27
14; 3.5;0.644;111;1.549;13;0.18;32;0.21;-135;4.3;0.67;-134;0.42

NE329S01CBT

```

function F=tez_NE329S01BT(l)
%      Programın ilk Ilgar ALIYEV tarafından hazırlanmış, sonradan hedef
%      fonksiyonunda Yavuz CENGİZ tarafından değişiklik yapılmıştır.
%      tez_NE329S01BT fonksiyonu uydurma devresinin 6 adet z empedansını ve bu
%      devrelere ilişkin ortak l uzunlughunu F hata fonksiyonunu minimize etmek
%      suretiyle belirler.
%      Programda Kullanılan Tranzistör Parmetreleri NE329S01C Tranzistörüne
%      İlişkindir.
%      Tranzistör için Vce=10 V; Ic=20 mA olarak alınmıştır.
%      Tüm Değerler Prof.Dr. Filiz GÜNEŞ'in Çalışmalarından Derlenmiştir.
%      Giriş Bilgilerinin "bin" klasörü altındaki csv uzantılı dosyalardan okunması
Const = DLMREAD('Dosya_Const.csv',';',0,0,'A1..J1');
In = DLMREAD('Dosya_Input.csv',';',0,0,'A1..N12');
%      Kaynak ve Yük Empedansları
Zs_const=50;
Rs_const=real(Zs_const);
Zl_const=50;
Rl_const=real(Zl_const);
%      Gürültü Faktörü Referans Değeri
Fr=10^(Const(4)*0.1)
%      z optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedansları
n=Const(1);
z1=l(1);
z2=l(2);
z3=l(3);
z4=l(4);
z5=l(5);
z6=l(6);
l=2.5*ones(1,7);
%      Referans Kazanç Değeri
Gref=10^(Const(10)*0.1);
%      İlk Değerlerin Tanımlanması
Gt=zeros(n,1);
Gav=zeros(n,1);
E1=zeros(2,2);
E2=zeros(2,2);
E3=zeros(2,2);
E4=zeros(2,2);
E5=zeros(2,2);
E6=zeros(2,2);
MRin=zeros(n,1)
EN=zeros(n,1);
GT=zeros(n,1);
LT=zeros(n,1);
Noise=zeros(n,1);
Zs=ones(n,7);
Zopt=zeros(n,1);
Zout=zeros(n,1);

```

```

Rout=zeros(n,1);
Zm=zeros(n,7);
Zi7=zeros(n,1);
A=zeros(n,1);
B=zeros(n,1);
C=zeros(n,1);
D=zeros(n,1);
EVi=zeros(n,1);
toplam=zeros(n,1);
%      S Parametrelerinin hesaplanması
S = MATCOMP(In(:,[3:2:9,12]),In(:,[4:2:10,13]));
G_opt=S(:,5);
S = S(:,1:4);
%      ABCD Parametrelerinin Hesabı
A = ((1+S(:,1)).*(1-S(:,4))+S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2)));
B = 50.*((1+S(:,1)).*(1+S(:,4))-S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2)));
C = (1/50).*((1-S(:,1)).*(1-S(:,4))-S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2)));
D = ((1-S(:,1)).*(1+S(:,4))+S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2)));

%      Transistörün Esdeğer Gürültü Direnci
Rn = In(:,14).*Const(2);
%      Minimum Gürültü Faktörü
Fmin = 10.^(In(:,11).*0.1);
%      Thetaların Hesabı (% 1 cm. cinsinden ve frekans GHz cinsinden olduğu için 0.01
%      ve 1*10^9 ile çarpılıyor)
Theta=(2*pi/(3*1e8))*kron(1*1e-2,In(:,2)*1e9);
%      Kazancın Hesaplanması
for n=1:Const(1)
E1=[cos(Theta(n,1)),i.*z1.*sin(Theta(n,1)),i.*sin(Theta(n,1))./z1,cos(Theta(n,1))];
E3=[cos(Theta(n,3)),i.*z3.*sin(Theta(n,3)),i.*sin(Theta(n,3))./z3,cos(Theta(n,3))];
E4=[cos(Theta(n,4)),i.*z4.*sin(Theta(n,4)),i.*sin(Theta(n,4))./z4,cos(Theta(n,4))];
E6=[cos(Theta(n,6)),i.*z6.*sin(Theta(n,6)),i.*sin(Theta(n,6))./z6,cos(Theta(n,6))];
E2=[1,0;-i./(z2.*tan(Theta(n,2))),1];
E5=[1,0;-i./(z5.*tan(Theta(n,5))),1];
M=E1*E2*E3*[A(n),B(n);C(n),D(n)]*E4*E5*E6;
Gt(n)=4*Rs_const*Rl_const/(abs(M(1,1).*Zl_const+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1).*Zl_const+M(2,2))).^2);
Zin(n)=(M(1,1).*Zl_const+M(1,2))./(M(2,1).*Zl_const+M(2,2));
MRin(n)=abs((Zs_const-conj(Zin(n)))/(Zs_const+Zin(n)))
Zout=(M(1,2)+M(2,2).*Zs_const)/(M(1,1)+M(2,1).*Zs_const);
Rout=real(Zout);
Gav(n)=4*Rs_const*Rout/(abs(M(1,1).*conj(Zout)+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1).*conj(Zout)+M(2,2))).^2);
end
ortgt=Gt(5)+Gt(6)+Gt(7)+Gt(8)+Gt(9)+Gt(10)+Gt(11)+Gt(12)+Gt(13)+Gt(14);
ortgt=ortgt/10;
ortmrin=MRin(1)+MRin(2)+MRin(3)+MRin(4)+MRin(5)+MRin(6)+MRin(7)+MRin(8)+MRin(9)+MRin(10)+MRin(11)+MRin(12)+MRin(13);
ortmrin=ortmrin/13;
%      İlk Katin Kaynak Empedansı
Zs(:,1)=Zs_const*ones(n,1);

```



```

% İkinci Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,2)=(i.*z1.*sin(Theta(:,1))+cos(Theta(:,1)).*Zs(:,1))./(cos(Theta(:,1))+i.*sin(Theta(:,1)).*
Zs(:,1))./z1);
% Üçüncü Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,3)=Zs(:,2)./(1+(-i./(z2.*(tan(Theta(:,2)))))).*Zs(:,2));
% Dördüncü Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,4)=(i.*z3.*sin(Theta(:,3))+cos(Theta(:,3)).*Zs(:,3))./(cos(Theta(:,3))+i.*sin(Theta(:,3)).*
Zs(:,3))./z3);
% Tranzistör için Optimum Kaynak Empedansi
Zopt=50*(1+G_opt)./(1-G_opt);
Rs4=real(Zs(:,4));
Ropt=real(Zopt);
% Giriş Uydurma Devresi Pasif Ve Kayıpsız Oldugundaki Transduser Güç Kazancı
GT=4*Rs4.*Ropt./((abs(Zs(:,4))+conj(Zopt))).^2;
LT=1./GT;
Noise=(4*Rn.*Ropt.*(1./GT-1))./((abs(Zopt)).^2)+Fmin
% Sistemin toplam hata fonksiyonunu hesaplayan program
F=ortmrin+(exp(0.1*abs(ortgt-Gref))-1)*0.4

```

NE329S01CT

```

function F=tez_NE329S01CT(l)
%   Programin ilk Ilgar ALIYEV tarafından hazirlanmis, sonradan hedef
%   fonksiyonunda Yavuz CENGİZ tarafınadn degisiklik yapilmistir.
%   tez_NE329S01CT fonksiyonu uydurma devresinin 6 adet l degiskenlerini ve bu
%   devrelere iliskin 6 adet z empedansini F hata fonksiyonunu minimize etmek
%   suretiyle belirler.
%   Programda Kullanılan Tranzistör Parmetreleri NE02135C Tranzistörüne
%   İlişkindir.
%   Tranzistör için Vce=10 V; Ic=20 mA olarak alınmıştır.
%   Tüm Değerler Prof.Dr. Filiz GÜNEŞ'in Çalışmalarından Derlenmiştir.
%   Giriş Bilgilerinin "bin" klasörü altındaki csv uzantılı dosyalardan okunması
Const = DLMREAD('Dosya_Const.csv',';',0,0,'A1..J1');
In = DLMREAD('Dosya_Input.csv',';',0,0,'A1..N12');
%   Kaynak ve Yük Empedansları
Zs_const=50;
Rs_const=real(Zs_const);
Zl_const=50;
Rl_const=real(Zl_const);
%   Gürültü Faktörü Referans Değeri
Fr=10^(Const(4)*0.1)
%   z optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedansları
n=12;
zz1=l(7);
z2=l(8);
z3=l(9);
z4=l(10);
z5=l(11);
z6=l(12);
l1=l(1);
l2=l(2);
l3=l(3);
l4=l(4);
l5=l(5);
l6=l(6);
%   Referans Kazanç Degeri
Gref=10^(Const(10)*0.1);
%   İlk Degerlerin Tanimlanması
Gt=zeros(n,1);
Gav=zeros(n,1);
E1=zeros(2,2);
E2=zeros(2,2);
E3=zeros(2,2);
E4=zeros(2,2);
E5=zeros(2,2);
E6=zeros(2,2);
MRin=zeros(n,1);
EN=zeros(n,1);
GT=zeros(n,1);

```

```

LT=zeros(n,1);
Noise=zeros(n,1);
Zs=ones(n,7);
Zopt=zeros(n,1);
Zout=zeros(n,1);
Rout=zeros(n,1);
Zm=zeros(n,7);
Zi7=zeros(n,1);
A=zeros(n,1);
B=zeros(n,1);
C=zeros(n,1);
D=zeros(n,1);
AA=zeros(n,1);
BB=zeros(n,1);
CC=zeros(n,1);
DD=zeros(n,1);
EE=zeros(n,1);
FF=zeros(n,1);
GG=zeros(n,1);
HH=zeros(n,1);
roi=zeros(n,1);
EVi=zeros(n,1);
toplama=zeros(n,1);
%      S Parametrelerinin hesaplanması
S = MATCOMP(In(:,[3:2:9,12]),In(:,[4:2:10,13]));
G_opt=S(:,5);
S = S(:,1:4);
%      ABCD Parametrelerinin Hesabi
A = ((1+S(:,1)).*(1-S(:,4))+S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
B = 50.*((1+S(:,1)).*(1+S(:,4))-S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
C = (1/50).*((1-S(:,1)).*(1-S(:,4))-S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
D = ((1-S(:,1)).*(1+S(:,4))+S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
%      Transistörün Esdeğer Gürültü Direnci
Rn = In(:,14).*Const(2);
%      Minimum Gürültü Faktörü
Fmin = 10.^(In(:,11).*0.1);
%      Thetaların Hesabi
Theta=(2*pi/(3*1e8))*kron(1*1e-2,In(:,2)*1e9);
%      1 cm. cinsinden ve frekans GHz cinsinden olduğu için 0.01 ve 1*10^9 ile çarpılıyor.
%      Kazancın Hesaplanması
for n=1:n
E1=[cos(Theta(n,1)),i.*z1.*sin(Theta(n,1));i.*sin(Theta(n,1))./z1,cos(Theta(n,1))];
E3=[cos(Theta(n,3)),i.*z3.*sin(Theta(n,3));i.*sin(Theta(n,3))./z3,cos(Theta(n,3))];
E4=[cos(Theta(n,4)),i.*z4.*sin(Theta(n,4));i.*sin(Theta(n,4))./z4,cos(Theta(n,4))];
E6=[cos(Theta(n,6)),i.*z6.*sin(Theta(n,6));i.*sin(Theta(n,6))./z6,cos(Theta(n,6))];
E2=[1,0;-i./(z2.*tan(Theta(n,2))),1];
E5=[1,0;-i./(z5.*tan(Theta(n,5))),1];
M=E1*E2*E3*[A(n),B(n);C(n),D(n)]*E4*E5*E6;
Gt(n)=4*Rs_const*Rl_const/(abs(M(1,1).*Zl_const+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1).*Zl_const+M
(2,2))).^2)
Zin(n)=(M(1,1).*Zl_const+M(1,2))./(M(2,1).*Zl_const+M(2,2));

```

```

MRin(n)=abs(Zs_const-conj(Zin(n)))/abs((Zs_const+Zin(n)))
Zout=(M(1,2)+M(2,2).*Zs_const)/(M(1,1)+M(2,1).*Zs_const);
Rout=real(Zout);
Gav(n)=4*Rs_const*Rout/(abs(M(1,1).*conj(Zout)+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1).*conj(Zout)+
M(2,2))).^2);
end
ortmr=MRin(2)+MRin(3)+MRin(4)+MRin(5)+MRin(6)+MRin(7)+MRin(8)+MRin(9)+MRin
(10)+MRin(11);
ortmrin=ortmr/10
ortgt=Gt(1)+Gt(2)+Gt(3)+Gt(4)+Gt(5)+Gt(6)+Gt(7)+Gt(8)+Gt(9)+Gt(10);
ortgt=ortgt/10
% İlk Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,1)=Zs_const*ones(n,1);
% İkinci Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,2)=(i.*z1.*sin(Theta(:,1))+cos(Theta(:,1)).*Zs(:,1))./(cos(Theta(:,1))+i.*sin(Theta(:,1)).*
Zs(:,1)./z1);
% Üçüncü Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,3)=Zs(:,2)./(1+(-i./(z2.*(tan(Theta(:,2)))))).*Zs(:,2));
% Dördüncü Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,4)=(i.*z3.*sin(Theta(:,3))+cos(Theta(:,3)).*Zs(:,3))./(cos(Theta(:,3))+i.*sin(Theta(:,3)).*
Zs(:,3)./z3);
% Tranzistör İçin Optimum Kaynak Empedansı
Zopt=50*(1+G_opt)/(1-G_opt);
Rs4=real(Zs(:,4));
Ropt=real(Zopt);
% Giriş Uydurma Devresi Pasif Ve Kayıpsız Olduğundaki Transduser Güç Kazancı
GT=4*Rs4.*Ropt./(abs(Zs(:,4))+conj(Zopt)).^2;
LT=1./GT;
Noise=(4*Rn.*Ropt.*(1./GT-1))./((abs(Zopt)).^2)+Fmin

F=ortmrin+(exp(0.01*abs(ortgt-Gref)))*0.4

```

NE329S01CB[]

```

function F=tez_NE329S01BT(l)
%      Programın ilk İlgar ALIYEV tarafından hazırlanmış, sonradan hedef
%      fonksiyonunda Yavuz CENGİZ tarafından değişiklik yapılmıştır.
%      tez_NE329S01BT fonksiyonu uydurma devresinin 6 adet z empedansını ve bu
%      devrelere ilişkin ortak l uzunlugunu F hata fonksiyonunu minimize etmek
%      suretiyle belirler.
%      Programda Kullanılan Tranzistör Parmetreleri NE329S01C Tranzistörüne
%      İlişkindir.
%      Tranzistör için Vce=10 V; Ic=20 mA olarak alınmıştır.
%      Tüm Değerler Prof.Dr. Filiz GÜNEŞ'in Çalışmalarından Derlenmiştir.
%      Giriş Bilgilerinin "bin" klasörü altındaki csv uzantılı dosyalardan okunması
Const = DLMREAD('Dosya_Const.csv',';',0,0,'A1..J1');
In = DLMREAD('Dosya_Input.csv',';',0,0,'A1..N12');
Zs_const=50;
Rs_const=real(Zs_const);
Zl_const=50;
Rl_const=real(Zl_const);
%      Gürültü Faktörü Referans Değeri
Fr=10^(Const(4)*0.1)
%      z optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedansları
n=12;
z1=l(7);
z2=l(8);
z3=l(9);
z4=l(10);
z5=l(11);
z6=l(12);
l1=l(1);
l2=l(2);
l3=l(3);
l4=l(4);
l5=l(5);
l6=l(6);
%      Referans Kazanç Değeri
Gref=10^(Const(10)*0.1);
%      İlk Değerlerin Tanımlanması
n=12;
Gt=zeros(n,1);
Gav=zeros(n,1);
E1=zeros(2,2);
E2=zeros(2,2);
E3=zeros(2,2);
E4=zeros(2,2);
E5=zeros(2,2);
E6=zeros(2,2);
MRin=zeros(n,1)
EN=zeros(n,1);

```

```

GT=zeros(n,1);
LT=zeros(n,1);
Noise=zeros(n,1);
Zs=ones(n,7);
Zopt=zeros(n,1);
Zout=zeros(n,1);
Rout=zeros(n,1);
Zm=zeros(n,7);
Zi7=zeros(n,1);
A=zeros(n,1);
B=zeros(n,1);
C=zeros(n,1);
D=zeros(n,1);
AA=zeros(n,1);
BB=zeros(n,1);
CC=zeros(n,1);
DD=zeros(n,1);
EE=zeros(n,1);
FF=zeros(n,1);
GG=zeros(n,1);
HH=zeros(n,1);
roi=zeros(n,1);
EVi=zeros(n,1);
toplam=zeros(n,1);
%      S Parametrelerinin hesaplanması
S = MATCOMP(In(:,[3:2:9,12]),In(:,[4:2:10,13]));
G_opt=S(:,5);
S = S(:,1:4);
%      ABCD Parametrelerinin Hesabı
A = ((1+S(:,1)).*(1-S(:,4))+S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
B = 50.*((1+S(:,1)).*(1+S(:,4))-S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
C = (1/50).*((1-S(:,1)).*(1-S(:,4))-S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
D = ((1-S(:,1)).*(1+S(:,4))+S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
%      Tranzistörün Eşdeğer Gürültü Direnci
Rn =In(:,14).*Const(2);
%      Minimum Gürültü Faktörü
Fmin =10.^(In(:,11).*0.1);
%      Thetaların Hesabı
Theta=(2*pi/(Const(3)))*kron(1*1e-2,In(:,2)*1e9); % 1 cm. cinsinden ve frekans GHz
cinsinden olduğu için 0.01 ve 1*10^9 ile çarpılıyor.
%      Kazancın Hesaplanması
for n=1:12
    E1=[1,0;-i./(z1.*tan(Theta(n,1))),1];
    E3=[1,0;-i./(z3.*tan(Theta(n,3))),1];
    E4=[1,0;-i./(z4.*tan(Theta(n,4))),1];
    E6=[1,0;-i./(z6.*tan(Theta(n,6))),1];
    E2=[cos(Theta(n,2)),i.*z2.*sin(Theta(n,2));i.*sin(Theta(n,2))./z2,cos(Theta(n,2))];
    E5=[cos(Theta(n,5)),i.*z5.*sin(Theta(n,5));i.*sin(Theta(n,5))./z5,cos(Theta(n,5))];
    M=E1*E2*E3*[A(n),B(n);C(n),D(n)]*E4*E5*E6;

```

$$G_t(n)=4*Rs_const*Rl_const/(abs(M(1,1)).*Zl_const+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1)).*$$

```

Zl_const+M(2,2)) ).^2)
Zin(n)=(M(1,1).*Zl_const+M(1,2))./(M(2,1).*Zl_const+M(2,2))
MRin(n)=abs((Zs_const-conj(Zin(n)))/(Zs_const+Zin(n)))
Zout=(M(1,2)+M(2,2).*Zs_const)/(M(1,1)+M(2,1).*Zs_const)
Rout=real(Zout);
Gav(n)=4*Rs_const*Rout/(abs(M(1,1).*conj(Zout)+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1).*conj(Zout)+
M(2,2))).^2);
end
ortgt=sum(Gt(2:11));
ortgt=ortgt/10;
ortmrin=sum(MRin(2:11));
ortmrin=ortmrin/40;
% İlk Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,1)=Zs_const*ones(n,1);
% İkinci Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,2)=Zs(:,1)./(1+(-i./(z1.*(tan(Theta(:,1)))))).*Zs(:,1));
% Üçüncü Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,3)=(i.*z2.*sin(Theta(:,2))+cos(Theta(:,2)).*Zs(:,2))./(cos(Theta(:,2))+i.*sin(Theta(:,2))).*
Zs(:,2)./z2);
% Dördüncü Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,4)=Zs(:,3)./(1+(-i./(z3.*(tan(Theta(:,3)))))).*Zs(:,3));
% Transistör İçin Optimum Kaynak Empedansi
Zopt=50*(1+G_opt)/(1-G_opt);
Rs4=real(Zs(:,4));
Ropt=real(Zopt);
% Giriş Uydurma Devresi Pasif Ve Kayıpsız Olduğundaki Transduser Güç Kazancı
GT=4*Rs4.*Ropt./(abs(Zs(:,4)+conj(Zopt))).^2;
LT=1/GT;
Noise=(4*Rn.*Ropt.*(1/GT-1))./((abs(Zopt)).^2)+Fmin
F=ortmrin+(exp(0.1*abs(ortgt-Gref))-1)*0.345

```


NE329S01CCII

```

function F=tez_NE329S01A(l)
%      Programın ilk İlgar ALIYEV tarafından hazırlanmış, sonradan hedef
%      fonksiyonunda Yavuz CENGİZ tarafınadn degisiklik yapılmıştır.
%      tez_NE329S01CP fonksiyonu uydurma devresinin 6 adet l degiskenlerini ve bu
%      devrelere ilişkin 6 adet z empedansini F hata fonksiyonunu minimize etmek
%      suretiyle belirler.
%      Tranzistör için Vce=10 V; Ic=20 mA olarak alınmıştır.
%      Tüm Değerler Prof.Dr. Filiz GÜNEŞ'in Çalışmalarından Derlenmiştir.
%      Giriş Bilgilerinin "bin" klasörü altındaki csv uzantılı dosyalardan okunması
Const = DLMREAD('Dosya_Const.csv',';',0,0,'A1..J1');
In = DLMREAD('Dosya_Input.csv',';',0,0,'A1..N12');
%      Kaynak ve Yük Empedansları
Zs_const=50;
Rs_const=real(Zs_const);
Zl_const=50;
Rl_const=real(Zl_const);
%      Gürültü Faktörü Referans Değeri
Fr=10^(Const(4)*0.1)
%      z optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedansları
n=12;
z1=l(7);
z2=l(8);
z3=l(9);
z4=l(10);
z5=l(11);
z6=l(12);
l1=l(1);
l2=l(2);
l3=l(3);
l4=l(4);
l5=l(5);
l6=l(6);
%      Referans Kazanç Değeri
Gref=10^(Const(10)*0.1);
%      İlk Değerlerin Tanımlanması
n=12;
Gt=zeros(n,1);
Gav=zeros(n,1);
E1=zeros(2,2);
E2=zeros(2,2);
E3=zeros(2,2);
E4=zeros(2,2);
E5=zeros(2,2);
E6=zeros(2,2);
MRin=zeros(n,1)
EN=zeros(n,1);
GT=zeros(n,1);

```

```

LT=zeros(n,1);
Noise=zeros(n,1);
Zs=ones(n,7);
Zopt=zeros(n,1);
Zout=zeros(n,1);
Rout=zeros(n,1);
Zm=zeros(n,7);
Zi7=zeros(n,1);
A=zeros(n,1);
B=zeros(n,1);
C=zeros(n,1);
D=zeros(n,1);
AA=zeros(n,1);
BB=zeros(n,1);
CC=zeros(n,1);
DD=zeros(n,1);
EE=zeros(n,1);
FF=zeros(n,1);
GG=zeros(n,1);
HH=zeros(n,1);
roi=zeros(n,1);
EVi=zeros(n,1);
toplama=zeros(n,1);
%      S Parametrelerinin hesaplanması
S = MATCOMP(In(:,[3:2:9,12]),In(:,[4:2:10,13]));
G_opt=S(:,5);
S = S(:,1:4);
%      ABCD Parametrelerinin Hesabı
A = ((1+S(:,1)).*(1-S(:,4))+S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2)));
B = 50.*((1+S(:,1)).*(1+S(:,4))-S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2)));
C = (1/50).*((1-S(:,1)).*(1-S(:,4))-S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2)));
D = ((1-S(:,1)).*(1+S(:,4))+S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2)));
%      Transistörün Eşdeğer Gürültü Direnci
Rn = In(:,14).*Const(2);
%      Minimum Gürültü Faktörü
Fmin = 10.^(In(:,11).*0.1);
%      Thetaların Hesabı
Theta=(2*pi/(Const(3)))*kron(1*1e-2,In(:,2)*1e9); % 1 cm. cinsinden ve frekans GHz
cinsinden olduğu için 0.01 ve 1*10^9 ile çarpılıyor.
%      Kazancın Hesaplanması
for n=1:12
    E1=[1,0;-i./(z1.*tan(Theta(n,1))),1];
    E3=[1,0;-i./(z3.*tan(Theta(n,3))),1];
    E4=[1,0;-i./(z4.*tan(Theta(n,4))),1];
    E6=[1,0;-i./(z6.*tan(Theta(n,6))),1];
    E2=[cos(Theta(n,2)),i.*z2.*sin(Theta(n,2));i.*sin(Theta(n,2))./z2,cos(Theta(n,2))];
    E5=[cos(Theta(n,5)),i.*z5.*sin(Theta(n,5));i.*sin(Theta(n,5))./z5,cos(Theta(n,5))];
    M=E1*E2*E3*[A(n),B(n);C(n),D(n)]*E4*E5*E6;
    Gt(n)=4*Rs_const*Rl_const/(abs(M(1,1).*Zl_const+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1).*Zl_const+M
    (2,2))).^2)
    Zin(n)=(M(1,1).*Zl_const+M(1,2))./(M(2,1).*Zl_const+M(2,2))

```

```

MRin(n)=abs((Zs_const-conj(Zin(n)))/(Zs_const+Zin(n)))
Zout=(M(1,2)+M(2,2).*Zs_const)/(M(1,1)+M(2,1).*Zs_const)
Rout=real(Zout);
Gav(n)=4*Rs_const*Rout/(abs(M(1,1).*conj(Zout)+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1).*conj(Zout)+
M(2,2))).^2);
end
ortgt=sum(Gt(2:11));
ortgt=ortgt/10;
ortmrin=sum(MRin(2:11));
ortmrin=ortmrin/40;
% İlk Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,1)=Zs_const*ones(n,1);
% İkinci Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,2)=Zs(:,1)./(1+(-i./(z1.*(tan(Theta(:,1)))))).*Zs(:,1));
% Üçüncü Katin Kaynak Empedansi
Zs(:,3)=(i.*z2.*sin(Theta(:,2))+cos(Theta(:,2)).*Zs(:,2))./(cos(Theta(:,2))+i.*sin(Theta(:,2)).*
Zs(:,2))./z2);
% Dördüncü Katin Kaynak Empedansı
Zs(:,4)=Zs(:,3)./(1+(-i./(z3.*(tan(Theta(:,3)))))).*Zs(:,3));
% Transistör İçin Optimum Kaynak Empedansı
Zopt=50*(1+G_opt)/(1-G_opt);
Rs4=real(Zs(:,4));
Ropt=real(Zopt);
% Giriş Uydurma Devresi Pasif Ve Kayıpsız Olduğundaki Transduser Güç Kazancı
GT=4*Rs4.*Ropt./(abs(Zs(:,4))+conj(Zopt)).^2;
LT=1./GT;
Noise=(4*Rn.*Ropt.*(1./GT-1))./((abs(Zopt)).^2)+Fmin
F=ortmrin+(exp(0.1*abs(ortgt-Gref))-1)*0.345

```

Dosya_Inp.csv yardımcı data bilgileri (NE329S01)

1; 2; 0.955; -25.30; 5.347; 150.00; 0.027; 73.3; 0.546; -21.3; 0.26; 0.93; 14.0; 0.38
 2; 3; 0.91; -38.50; 5.210; 135.70; 0.039; 64.8; 0.526; -32.0; 0.26; 0.88; 19.6; 0.35
 3; 4; 0.853; -51.30; 5.015; 121.70; 0.049; 55.4; 0.498; -41.2; 0.27; 0.80; 29.0; 0.33
 4; 5; 0.791; -63.50; 4.817; 108.70; 0.056; 47.4; 0.476; -49.0; 0.28; 0.71; 39.6; 0.28
 5; 6; 0.741; -74.60; 4.688; 96.60; 0.061; 42.0; 0.453; -54.9; 0.29; 0.65; 48.0; 0.25
 6; 7; 0.657; -85.80; 4.608; 83.20; 0.071; 34.5; 0.422; -66.4; 0.29; 0.58; 56.7; 0.22
 7; 8; 0.558; -101.30; 4.484; 69.50; 0.076; 29.0; 0.368; -76.0; 0.31; 0.49; 72.0; 0.18
 8; 9; 0.497; -122.70; 4.349; 55.70; 0.084; 21.5; 0.309; -87.3; 0.32; 0.40; 89.4; 0.13
 9; 10; 0.464; -142.70; 4.183; 42.10; 0.092; 14.9; 0.248; -104.1; 0.33; 0.36; 102.0; 0.11
 10;11; 0.443; -163.10; 4.025; 28.70; 0.100; 6.2; 0.198; -123.0; 0.33; 0.30; 116.8; 0.09
 11;12; 0.426; 172.30; 3.848; 15.00; 0.106; -0.5; 0.154; -140.5; 0.35; 0.27; 139.0; 0.08
 12;13; 0.433; 148.40; 3.627; 1.10; 0.109; -8.3; 0.123; -170.8; 0.38; 0.24; 163.5; 0.06
 13;14; 0.468; 127.40; 3.396; -12.60; 0.111; -15.0; 0.129; 145.9; 0.43; 0.24; -176.0; 0.07
 14;15; 0.525; 106.80; 3.149; -25.70; 0.112; -22.7; 0.190; 116.0; 0.48; 0.25; -153.0; 0.07
 15;16; 0.55; 93.00; 2.895; -38.40; 0.112; -28.5; 0.274; 97.8; 0.57; 0.30; -122.0; 0.10
 16;17; 0.631; 82.50; 2.618; -51.50; 0.110; -35.0; 0.360; 82.6; 0.66; 0.39; -82.6; 0.16
 17;17.5;0.661; 76.50; 2.490; -57.40; 0.111; -37.6; 0.388; 77.4; 0.70; 0.43; -68.6; 0.19
 18;18; 0.685; 71.00; 2.364; -63.60; 0.110; -38.9; 0.414; 72.4; 0.73; 0.47; -58.0; 0.22

IMC_CIST

```

function E = imc_cis(l)
%       Programin ilk Ilgar ALIYEV tarafından hazirlanmis, sonradan GT'ye gore
%       iyilestirme icin CIS tarafından degistirilmistir. (CIS : Can Cevikbas, Ilkay Koseli,
%       Serhat Altunc)
%       imc_cis(l) fonksiyonu 3 adet uydurma devresinin l degiskenlerini ve bu devrelere
%       iliskin 3 adet z empedansini E hata fonksiyonunu en aza indirmek etmek suretiyle
%       belirler.
%       Danisman : Prof.Dr. Filiz GÜNES
%       Giris bilgileri '.csv' uzantili dosyalardan okunur
global Zs_In Zoutsc Zinsc Zoutsd gmout gmin GT
Const = DLMREAD('Dosya_Const.csv',';',0,0,'A1..J1');
Zs_In = DLMREAD('Zs_Input.csv',';',0,0,'A1..E10');
%       Kaynak ve Yük Empedanslari
n=10;
Zs_const=50;
Zl_const=50;
E1 = zeros(2,2);
E2 = zeros(2,2);
E3 = zeros(2,2);
M = zeros(2,2);
Zoutsc=zeros(n,1);
Zinsc=zeros(n,1);
gmout=zeros(n,1);
gmin=zeros(n,1);
GT=zeros(n,1);
toplam=zeros(n,1);
%       z, optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedansları
z1=l(4);
z2=l(5);
z3=l(6);
l1=l(1);
l2=l(2);
l3=l(3);
Theta = (2*pi/(Const(3)))*kron(l*1e-2,Zs_In(:,1)*1e9); % l cm. cinsinden ve frekans GHz
cinsinden olduğu için 0.01 ve 1*10^9 ile çarpılıyor.
Zoutsd = Zs_In(:,2)+i.*Zs_In(:,3)
for n = 1:10
E1 = [cos(Theta(n,1)),i.*z1.*sin(Theta(n,1));i.*sin(Theta(n,1))./z1,cos(Theta(n,1))];
E3 = [cos(Theta(n,3)),i.*z3.*sin(Theta(n,3));i.*sin(Theta(n,3))./z3,cos(Theta(n,3))];
E2 = [1,0;-i./(z2.*tan(Theta(n,2))),1];
M = E1*E2*E3;
Zoutsc(n) = (M(1,2)+M(2,2).*Zs_const)/(M(1,1)+M(2,1).*Zs_const)
Zinsc(n) = (M(1,2)+M(1,1).*conj(Zoutsd(n)))/(M(2,2)+M(2,1).*conj(Zoutsd(n)));
gmout(n) = (Zoutsc(n) - Zoutsd(n))/(Zoutsc(n) + conj(Zoutsd(n)));
gmin(n) = (Zinsc(n) - conj(Zs_const))/(Zinsc(n) + Zs_const);
GT(n)=4*real(Zs_const)*real(Zoutsd(n))/(abs(M(1,1).*conj(Zoutsd(n))+M(1,2)+Zs_const*(
M(2,1).*conj(Zoutsd(n))+M(2,2))).^2)
end

```

```
%      Hata Islevi  
Zoutsd_imag).^2)/(Zs_const.^2);  
toplam = (1-exp(-1*((1 - GT).^2)));  
E = sum(toplam)
```



IMC_CISP

```

function E = imc_cis(l)
% Programın ilk İlgar ALIYEV tarafından hazırlanmış, sonradan GT'ye göre
% iyileştirme için CIS tarafından değiştirilmiştir. (CIS : Can Cevikbas, Ilkay Koseli,
% Serhat Altunc)
% imc_cis(l) fonksiyonu 3 adet uydurma devresinin 1 değişkenlerini ve bu devrelere
% ilişkin 3 adet z empedansını E hata fonksiyonunu en aza indirmek etmek suretiyle
% belirler.
% Danışman : Prof.Dr. Filiz GÜNES
% Giriş bilgileri '.csv' uzantılı dosyalardan okunur
global Zs_In Zoutsc Zinsc Zoutsd gmout gmin GT
Const = DLMREAD('Dosya_Const.csv',';',0,0,'A1..J1');
Zs_In = DLMREAD('Zs_Input.csv',';',0,0,'A1..E10');
% Kaynak ve Yük Empedansları
n=10;
Zs_const=50;
Zl_const=50;
E1 = zeros(2,2);
E2 = zeros(2,2);
E3 = zeros(2,2);
M = zeros(2,2);
Zoutsc=zeros(n,1);
Zinsc=zeros(n,1);
gmout=zeros(n,1);
gmin=zeros(n,1);
GT=zeros(n,1);
toplam=zeros(n,1);
% z, optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedansları
z1=l(4);
z2=l(5);
z3=l(6);
l1=l(1);
l2=l(2);
l3=l(3);
Theta = (2*pi/(Const(3)))*kron(l*1e-2,Zs_In(:,1)*1e9); % l cm. cinsinden ve frekans GHz
cinsinden olduğu için 0.01 ve 1*10^9 ile çarpılıyor.
Zoutsd = Zs_In(:,2)+i.*Zs_In(:,3)
for n = 1:10
E1=[1,0;-i./(z1.*tan(Theta(n,1))),1];
E3=[1,0;-i./(z3.*tan(Theta(n,3))),1];
E2=[cos(Theta(n,2)),i.*z2.*sin(Theta(n,2)),i.*sin(Theta(n,2))./z2,cos(Theta(n,2))];
M = E1*E2*E3;
Zoutsc(n) = (M(1,2)+M(2,2).*Zs_const)/(M(1,1)+M(2,1).*Zs_const)
Zinsc(n) = (M(1,2)+M(1,1).*conj(Zoutsd(n)))/(M(2,2)+M(2,1).*conj(Zoutsd(n)));
gmout(n) = (Zoutsc(n) - Zoutsd(n))/(Zoutsc(n) + conj(Zoutsd(n)));
gmin(n) = (Zinsc(n) - conj(Zs_const))/(Zinsc(n) + Zs_const);
GT(n)=4*real(Zs_const)*real(Zoutsd(n))/(abs(M(1,1).*conj(Zoutsd(n))+M(1,2)+Zs_const*(
M(2,1).*conj(Zoutsd(n))+M(2,2))).^2)
end

```



```
%      Hata Islevi
Zoutsd_imag).^2)/(Zs_const.^2);
toplam = (1-exp(-1*((1 - GT).^2)));
E = sum(toplam)
```



IMC_CISilk2

```

function E = imc_cis(l)
% Programin ilk Ilgar ALIYEV tarafından hazirlanmis, sonradan GT'ye gore
% iyilestirme icin % CIS tarafından degistirilmistir. (CIS : Can Cevikbas, Ilkay
% Koseli, Serhat Altunc)
% Iki elemandan olusan devre degisikligi Yavuz CENGİZ tarafından
% gercekleştirilmiştir.
% imc_cisilk2(l) fonksiyonu 2 adet uydurma devresinin l degiskenlerini ve bu
% devrelere
% iliskin 2 adet z empedansini E hata fonksiyonunu en aza indirmek etmek suretiyle
% belirler.
% kısa devre + seri hattan olusan devre icin calisir
% Danisman : Prof.Dr. Filiz GÜNES
% Giris bilgileri '.csv' uzantili dosyalardan okunur
% Bu program ilk eleman kaldırılarak sadece iki elemanli olarak calisiyor.
global Zs_In Zoutsc Zinsc Zoutsd gmout gmin GT
Const = DLMREAD('Dosya_Const.csv',';',0,0,'A1..J1');
Zs_In = DLMREAD('Zs_Input.csv',';',0,0,'A1..E10');
% Kaynak ve Yük Empedanslari
n=10;
Zs_const=50;
Zl_const=50;
E1 = zeros(2,2);
E2 = zeros(2,2);
E3 = zeros(2,2);
M = zeros(2,2);
Zoutsc=zeros(n,1);
Zinsc=zeros(n,1);
gmout=zeros(n,1);
gmin=zeros(n,1);
GT=zeros(n,1);
toplam=zeros(n,1);
% z, optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedanslari
z2=l(3);
z3=l(4);
l2=l(1);
l3=l(2);
Theta = (2*pi/(Const(3)))*kron(1*1e-2,Zs_In(:,1)*1e9); % l cm. cinsinden ve frekans GHz
cinsinden olduğu için 0.01 ve 1*10^9 ile çarpiliyor.
Zoutsd = Zs_In(:,2)+i.*Zs_In(:,3)
for n = 1:10
E3 = [cos(Theta(n,3)),i.*z3.*sin(Theta(n,3)),i.*sin(Theta(n,3))./z3,cos(Theta(n,3))];
E2 = [1,0;-i./(z2.*tan(Theta(n,2))),1];
M = E2*E3;
Zoutsc(n) = (M(1,2)+M(2,2).*Zs_const)/(M(1,1)+M(2,1).*Zs_const)
Zinsc(n) = (M(1,2)+M(1,1).*conj(Zoutsd(n)))/(M(2,2)+M(2,1).*conj(Zoutsd(n)));
gmout(n) = (Zoutsc(n) - Zoutsd(n))/(Zoutsc(n) + conj(Zoutsd(n)));
gmin(n) = (Zinsc(n) - conj(Zs_const))/(Zinsc(n) + Zs_const);
GT(n)=4*real(Zs_const)*real(Zoutsd(n))/(abs(M(1,1).*conj(Zoutsd(n))+M(1,2)+Zs_const*(

```

```
        M(2,1).*conj(Zoutsd(n))+M(2,2))).^2)
end
%      Hata Islevi
Zoutsd_imag.^2)/(Zs_const.^2);
toplam = (1-exp(-1*((1 - GT).^2)));
E = sum(toplam)
```

IMC_CISson2

```

function E = imc_cis(l)
% Programın ilk Ilgar ALIYEV tarafından hazırlanmış, sonradan GT'ye göre
% iyileştirme için % CIS tarafından değiştirilmiştir. (CIS : Can Cevikbas, Ilkay
% Koseli, Serhat Altunc)
% İki elemandan oluşan devre değişikliği Yavuz CENGİZ tarafından
% gerçekleştirilmiştir.
% imc_cisson2(l) fonksiyonu 2 adet uydurma devresinin l değişkenlerini ve bu
% devrelere
% ilişkin 2 adet z empedansını E hata fonksiyonunu en aza indirmek etmek suretiyle
% belirler.
% seri dvre + kısa devre transmisyon hattından oluşur
% Danışman : Prof.Dr. Filiz GÜNES
% Giriş bilgileri '.csv' uzantılı dosyalardan okunur
% Bu program son eleman kaldırılarak sadece iki elemanlı olarak çalışıyor.
global Zs_In Zoutsc Zinsc Zoutsd gmout gmin GT
Const = DLMREAD('Dosya_Const.csv',';',0,0,'A1..J1');
Zs_In = DLMREAD('Zs_Input.csv',';',0,0,'A1..E10');
% Kaynak ve Yük Empedansları
n=10;
Zs_const=50;
Zl_const=50;
E1 = zeros(2,2);
E2 = zeros(2,2);
E3 = zeros(2,2);
M = zeros(2,2);
Zoutsc=zeros(n,1);
Zinsc=zeros(n,1);
gmout=zeros(n,1);
gmin=zeros(n,1);
GT=zeros(n,1);
toplama=zeros(n,1);
% z, optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedansları
z1=l(3);
z2=l(4);

l1=l(1);
l2=l(2);
Theta = (2*pi/(Const(3)))*kron(1*1e-2,Zs_In(:,1)*1e9); % 1 cm. cinsinden ve frekans GHz
cinsinden olduğu için 0.01 ve 1*10^9 ile çarpılıyor.
Zoutsd = Zs_In(:,2)+i.*Zs_In(:,3)
for n = 1:10
E1 = [cos(Theta(n,1)),i.*z1.*sin(Theta(n,1));i.*sin(Theta(n,1))./z1,cos(Theta(n,1))];
E2 = [1,0;-i./(z2.*tan(Theta(n,2))),1];
M = E1*E2;
Zoutsc(n) = (M(1,2)+M(2,2).*Zs_const)/(M(1,1)+M(2,1).*Zs_const)
Zinsc(n) = (M(1,2)+M(1,1).*conj(Zoutsd(n)))/(M(2,2)+M(2,1).*conj(Zoutsd(n)));
gmout(n) = (Zoutsc(n) - Zoutsd(n))/(Zoutsc(n) + conj(Zoutsd(n)));
gmin(n) = (Zinsc(n) - conj(Zs_const))/(Zinsc(n) + Zs_const);

```

```

GT(n)=4*real(Zs_const)*real(Zoutsd(n))/(abs(M(1,1).*conj(Zoutsd(n))+M(1,2)+Zs_const*(
    M(2,1).*conj(Zoutsd(n))+M(2,2))).^2)
end
%           Hata Islevi
Zoutsd_imag).^2)/(Zs_const.^2);
toplam = (1-exp(-1*((1 - GT).^2)));
E = sum(toplam)

```

OMC_CIS

```

function E = omc_cis(l)
%       Programın ilk Ilgar ALIYEV tarafından hazırlanmış, sonradan GT'ye göre
%       iyileştirme için CIS tarafından değiştirilmiştir. (CIS : Can Cevikbas, İlkay Koseli,
%       Serhat Altunc)
%       OMCCT_W(l) fonksiyonu 3 adet uydurma devresinin l değişkenlerini ve bu
%       devrelere
%       ilişkin 3 adet z empedansını E hata fonksiyonunu en aza indirmek etmek suretiyle
%       belirler.
%       Danışman : Prof.Dr. Filiz GÜNES
%       Giriş bilgileri '.csv' uzantılı dosyalardan okunur
global Zl_In Zinlc Zoutlc gmin gmout GT
Const = DLMREAD('Dosya_Const.csv',';',0,0,'A1..J1');
Zl_In = DLMREAD('Zl_Input.csv',';',0,0,'A1..E10');
%       Kaynak ve Yük Empedansları
n=10;
Zs_const=50;
Zl_const=50;
E1 = zeros(2,2);
E2 = zeros(2,2);
E3 = zeros(2,2);
M = zeros(2,2);
Zinlc=zeros(n,1);
Zoutlc=zeros(n,1);
gmin=zeros(n,1);
gmout=zeros(n,1);
GT=zeros(n,1);
toplama=zeros(n,1);
%       z, optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedansları
z1=l(4);
z2=l(5);
z3=l(6);
l1=l(1);
l2=l(2);
l3=l(3);
Theta=(2*pi/(Const(3)))*kron(1*1e-2,Zl_In(:,1)*1e9); % 1 cm. cinsinden ve frekans GHz
cinsinden olduğu için 0.01 ve 1*10^9 ile çarpılıyor.
Zinld=Zl_In(:,2)+i.*Zl_In(:,3);
for n = 1:10
E1=[cos(Theta(n,1)),i.*z1.*sin(Theta(n,1));i.*sin(Theta(n,1))./z1,cos(Theta(n,1))];
E3=[cos(Theta(n,3)),i.*z3.*sin(Theta(n,3));i.*sin(Theta(n,3))./z3,cos(Theta(n,3))];
E2=[1,0;-i./(z2.*tan(Theta(n,2))),1];
M=E1*E2*E3;
Zinlc(n) = (M(1,1).*Zl_const+M(1,2))./(M(2,1).*Zl_const+M(2,2));
Zoutlc(n) = (M(2,2).*conj(Zinld(n))+M(1,2))./(M(2,1).*conj(Zinld(n))+M(1,1));
gmout(n) = (Zoutlc(n) - conj(Zl_const))/(Zoutlc(n) + Zl_const);
gmin(n) = (Zinlc(n) - Zinld(n))/(Zinlc(n) + conj(Zinld(n)));
GT(n)=4*real(Zinld(n))*real(Zl_const)/(abs(M(1,1).*Zl_const+M(1,2)+conj(Zinld(n))*(M(2,
1).*Zl_const+M(2,2))).^2)

```

```
end
%           Hata Islevi
imag(Zinld).^2./((Zl_const.^2));
toplam = (1-exp(-2*((1 - GT).^2)));
E=sum(toplam)
```


OMC_CISilk2

```

function E = imc_cis(l)
% Programın ilk Ilgar ALIYEV tarafından hazırlanmış, sonradan GT'ye göre
% iyileştirme için CIS tarafından değiştirilmiştir. (CIS : Can Cevikbas, Ilkay Koseli,
% Serhat Altunc)
% İki elemandan oluşan devre değişikliği Yavuz CENGİZ tarafından
% gerçekleştirilmiştir.
% omc_cisilk2(l) fonksiyonu 2 adet uydurma devresinin 1 değişkenlerini ve bu
% devrelere ilişkin 2 adet z empedansını E hata fonksiyonunu en aza indirmek etmek
% suretiyle belirler.
% kısa devre + seri transmisyon hattından oluşur
% Danışman : Prof.Dr. Filiz GÜNES
% Giriş bilgileri '.csv' uzantılı dosyalardan okunur
% Bu program ilk eleman kaldırılarak sadece iki elemanlı olarak çalışıyor.
global Zs_In Zoutsc Zinisc Zoutsd gmout gmin GT
Const = DLMREAD('Dosya_Const.csv',';',0,0,'A1..J1');
Zs_In = DLMREAD('Zs_Input.csv',';',0,0,'A1..E10');
% Kaynak ve Yük Empedansları
n=10;
Zs_const=50;
Zl_const=50;
E1 = zeros(2,2);
E2 = zeros(2,2);
E3 = zeros(2,2);
M = zeros(2,2);
Zoutsc=zeros(n,1);
Zinisc=zeros(n,1);
gmout=zeros(n,1);
gmin=zeros(n,1);
GT=zeros(n,1);
toplam=zeros(n,1);
% z, optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedansları
z2=l(3);
z3=l(4);

l2=l(1);
l3=l(2);
Theta = (2*pi/(Const(3)))*kron(1*1e-2,Zs_In(:,1)*1e9); % 1 cm. cinsinden ve frekans GHz
cinsinden olduğu için 0.01 ve 1*10^9 ile çarpılıyor.
Zoutsd = Zs_In(:,2)+i.*Zs_In(:,3)
for n = 1:10
E3 = [cos(Theta(n,3)),i.*z3.*sin(Theta(n,3));i.*sin(Theta(n,3))./z3,cos(Theta(n,3))];
E2 = [1,0;-i./(z2.*tan(Theta(n,2))),1];
M = E2*E3;
Zoutsc(n) = (M(1,2)+M(2,2).*Zs_const)/(M(1,1)+M(2,1).*Zs_const)
Zinisc(n) = (M(1,2)+M(1,1).*conj(Zoutsd(n)))/(M(2,2)+M(2,1).*conj(Zoutsd(n)));
gmout(n) = (Zoutsc(n) - Zoutsd(n))/(Zoutsc(n) + conj(Zoutsd(n)));
gmin(n) = (Zinisc(n) - conj(Zs_const))/(Zinisc(n) + Zs_const);
GT(n)=4*real(Zs_const)*real(Zoutsd(n))/(abs(M(1,1)).*conj(Zoutsd(n))+M(1,2)

```

```
+Zs_const*(M(2,1).*conj(Zoutsd(n))+M(2,2))).^2)
```

```
end
```

```
%      Hata Islevi
```

```
Zoutsd_imag).^2)/(Zs_const.^2);
```

```
toplam = (1-exp(-1*((1 - GT).^2)));
```

```
E = sum(toplam)
```



OMC_CISson2

```

function E = omc_cis(l)
% Programın ilk Ilgar ALIYEV tarafından hazırlanmış, sonradan GT'ye göre
% iyileştirme için CIS tarafından değiştirilmiştir. (CIS : Can Cevikbas, Ilkay Koseli,
% Serhat Altunc)
% İki elemandan oluşan devre değişikliği Yavuz CENGİZ tarafından
% gerçekleştirilmiştir.
% OMC_CISson2(l) fonksiyonu 2 adet uydurma devresinin 1 değişkenlerini ve bu
% devrelere ilişkin 2 adet z empedansını E hata fonksiyonunu en aza indirmek
% etmek suretiyle belirler.
% seri + kısa devre transmisyon hattından oluşur
% Danışman : Prof.Dr. Filiz GÜNES
% Giriş bilgileri '.csv' uzantılı dosyalardan okunur
% Bu program son elemanın kaldırılması ile elde edilmiştir.
global Zl_In Zinlc Zoutlc gmin gmout GT
Const = DLMREAD('Dosya_Const.csv',';',0,0,'A1..J1');
Zl_In = DLMREAD('Zl_Input.csv',';',0,0,'A1..E10');
% Kaynak ve Yük Empedansları
n=10;
Zs_const=50;
Zl_const=50;
E1 = zeros(2,2);
E2 = zeros(2,2);
E3 = zeros(2,2);
M = zeros(2,2);
Zinlc=zeros(n,1);
Zoutlc=zeros(n,1);
gmin=zeros(n,1);
gmout=zeros(n,1);
GT=zeros(n,1);
toplam=zeros(n,1);
% z, optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedansları
z1=l(3);
z2=l(4);
l1=l(1);
l2=l(2);
Theta=(2*pi/(Const(3)))*kron(l*1e-2,Zl_In(:,1)*1e9); % l cm. cinsinden ve frekans GHz
cinsinden olduğu için 0.01 ve 1*10^9 ile çarpılıyor.
Zinld=Zl_In(:,2)+i.*Zl_In(:,3);
for n = 1:10
E1=[cos(Theta(n,1)),i.*z1.*sin(Theta(n,1)),i.*sin(Theta(n,1))./z1,cos(Theta(n,1))];
E2=[1,0;-i./(z2.*tan(Theta(n,2))),1];
M=E1*E2;
Zinlc(n) = (M(1,1).*Zl_const+M(1,2))./(M(2,1).*Zl_const+M(2,2));
Zoutlc(n) = (M(2,2).*conj(Zinld(n))+M(1,2))./(M(2,1).*conj(Zinld(n))+M(1,1));
gmout(n) = (Zoutlc(n) - conj(Zl_const))/(Zoutlc(n) + Zl_const);
gmin(n) = (Zinlc(n) - Zinld(n))/(Zinlc(n) + conj(Zinld(n)));
GT(n)=4*real(Zinld(n))*real(Zl_const)/(abs(M(1,1).*Zl_const+M(1,2)+conj(Zinld(n))*(M(2,1).*Zl_cor
end

```

```
%      Hata Islevi  
imag(Zinld).^2./((Zl_const.^2));  
toplam = (1-exp(-2*((1 - GT).^2)));  
E=sum(toplam)
```



ZI_Input.csv yardımcı data bilgileri (NE329S01)

2	16.87	-132.83	1.00	1.00
3	14.12	-73.29	1.00	1.00
4	30.97	-97.55	1.00	1.00
5	90.71	-148.77	1.00	1.00
6	124.07	-139.91	1.00	1.00
7	199.05	-84.99	1.00	1.00
8	187.32	-16.18	1.00	1.00
9	151.03	12.81	1.00	1.00
10	103.88	-14.06	1.00	1.00
11	82.37	-12.13	1.00	1.00

Zs_Input.csv yardımcı data bilgileri (NE329S01)

2	93.99	180.61	1.00	1.00
3	63.52	142.86	1.00	1.00
4	51.04	97.29	1.00	1.00
5	42.91	67.01	1.00	1.00
6	37.57	54.02	1.00	1.00
7	36.57	36.59	1.00	1.00
8	33.57	26.58	1.00	1.00
9	29.43	15.87	1.00	1.00
10	26.92	18.203	1.00	1.00
11	24.89	19.480	1.00	1.00

Ek 2 Genetik Algoritma Optimizasyon Programları

GENETIC_NE2135C

```
%      Bu program ilk olarak Murat SURUCU tarafından geliştirilmiştir, Yavuz CENGİZ
%      tarafından iletilemiştir.
%      Bu program NE2135C transistörle kuvvetlendirici devresini sabit bir 1 ve 6 adet Z
%      değişkenine bağlı olarak optimize eder.
%      program decimal mod genetik algoritma programıdır.
hata_bayragi = 0;
clc;
while hata_bayragi == 0,
    fprintf('tekrar üretim\n');
    clear;
    for r1=1:12
        enaz(r1)=0.5;
        if r1<=6
            encok(r1)=15;
        else
            encok(r1)=250;
        end
    end
    bs=213;
    eski=0;
    kromozom = zeros([20,13]);
    kromozomyed = zeros([60,13]);
    hata_bayragi=1;
    jenerasyon=0;
    rand('state',sum(100*clock));    %Randomizer başlatıldı
    pdf = 1:20;
    pdf = pdf*0;
    for n= 1:20,
        pdf(n) = (21-n)/(10*21);
    end
    for n = 1:100,
        for r1=1:12
            kromozomi(n,r1) = enaz(r1)+(encok(r1)-enaz(r1))*rand;          % x
        end
        [kromozomi(n,13),zt,ns,mr,ono,ogt,orin] = bilginCC1([kromozomi(n,1:12,:) ]); % hata
            fonksiyonu değeri
    end
    kromozomi = sortrows(kromozomi,13);
    kromozom=kromozomi(1:20,:);
    ortalama(1) = mean(kromozom(:,13));
    min_deger(1) = kromozom(1,13);
    for aa=1:20,
        fprintf('.');
        minimum_deger = kromozom(1,13,:);
        jenerasyon = jenerasyon+1;
```

```

%   rulet carki
for os=1:20
    olasiliklar(os) = (((abs(kromozom(os,13))+0.0001)\sum(kromozom(:,13))));
end;
%   rulet carki
for rca=1:20
    for rcaa=1:20
        rastgele(rcaa,2)=rand*olasiliklar(rcaa)*1000;
        rastgele(rcaa,1)=rcaa;
    end;
    rastgele=sortrows(rastgele,2);
    rula(rca)=rastgele(20,1);
end;
for rcb=1:20
    for rcbb=1:20
        rastgele(rcbb,2)=rand*olasiliklar(rcbb)*1000;
        rastgele(rcbb,1)=rcbb;
    end;
    rastgele=sortrows(rastgele,2);
    rulb(rcb)=rastgele(20,1);
end;
cri=0;
for cr=1:2:39
    cri=cri+1;
    carp=fix(rand*(12))+1;
    for cry=1:12
        if carp<cry
            kromozomcross(cr,cry)=max((min((kromozom(rula(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry)));
            kromozomcross(cr+1,cry)=max((min((kromozom(rulb(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry)));
        else
            kromozomcross(cr,cry)=max((min((kromozom(rulb(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry)));
            kromozomcross(cr+1,cry)=max((min((kromozom(rula(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry)));
        end
    end
    [kromozomcross(cr,13),zt,ns,mr,ono,ogt,orin] = bilginCC1([kromozomcross(cr,1:12,:);
    ]); % hata fonksiyonu degeri
    [kromozomcross(cr+1,13),zt,ns,mr,ono,ogt,orin] =
        bilginCC1([kromozomcross(cr+1,1:12,:); % hata fonksiyonu degeri
    end
for mut=1:20
    carp1=fix(rand*(6))+1;
    carp2=fix(rand*(6))+1;
    carp3=fix(rand*(6))+7;
    carp4=fix(rand*(6))+7;
    kromozomyed(mut+60,:) =kromozom(rula(cry),:);
    kromozomyed(mut+60,carp1) =enaz(carp1)+(encok(carp1)-enaz(carp1))*rand;
    kromozomyed(mut+60,carp2) =enaz(carp2)+(encok(carp2)-enaz(carp2))*rand;
    kromozomyed(mut+60,carp3) =enaz(carp3)+(encok(carp3)-enaz(carp3))*rand;
    kromozomyed(mut+60,carp4) =enaz(carp4)+(encok(carp4)-enaz(carp4))*rand;
    [kromozomyed(mut+60,13),zt,ns,mr,ono,ogt,orin] =
        bilginCC1([kromozomyed(mut+60,1:12,:); % hata fonksiyonu degeri

```



```

end
kromozomyed(1:20,:)=kromozom;
kromozomyed(21:60,:)=kromozomcross;
kromozomyed = sortrows(kromozomyed,13);
kromozom = kromozomyed(1:20,:);
min_deger(jenerasyon)=kromozom(1,13);
fprintf('Hata : %f %f\n', kromozom(1,13,:),jenerasyon);
kromozom = sortrows(kromozom,13);
ortalama(jenerasyon) = mean(kromozom(:,13));
min_deger(jenerasyon) = kromozom(1,13,:);
if not(minimum_deger == min_deger(jenerasyon))
    eski=0;
end
if minimum_deger == min_deger(jenerasyon)
fprintf('*****');
    for r1=3:19;
s=fix(rand*12)+1;
        %for r2=1:12
            kromozom(r1,s)=enaz(s)+(encok(s)-enaz(s))*rand;
        %end;
        [kromozom(r1,13),zt,ns,mr,ono,ogt,orin]=bilginCC1([kromozom(r1,1:12,:) ]);
    end
    eski = eski+1;
end;
if (minimum_deger == min_deger(jenerasyon)) & (eski>=3)
    for r1=3:19;
        for r2=1:12
            kromozom(r1,r2)=enaz(r2)+(encok(r2)-enaz(r2))*rand;
        end;
        [kromozom(r1,13),zt,ns,mr,ono,ogt,orin]=bilginCC1([kromozom(r1,1:12,:) ]);
    end
    %hata_bayragi = 0;
    eski=0;
    %break;
end;
    hata_bayragi = 1;
end; % jenerasyon dongusunun bitisi
end; % hata kontrol dongusunun bitisi
bilginCC1([kromozom(1,1:12)]);

frekans=[0.5 0.6 0.12 0.13 0.9 1 1.2 1.4 1.6 1.13 2 2.5 3 3.5];
subplot(2,2,1),plot(1:jenerasyon,abs(min_deger),'r-'),xlabel('jenerasyon'),ylabel('Hata
Degeri'),title('Genetic Algorithm Sonuclari'),

grid on;
subplot(2,2,2),plot(frekans,zt),xlabel('Frequency'),ylabel('Gain (Ratio)'),
grid on;
subplot(2,2,3),plot(frekans,ns),xlabel('Frequency'),ylabel('Noise (Ratio)'),
grid on;
subplot(2,2,4),plot(frekans,mr),xlabel('Frequency'),ylabel('MRin (Ratio)'),
grid on;
hold on;

```

```
fprintf('Uydurma Devrelerinin Uzunluk ve Empedanslari \n');
fprintf('L1 = %3.20f \n', (kromozom(1,1,:)));
fprintf('L2 = %3.20f \n', (kromozom(1,2,:)));
fprintf('L3 = %3.20f \n', (kromozom(1,3,:)));
fprintf('L4 = %3.20f \n', (kromozom(1,4,:)));
fprintf('L5 = %3.20f \n', (kromozom(1,5,:)));
fprintf('L6 = %3.20f \n', (kromozom(1,6,:)));
fprintf('Z = %3.20f \n', (kromozom(1,12,:)));
fprintf('Z2 = %3.20f \n', (kromozom(1,13,:)));
fprintf('Z3 = %3.20f \n', (kromozom(1,9,:)));
fprintf('Z4 = %3.20f \n', (kromozom(1,10,:)));
fprintf('Z5 = %3.20f \n', (kromozom(1,11,:)));
fprintf('Z6 = %3.20f \n', (kromozom(1,12,:)));
fprintf('jenerasyon = %f \n', jenerasyon);
fprintf('hata = %3.20f \n',kromozom(1,13,:));
```

GENETIC_NE329S01_B

```

%      Bu program ilk olarak Murat SURUCU tarafından geliştirilmiş, Yavuz CENGİZ
%      tarafından ilerletilmiştir.
%      Bu program NE329S01 transistörli kuvvetlendirici devresini sabit bir 1 ve 6 adet
%      Z değişkenine bağlı olarak optimize eder.
%      Program decimal mod genetik algoritma programıdır.
hata_bayragi = 0;
clc;
while hata_bayragi == 0,
    fprintf('tekrar üretim\n');
    clear;
    for r1=1:7
        enaz(r1)=0.5;
        if r1<=6
            encok(r1)=250;
        else
            encok(r1)=15;
        end
    end
    bs=28;
    eski=0;
    kromozom = zeros([20,8]);
    kromozomyed = zeros([60,8]);
    hata_bayragi=1;
    jenerasyon=0;
    rand('state',sum(100*clock));    %Randomizer baslatildi
    pdf = 1:20;
    pdf = pdf*0;
    for n= 1:20,
        pdf(n) = (21-n)/(10*21);
    end
    for n = 1:100,
        for r1=1:7
            kromozomi(n,r1) = enaz(r1)+(encok(r1)-enaz(r1))*rand;    % x
        end
        kromozomi(n,8) = bilgin31_NE329S01B([kromozomi(n,1:7,:) ]);
    % hata fonksiyonu degeri
    end
    kromozomi = sortrows(kromozomi,8);
    kromozom=kromozomi(1:20,:);
    ortalama(1) = mean(kromozom(:,8));
    min_deger(1) = kromozom(1,8);
    for aa=1:2,
        fprintf('.');
        minimum_deger = kromozom(1,8,:);
        jenerasyon = jenerasyon+1;
        %rulet carki
        for os=1:20
            olasiliklar(os) = (((abs(kromozom(os,8))+0.0001)\sum(kromozom(:,8))));

```

```

end;
%rulet carki
for rca=1:20
    for rcaa=1:20
        rastgele(rcaa,2)=rand*olasiliklar(rcaa)*1000;
        rastgele(rcaa,1)=rcaa;
    end;
    rastgele=sortrows(rastgele,2);
    rula(rca)=rastgele(20,1);
end;
for rcb=1:20
    for rcbb=1:20
        rastgele(rcbb,2)=rand*olasiliklar(rcbb)*1000;
        rastgele(rcbb,1)=rcbb;
    end;
    rastgele=sortrows(rastgele,2);
    rulb(rcb)=rastgele(20,1);
end;
cri=0;
for cr=1:2:39
    cri=cri+1;
    carp=fix(rand*(7))+1;
    for cry=1:7
        if carp<cry
kromozomcross(cr,cry)=max((min((kromozom(rula(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry));
kromozomcross(cr+1,cry)=max((min((kromozom(rulb(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry));
        else
kromozomcross(cr,cry)=max((min((kromozom(rulb(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry));
kromozomcross(cr+1,cry)=max((min((kromozom(rula(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry));
        end
    end
    kromozomcross(cr,8) = bilgin31_NE329S01B([kromozomcross(cr,1:7,:) ]);
% hata fonksiyonu degeri
    kromozomcross(cr+1,8) = bilgin31_NE329S01B([kromozomcross(cr+1,1:7,:) ]);
% hata fonksiyonu degeri
end
for mut=1:20
    carp1=fix(rand*(6))+1;
    carp2=fix(rand*(6))+1;
    kromozomyed(mut+60,:) =kromozom(rula(cry),:);
    kromozomyed(mut+60,carp1) =enaz(carp1)+(encok(carp1)-enaz(carp1))*rand;
    kromozomyed(mut+60,carp2) =enaz(carp2)+(encok(carp2)-enaz(carp2))*rand;
    kromozomyed(mut+60,8) = bilgin31_NE329S01B([kromozomyed(mut+60,1:7,:) ]);
    % hata fonksiyonu degeri
end
kromozomyed(1:20,:)=kromozom;
kromozomyed(21:60,:)=kromozomcross;
kromozomyed = sortrows(kromozomyed,8);
kromozom = kromozomyed(1:20,:);
min_deger(jenerasyon)=kromozom(1,8);

```

```

fprintf('Hata : %f %f \n', kromozom(1,8,:),jenerasyon);
kromozom = sortrows(kromozom,8);
ortalama(jenerasyon) = mean(kromozom(:,8));
min_deger(jenerasyon) = kromozom(1,8,:);
if not(minimum_deger == min_deger(jenerasyon))
    eski=0;
end
if minimum_deger == min_deger(jenerasyon)
fprintf('*****');
    for r1=3:19;
s=fix(rand*7)+1;
        %for r2=1:7
            kromozom(r1,s)=enaz(s)+(encok(s)-enaz(s))*rand;
        %end;
        kromozom(r1,8)=bilgin31_NE329S01B([kromozom(r1,1:7,:) ]);
    end
    eski = eski+1;
end;
if (minimum_deger == min_deger(jenerasyon)) & (eski>=3)
    for r1=3:19;
        for r2=1:7
            kromozom(r1,r2)=enaz(r2)+(encok(r2)-enaz(r2))*rand;
        end;
        kromozom(r1,8)=bilgin31_NE329S01B([kromozom(r1,1:7,:) ]);
    end
    %hata_bayragi = 0;
    eski=0;
    %break;
end;
    hata_bayragi = 1;
end; % jenerasyon dongusunun bitisi
end; % hata kontrol dongusunun bitisi
bilgin31_NE329S01B([kromozom(1,1:7)]);
frekans=[2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13];
subplot(2,2,1),plot(1:jenerasyon,abs(min_deger),'r-'),xlabel('jenerasyon'),ylabel('Hata
Degeri'),title('Genetic Algorithm Sonuclari'),

grid on;
subplot(2,2,2),plot(frekans,zt),xlabel('Frequency'),ylabel('Gain (Ratio)'),
grid on;
subplot(2,2,3),plot(frekans,ns),xlabel('Frequency'),ylabel('Noise (Ratio)'),
grid on;
subplot(2,2,4),plot(frekans,mr),xlabel('Frequency'),ylabel('MRin (Ratio)'),
grid on;
hold on;

fprintf('Uydurma Devreleinin Uzunluk ve Empedanslari \n');
fprintf('L = %3.20f \n', (kromozom(1,1,:)));
fprintf('Z1 = %3.20f \n', (kromozom(1,2,:)));
fprintf('Z2 = %3.20f \n', (kromozom(1,3,:)));
fprintf('Z3 = %3.20f \n', (kromozom(1,4,:)));
fprintf('Z4 = %3.20f \n', (kromozom(1,5,:)));

```

```
fprintf('Z5 = %3.20f\n', (kromozom(1,6,:)));  
fprintf('Z6 = %3.20f\n', (kromozom(1,7,:)));  
fprintf('jenerasyon = %f\n', jenerasyon);  
fprintf('hata = %3.20f\n',kromozom(1,8,:));
```



GENETIC_NE329S01

```

%      Bu program ilk olarak Murat SURUCU tarafından geliştirilmiş, Yavuz CENGİZ
%      tarafından ilerletilmiştir.
%      Bu program NE329S01 transistorlu kuvvetlendirici devresini 6 adet l ve 6 adet Z
%      degiskenine bagli olarak optimize eder.
%      Program decimal mod genetik algoritma programidir.
hata_bayragi = 0;
clc;
while hata_bayragi == 0,
    fprintf('tekrar uretim\n');
    clear;
    for r1=1:12
        enaz(r1)=0.5;
        if r1<=6
            encok(r1)=5;
        else
            encok(r1)=250;
        end
    end
    bs=28;
    eski=0;
    kromozom = zeros([20,13]);
    kromozomyed = zeros([60,13]);
    hata_bayragi=1;
    jenerasyon=0;
    rand('state',sum(100*clock));    %Randomizer baslatildi
    pdf = 1:20;
    pdf = pdf*0;
    for n= 1:20,
        pdf(n) = (21-n)/(10*21);
    end
    for n = 1:100,
        for r1=1:12
            kromozomi(n,r1) = enaz(r1)+(encok(r1)-enaz(r1))*rand;          % x
        end
        kromozomi(n,13) = tez_NE329S01C([kromozomi(n,1:12,:) ]); % hata fonksiyonu degeri
    end
    kromozomi = sortrows(kromozomi,13);
    kromozom=kromozomi(1:20,:);
    ortalama(1) = mean(kromozom(:,13));
    min_deger(1) = kromozom(1,13);
    for yyy=1:100
        fprintf('.');
        minimum_deger = kromozom(1,13,:);
        jenerasyon = jenerasyon+1;
        %rulet carki
        for os=1:20
            olasiliklar(os) = (((abs(kromozom(os,13))+0.0001)\sum(kromozom(:,13))));
        end;
    end;
end;

```



```

%rulet carki
for rca=1:20
    for rcaa=1:20
        rastgele(rcaa,2)=rand*olasiliklar(rcaa)*1000;
        rastgele(rcaa,1)=rcaa;
    end;
    rastgele=sortrows(rastgele,2);
    rula(rca)=rastgele(20,1);
end;
for rcb=1:20
    for rcbb=1:20
        rastgele(rcbb,2)=rand*olasiliklar(rcbb)*1000;
        rastgele(rcbb,1)=rcbb;
    end;
    rastgele=sortrows(rastgele,2);
    rulb(rcb)=rastgele(20,1);
end;
cri=0;

for cr=1:2:39
    cri=cri+1;
    carp=fix(rand*(12))+1;
    for cry=1:12
        if carp<cry
            kromozomcross(cr,cry)=max((min((kromozom(rula(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry));
            kromozomcross(cr+1,cry)=max((min((kromozom(rulb(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry));
        else
            kromozomcross(cr,cry)=max((min((kromozom(rulb(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry));
            kromozomcross(cr+1,cry)=max((min((kromozom(rula(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry));
        end
    end
    kromozomcross(cr,13) = tez_NE329S01C([kromozomcross(cr,1:12,:) ]);
    % hata fonksiyonu degeri
    kromozomcross(cr+1,13) = tez_NE329S01C([kromozomcross(cr+1,1:12,:) ]);
    % hata fonksiyonu degeri
end
for mut=1:20
    carp1=fix(rand*(6))+1;
    carp2=fix(rand*(6))+1;
    kromozomyed(mut+60,:)=kromozom(rula(cry),:);
    kromozomyed(mut+60,carp1) =enaz(carp1)+(encok(carp1)-enaz(carp1))*rand;
    kromozomyed(mut+60,carp2) =enaz(carp2)+(encok(carp2)-enaz(carp2))*rand;
    kromozomyed(mut+60,13) = tez_NE329S01C([kromozomyed(mut+60,1:12,:) ]); %
        hata fonksiyonu degeri
end
kromozomyed(1:20,:)=kromozom;
kromozomyed(21:60,:)=kromozomcross;
kromozomyed = sortrows(kromozomyed,13);
kromozom = kromozomyed(1:20,:);
min_deger(jenerasyon)=kromozom(1,13);
fprintf('Hata : %f %f \n', kromozom(1,13,:),jenerasyon);

```

```

kromozom = sortrows(kromozom,13);

ortalama(jenerasyon) = mean(kromozom(:,13));
min_deger(jenerasyon) = kromozom(1,13,:);
if not(minimum_deger == min_deger(jenerasyon))
    eski=0;
end
if minimum_deger == min_deger(jenerasyon)
fprintf('*****');
    for r1=3:19;
s=fix(rand*12)+1;
        %for r2=1:12
            kromozom(r1,s)=enaz(s)+(encok(s)-enaz(s))*rand;
        %end;
        kromozom(r1,13)=tez_NE329S01C([kromozom(r1,1:12,:) ]);
    end
    eski = eski+1;
end;
if (minimum_deger == min_deger(jenerasyon)) & (eski>=3)
    for r1=3:19;
        for r2=1:12
            kromozom(r1,r2)=enaz(r2)+(encok(r2)-enaz(r2))*rand;
        end;
        kromozom(r1,13)=tez_NE329S01C([kromozom(r1,1:12,:) ]);
    end
    %hata_bayragi = 0;
    eski=0;
    %break;
end;
    hata_bayragi = 1;
end; % jenerasyon dongusunun bitisi

end; % hata kontrol dongusunun bitisi

plot(1:jenerasyon,abs(ortalama),'g^')
hold on
plot(1:jenerasyon,abs(min_deger),'k-')
xlabel('Jenerasyon');
ylabel('Minimum Hata Degeri (yesil) , Populasyon Ortalamasi (siyah) MS');
title('Genetik Algoritmayla Optimizasyon sonuclari');
grid on;

fprintf('Optimizasyon Sonuclari \n');

fprintf('L1 = %3.20f\n', (kromozom(1,1,:)));
fprintf('L2 = %3.20f\n', (kromozom(1,2,:)));
fprintf('L3 = %3.20f\n', (kromozom(1,3,:)));
fprintf('L4 = %3.20f\n', (kromozom(1,4,:)));
fprintf('L5 = %3.20f\n', (kromozom(1,5,:)));
fprintf('L6 = %3.20f\n', (kromozom(1,6,:)));
fprintf('Z1 = %3.20f\n', (kromozom(1,7,:)));
fprintf('Z2 = %3.20f\n', (kromozom(1,8,:)));

```

```
fprintf('Z3 = %3.20f\n', (kromozom(1,9,:)));  
fprintf('Z4 = %3.20f\n', (kromozom(1,10,:)));  
fprintf('Z5 = %3.20f\n', (kromozom(1,11,:)));  
fprintf('Z6 = %3.20f\n', (kromozom(1,12,:)));  
fprintf('jenerasyon = %f\n', jenerasyon);  
fprintf('hata = %3.20f\n',kromozom(1,13,:));
```



GENETIC_IMC_CIS

```
%      Bu program ilk olarak Murat SURUCU tarafından geliştirilmiş, Yavuz CENGİZ
%      tarafından ilerletilmiştir.
%      Bu program "T" konfigürasyonundaki IMC_CIS devresini 3 adet l ve 3 adet Z
%      değişkenine bağlı olarak optimize eder.
%      Program decimal mod genetik algoritma programıdır.
hata_bayragi = 0;
clc;
while hata_bayragi == 0,
    fprintf('tekrar uretim\n');
    clear;
    for r1=1:6
        enaz(r1)=0.5;
        if r1<=3
            encok(r1)=5;
        else
            encok(r1)=250;
        end
    end
    bs=28;
    eski=0;
    kromozom = zeros([20,7]);
    kromozomyed = zeros([60,7]);
    hata_bayragi=1;
    jenerasyon=0;
    rand('state',sum(100*clock));    %Randomizer baslatildi
    pdf = 1:20;
    pdf = pdf*0;
    for n= 1:20,
        pdf(n) = (21-n)/(10*21);
    end
    for n = 1:100,
        for r1=1:6
            kromozomi(n,r1) = enaz(r1)+(encok(r1)-enaz(r1))*rand;    % x
        end
        kromozomi(n,7) = imc_cis([kromozomi(n,1:6,:) ]); % hata fonksiyonu degeri
    end
    kromozomi = sortrows(kromozomi,7);
    kromozom=kromozomi(1:20,:);
    ortalama(1) = mean(kromozom(:,7));
    min_deger(1) = kromozom(1,7);
    for yyy=1:100
        disp('iterasyon');
        disp(yyy);
        fprintf('.');
        minimum_deger = kromozom(1,7,:);
        jenerasyon = jenerasyon+1;
        %rulet carki
        for os=1:20
```

```

    olasiliklar(os) = (((abs(kromozom(os,7))+0.0001)\sum(kromozom(:,7))));
end;
%rulet carki
for rca=1:20
    for rcaa=1:20
        rastgele(rcaa,2)=rand*olasiliklar(rcaa)*1000;
        rastgele(rcaa,1)=rcaa;
    end;
    rastgele=sortrows(rastgele,2);
    rula(rca)=rastgele(20,1);
end;
for rcb=1:20
    for rcbb=1:20
        rastgele(rcbb,2)=rand*olasiliklar(rcbb)*1000;
        rastgele(rcbb,1)=rcbb;
    end;
    rastgele=sortrows(rastgele,2);
    rulb(rcb)=rastgele(20,1);
end;
cri=0;
for cr=1:2:39
    cri=cri+1;
    carp=fix(rand*(6))+1;
    for cry=1:6
        if carp<cry
            kromozomcross(cr,cry)=max((min((kromozom(rula(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry)));
            kromozomcross(cr+1,cry)=max((min((kromozom(rulb(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry)));
        else
            kromozomcross(cr,cry)=max((min((kromozom(rulb(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry)));
            kromozomcross(cr+1,cry)=max((min((kromozom(rula(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry)));
        end
    end
    kromozomcross(cr,7) = imc_cis([kromozomcross(cr,1:6,:) ]); % hata fonksiyonu degeri
    kromozomcross(cr+1,7) = imc_cis([kromozomcross(cr+1,1:6,:) ]); % hata fonksiyonu degeri
end
for mut=1:20
    carp1=fix(rand*(6))+1;
    carp2=fix(rand*(6))+1;
    kromozomyed(mut+60,:) =kromozom(rula(cry),:);
    kromozomyed(mut+60,carp1) =enaz(carp1)+(encok(carp1)-enaz(carp1))*rand;
    kromozomyed(mut+60,carp2) =enaz(carp2)+(encok(carp2)-enaz(carp2))*rand;
    kromozomyed(mut+60,7) = imc_cis([kromozomyed(mut+60,1:6,:) ]); % hata fonksiyonu
    degeri
end
kromozomyed(1:20,:)=kromozom;
kromozomyed(21:60,:)=kromozomcross;
kromozomyed = sortrows(kromozomyed,7);
kromozom = kromozomyed(1:20,:);
min_deger(jenerasyon)=kromozom(1,7);
fprintf('Hata : %f %f \n', kromozom(1,7,:),jenerasyon);
kromozom = sortrows(kromozom,7);

```

```

ortalama(jenerasyon) = mean(kromozom(:,7));
min_deger(jenerasyon) = kromozom(1,7,:);
if not(minimum_deger == min_deger(jenerasyon))
    eski=0;
end
if minimum_deger == min_deger(jenerasyon)
fprintf('*****');
    for r1=3:19;
s=fix(rand*6)+1;
        %for r2=1:6
            kromozom(r1,s)=enaz(s)+(encok(s)-enaz(s))*rand;
        %end;
        kromozom(r1,7)=imc_cis([kromozom(r1,1:6,:) ]);
    end
    eski = eski+1;
end;
if (minimum_deger == min_deger(jenerasyon)) & (eski>=3)
    for r1=3:19;
        for r2=1:6
            kromozom(r1,r2)=enaz(r2)+(encok(r2)-enaz(r2))*rand;
        end;
        kromozom(r1,7)=imc_cis([kromozom(r1,1:6,:) ]);
    end
    %hata_bayragi = 0;
    eski=0;
    %break;
end;
    hata_bayragi = 1;
end; % jenerasyon dongusunun bitisi
end; % hata kontrol dongusunun bitisi
imc_cis([kromozom(1,1:6)]);
plot(1:jenerasyon,abs(ortalama),'g^')
hold on
plot(1:jenerasyon,abs(min_deger),'k-')
xlabel('Jenerasyon');
ylabel('Minimum Hata Degeri (yesil) , Populasyon Ortalamasi (siyah) MS');
title('Genetik Algoritmayla Optimizasyon sonuclari');
grid on;
fprintf('Optimizasyon Sonuclari \n');
fprintf('L1 = %3.20f \n', (kromozom(1,1,:)));
fprintf('L2 = %3.20f \n', (kromozom(1,2,:)));
fprintf('L3 = %3.20f \n', (kromozom(1,3,:)));
fprintf('Z1 = %3.20f \n', (kromozom(1,4,:)));
fprintf('Z2 = %3.20f \n', (kromozom(1,5,:)));
fprintf('Z3 = %3.20f \n', (kromozom(1,6,:)));

fprintf('jenerasyon = %f \n', jenerasyon);
fprintf('hata = %3.20f \n',kromozom(1,7,:));

```

GENETIC_IMC_CISilk2

```

%      Bu program ilk olarak Murat SURUCU tarafından geliştirilmiş, Yavuz CENGİZ
%      tarafından iletilemiştir.
%      Bu program "L" konfigürasyonundaki IMC_CIS devresini 2 adet 1 ve 2 adet Z
%      değişkenine bağlı olarak optimize eder.
%      Program decimal mod genetik algoritma programıdır.
hata_bayragi = 0;
clc;
while hata_bayragi == 0,
    fprintf('tekrar üretim\n');
    clear;

    for r1=1:4
        enaz(r1)=0.5;
        if r1<=2
            encok(r1)=15;
        else
            encok(r1)=250;
        end
    end
    bs=28;
    eski=0;
    kromozom = zeros([20,5]);
    kromozomyed = zeros([60,5]);
    hata_bayragi=1;
    jenerasyon=0;
    rand('state',sum(100*clock));    %Randomizer baslatildi
    pdf = 1:20;
    pdf = pdf*0;
    for n= 1:20,
        pdf(n) = (21-n)/(10*21);
    end
    for n = 1:100,
        for r1=1:4
            kromozomi(n,r1) = enaz(r1)+(encok(r1)-enaz(r1))*rand;          % x
        end
        kromozomi(n,5) = imc_cisilk22([kromozomi(n,1:4,:) ]); % hata fonksiyonu degeri
    end

    kromozomi = sortrows(kromozomi,5);
    kromozom=kromozomi(1:20,:);

    ortalama(1) = mean(kromozom(:,5));
    min_deger(1) = kromozom(1,5);

    for yyy=1:2
        disp('iterasyon');
        disp(yyy);
        fprintf('.');
        minimum_deger = kromozom(1,5,:);

```



```

jenerasyon = jenerasyon+1;
%rulet carki
for os=1:20
    olasiliklar(os) = (((abs(kromozom(os,5))+0.0001)\sum(kromozom(:,5))));
end;
%rulet carki
for rca=1:20
    for rcaa=1:20
        rastgele(rcaa,2)=rand*olasiliklar(rcaa)*1000;
        rastgele(rcaa,1)=rcaa;
    end;
    rastgele=sortrows(rastgele,2);
    rula(rca)=rastgele(20,1);
end;
for rcb=1:20
    for rcbb=1:20
        rastgele(rcbb,2)=rand*olasiliklar(rcbb)*1000;
        rastgele(rcbb,1)=rcbb;
    end;
    rastgele=sortrows(rastgele,2);
    rulb(rcb)=rastgele(20,1);
end;
cri=0;
for cr=1:2:39
    cri=cri+1;
    carp=fix(rand*(4))+1;
    for cry=1:4
        if carp<cry
            kromozomcross(cr,cry)=max((min((kromozom(rula(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry)));
            kromozomcross(cr+1,cry)=max((min((kromozom(rulb(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry)));
        else
            kromozomcross(cr,cry)=max((min((kromozom(rulb(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry)));
            kromozomcross(cr+1,cry)=max((min((kromozom(rula(cri),cry)),encok(cry))),enaz(cry)));
        end
    end
    kromozomcross(cr,5) = imc_cisilk22([kromozomcross(cr,1:4,:) ]);
    %hata fonksiyonu degeri
    kromozomcross(cr+1,5) = imc_cisilk22([kromozomcross(cr+1,1:4,:) ]);
    % hata fonksiyonu degeri
end
for mut=1:20
    carp1=fix(rand*(4))+1;
    carp2=fix(rand*(4))+1;
    kromozomyed(mut+60,:) =kromozom(rula(cry),:);
    kromozomyed(mut+60,carp1) =enaz(carp1)+(encok(carp1)-enaz(carp1))*rand;
    kromozomyed(mut+60,carp2) =enaz(carp2)+(encok(carp2)-enaz(carp2))*rand;
    kromozomyed(mut+60,5) = imc_cisilk22([kromozomyed(mut+60,1:4,:) ]); % hata fonksiyonu

```

```

    degeri
end
kromozomyed(1:20,:)=kromozom;
kromozomyed(21:60,:)=kromozomcross;
kromozomyed = sortrows(kromozomyed,5);
kromozom = kromozomyed(1:20,:);
min_deger(jenerasyon)=kromozom(1,5);
fprintf('Hata : %f %f \n', kromozom(1,5,:),jenerasyon);

kromozom = sortrows(kromozom,5);

ortalama(jenerasyon) = mean(kromozom(:,5));
min_deger(jenerasyon) = kromozom(1,5,:);
if not(minimum_deger == min_deger(jenerasyon))
    eski=0;
end
if minimum_deger == min_deger(jenerasyon)
fprintf('*****');
    for r1=3:19;
s=fix(rand*4)+1;
        %for r2=1:4
            kromozom(r1,s)=enaz(s)+(encok(s)-enaz(s))*rand;
            %end;
            kromozom(r1,5)=imc_cisilk22([kromozom(r1,1:4,:) ]);
        end
        eski = eski+1;
    end;
    if (minimum_deger == min_deger(jenerasyon)) & (eski>=3)
        for r1=3:19;
            for r2=1:4
                kromozom(r1,r2)=enaz(r2)+(encok(r2)-enaz(r2))*rand;
            end;
            kromozom(r1,5)=imc_cisilk22([kromozom(r1,1:4,:) ]);
        end
    end

%hata_bayragi = 0;
eski=0;
%break;
end;

    hata_bayragi = 1;

end; % jenerasyon dongusunun bitisi

end; % hata kontrol dongusunun bitisi
imc_cisilk22([kromozom(1,1:4)]);

frekans=[1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12];
plot(1:jenerasyon,abs(ortalama),'g^')
hold on
plot(1:jenerasyon,abs(min_deger),'k-')

```

```
ylabel('Minimum Hata Degeri (yesil) , Populasyon Ortalamasi (siyah) MS');  
title('Genetik Algoritmayla Optimizasyon sonuclari');  
grid on;
```

```
fprintf('Optimizasyon Sonuclari \n');
```

```
fprintf('L2 = %3.20f \n', (kromozom(1,1,:)));  
fprintf('L3 = %3.20f \n', (kromozom(1,2,:)));  
fprintf('Z2 = %3.20f \n', (kromozom(1,3,:)));  
fprintf('Z3 = %3.20f \n', (kromozom(1,4,:)));
```

```
fprintf('jenerasyon = %f \n', jenerasyon);  
fprintf('hata = %3.20f \n', kromozom(1,5,:));
```

Ek 3 **Aktif Eleman Bulanık Mantık Modelleme Programı**

```
[System]
Name='atf-2118'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=2
NumOutputs=12
NumRules=33
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='mom'
```

```
[Input1]
Name='IDS'
Range=[10 20]
NumMFs=3
MF1='mf1':trimf,[5 10 15]
MF2='mf2':trimf,[10 15 20]
MF3='mf3':trimf,[15 20 25]
```

```
[Input2]
Name='Frequency'
Range=[0.5 8]
NumMFs=11
MF1='mf1':trimf,[-0.4375 0.5 1.5]
MF2='mf2':trimf,[0.5 1.5 2.5]
MF3='mf3':trimf,[1.5 2.5 3]
MF4='mf4':trimf,[2.5 3 3.5]
MF5='mf5':trimf,[3 3.5 4]
MF6='mf6':trimf,[3.5 4 4.5]
MF7='mf9':trimf,[4 4.5 5]
MF8='mf10':trimf,[4.5 5 6]
MF9='mf11':trimf,[5 6 7]
MF10='mf7':trimf,[6 7 8]
MF11='mf8':trimf,[7 8 9]
```

```
[Output1]
Name='S11_MAG'
Range=[0.633 0.961]
NumMFs=31
MF1='mf1':trimf,[0.4 0.633 0.636]
MF2='mf2':trimf,[0.633 0.636 0.638]
MF3='mf3':trimf,[0.636 0.638 0.642]
MF4='mf4':trimf,[0.638 0.642 0.643]
MF5='mf5':trimf,[0.642 0.643 0.646]
MF6='mf6':trimf,[0.643 0.646 0.658]
```

```

MF7='mf7':trimf,[0.646 0.658 0.659]
MF8='mf8':trimf,[0.658 0.659 0.66]
MF9='mf9':trimf,[0.659 0.66 0.662]
MF10='mf10':trimf,[0.66 0.662 0.663]
MF11='mf11':trimf,[0.662 0.663 0.675]
MF12='mf12':trimf,[0.663 0.675 0.694]
MF13='mf13':trimf,[0.675 0.694 0.704]
MF14='mf14':trimf,[0.694 0.704 0.707]
MF15='mf15':trimf,[0.704 0.707 0.712]
MF16='mf16':trimf,[0.707 0.712 0.717]
MF17='mf17':trimf,[0.712 0.717 0.721]
MF18='mf18':trimf,[0.717 0.721 0.743]
MF19='mf19':trimf,[0.721 0.743 0.758]
MF20='mf20':trimf,[0.743 0.758 0.762]
MF21='mf21':trimf,[0.758 0.762 0.767]
MF22='mf22':trimf,[0.762 0.767 0.801]
MF23='mf23':trimf,[0.767 0.801 0.803]
MF24='mf24':trimf,[0.801 0.803 0.807]
MF25='mf25':trimf,[0.803 0.807 0.819]
MF26='mf26':trimf,[0.807 0.819 0.833]
MF27='mf27':trimf,[0.819 0.833 0.851]
MF28='mf28':trimf,[0.833 0.851 0.955]
MF29='mf29':trimf,[0.851 0.955 0.957]
MF30='mf30':trimf,[0.955 0.957 0.961]
MF31='mf31':trimf,[0.957 0.961 0.98]

```

[Output2]

Name='S11_ANGLE'

Range=[-170 180]

NumMFs=33

```

MF1='mf1':trimf,[-175 -170 -165]
MF2='mf2':trimf,[-170 -165 -160]
MF3='mf3':trimf,[-165 -160 -149]
MF4='mf4':trimf,[-160 -149 -145]
MF5='mf5':trimf,[-149 -145 -139]
MF6='mf6':trimf,[-145 -139 -127]
MF7='mf7':trimf,[-139 -127 -123]
MF8='mf8':trimf,[-127 -123 -122]
MF9='mf9':trimf,[-123 -118 -80]
MF10='mf10':trimf,[-118 -80 -79]
MF11='mf11':trimf,[-80 -77 -73]
MF12='mf12':trimf,[-180 -73 -50]
MF13='mf13':trimf,[-73 -29 -17]
MF14='mf14':trimf,[-29 -27 -25]
MF15='mf15':trimf,[-27 -25 84]
MF16='mf16':trimf,[-25 74 75]
MF17='mf17':trimf,[74 75 77]
MF18='mf18':trimf,[75 77 91]
MF19='mf19':trimf,[77 91 92]
MF20='mf20':trimf,[91 92 95]
MF21='mf21':trimf,[92 95 110]

```

```

MF22='mf22':trimf,[95 110 112]
MF23='mf23':trimf,[110 112 115]
MF24='mf24':trimf,[112 115 136]
MF25='mf25':trimf,[115 136 139]
MF26='mf26':trimf,[136 139 143]
MF27='mf27':trimf,[139 143 153]
MF28='mf28':trimf,[143 153 156]
MF29='mf29':trimf,[153 156 161]
MF30='mf30':trimf,[156 161 171]
MF31='mf31':trimf,[161 171 175]
MF32='mf32':trimf,[171 175 180]
MF33='mf33':trimf,[175 180 190]

```

[Output3]

Name='S21_MAG'

Range=[0.842 4.698]

NumMFs=33

```

MF1='mf1':trimf,[0.8 0.842 0.908]
MF2='mf2':trimf,[0.842 0.908 0.94]
MF3='mf3':trimf,[0.908 0.94 1.038]
MF4='mf4':trimf,[0.94 1.038 1.1]
MF5='mf5':trimf,[1.038 1.114 1.151]
MF6='mf6':trimf,[1.114 1.151 1.186]
MF7='mf7':trimf,[1.151 1.286 1.38]
MF8='mf8':trimf,[1.286 1.38 1.425]
MF9='mf9':trimf,[1.38 1.425 1.493]
MF10='mf10':trimf,[1.425 1.606 1.73]
MF11='mf11':trimf,[1.606 1.73 1.789]
MF12='mf12':trimf,[1.73 1.789 1.793]
MF13='mf13':trimf,[1.789 1.793 1.936]
MF14='mf14':trimf,[1.793 1.936 1.989]
MF15='mf15':trimf,[1.936 1.989 2.012]
MF16='mf16':trimf,[1.989 2.012 2.164]
MF17='mf17':trimf,[2.012 2.164 2.201]
MF18='mf18':trimf,[2.164 2.201 2.257]
MF19='mf19':trimf,[2.201 2.257 2.413]
MF20='mf20':trimf,[2.257 2.413 2.429]
MF21='mf21':trimf,[2.413 2.429 2.532]
MF22='mf22':trimf,[2.429 2.532 2.671]
MF23='mf23':trimf,[2.532 2.671 2.689]
MF24='mf24':trimf,[2.671 2.689 2.84]
MF25='mf25':trimf,[2.689 2.84 2.992]
MF26='mf26':trimf,[2.84 2.992 3.449]
MF27='mf27':trimf,[2.992 3.149 3.186]
MF28='mf28':trimf,[3.149 3.186 3.599]
MF29='mf29':trimf,[3.186 3.599 3.627]
MF30='mf30':trimf,[3.199 3.627 3.838]
MF31='mf31':trimf,[3.627 3.938 3.948]
MF32='mf32':trimf,[3.938 4.248 4.698]
MF33='mf33':trimf,[3.848 4.698 4.712]

```

[Output4]

Name='S21_ANGLE'

Range=[-51 157]

NumMFs=27

MF1='mf1':trimf,[-60 -51 -49]

MF2='mf2':trimf,[-81 -49 -47]

MF3='mf3':trimf,[-69 -47 -33]

MF4='mf4':trimf,[-35 -33 -31]

MF5='mf5':trimf,[-36 -31 -29]

MF6='mf6':trimf,[-48 -29 -12]

MF7='mf7':trimf,[-29 -12 -11]

MF8='mf8':trimf,[-25 -11 -10]

MF9='mf9':trimf,[-11 -10 11]

MF10='mf10':trimf,[-10 11 19]

MF11='mf11':trimf,[11 12 22]

MF12='mf12':trimf,[12 24 37]

MF13='mf13':trimf,[24 37 50]

MF14='mf14':trimf,[37 50 51]

MF15='mf15':trimf,[50 51 52]

MF16='mf16':trimf,[51 52 65]

MF17='mf17':trimf,[52 65 66]

MF18='mf18':trimf,[65 66 67]

MF19='mf19':trimf,[66 67 80]

MF20='mf20':trimf,[67 80 82]

MF21='mf21':trimf,[75 82 83]

MF22='mf22':trimf,[12 83 115]

MF23='mf23':trimf,[83 115 116]

MF24='mf24':trimf,[105 116 118]

MF25='mf25':trimf,[116 118 196]

MF26='mf26':trimf,[118 156 167]

MF27='mf27':trimf,[156 157 160]

[Output5]

Name='S12_MAG'

Range=[0.046 0.193]

NumMFs=27

MF1='mf1':trimf,[0.04 0.046 0.048]

MF2='mf2':trimf,[0.046 0.048 0.050]

MF3='mf3':trimf,[0.048 0.051 0.114]

MF4='mf4':trimf,[0.001 0.114 0.12]

MF5='mf5':trimf,[0.119 0.12 0.125]

MF6='mf6':trimf,[0.120 0.131 0.168]

MF7='mf7':trimf,[0.131 0.152 0.217]

MF8='mf8':trimf,[0.152 0.157 0.171]

MF9='mf9':trimf,[0.157 0.161 0.170]

MF10='mf10':trimf,[0.161 0.162 0.163]

MF11='mf11':trimf,[0.162 0.163 0.166]

MF12='mf12':trimf,[0.163 0.166 0.168]

MF13='mf13':trimf,[0.166 0.168 0.17]

MF14='mf14':trimf,[0.168 0.17 0.171]

MF15='mf15':trimf,[0.17 0.171 0.172]


```

MF16='mf16':trimf,[0.171 0.172 0.173]
MF17='mf17':trimf,[0.172 0.173 0.174]
MF18='mf18':trimf,[0.173 0.174 0.175]
MF19='mf19':trimf,[0.174 0.175 0.176]
MF20='mf20':trimf,[0.175 0.176 0.177]
MF21='mf21':trimf,[0.160 0.177 0.205]
MF22='mf22':trimf,[0.177 0.178 0.18]
MF23='mf23':trimf,[0.178 0.18 0.185]
MF24='mf24':trimf,[0.18 0.185 0.188]
MF25='mf25':trimf,[0.185 0.188 0.191]
MF26='mf26':trimf,[0.188 0.191 0.193]
MF27='mf27':trimf,[0.191 0.193 0.199]

```

[Output6]

Name='S12_ANGLE'

Range=[-47 71]

NumMFs=26

```

MF1='mf1':trimf,[-50 -47 -44]
MF2='mf2':trimf,[-47 -44 -41]
MF3='mf3':trimf,[-44 -41 -36]
MF4='mf4':trimf,[-41 -36 -34]
MF5='mf5':trimf,[-40 -34 -33]
MF6='mf6':trimf,[-34 -33 -27]
MF7='mf7':trimf,[-33 -27 -24]
MF8='mf8':trimf,[-27 -24 -17]
MF9='mf9':trimf,[-24 -17 -13]
MF10='mf10':trimf,[-17 -13 -11]
MF11='mf11':trimf,[-13 -11 -9]
MF12='mf12':trimf,[-11 -9 -7]
MF13='mf13':trimf,[-9 -7 -4]
MF14='mf14':trimf,[-7 -4 -1]
MF15='mf15':trimf,[-4 -1 3]
MF16='mf16':trimf,[-1 3 6]
MF17='mf17':trimf,[3 6 9]
MF18='mf18':trimf,[6 9 12]
MF19='mf19':trimf,[9 12 14]
MF20='mf20':trimf,[12 14 19]
MF21='mf21':trimf,[14 19 22]
MF22='mf22':trimf,[19 22 23]
MF23='mf23':trimf,[22 23 63]
MF24='mf24':trimf,[35 43 44]
MF25='mf25':trimf,[43 44 45]
MF26='mf26':trimf,[14 71 80]

```

[Output7]

Name='S22_MAG'

Range=[0.233 0.611]

NumMFs=33

```

MF1='mf1':trimf,[0.19 0.233 0.24]
MF2='mf2':trimf,[0.233 0.24 0.242]
MF3='mf3':trimf,[0.24 0.242 0.247]

```

```

MF4='mf4':trimf,[0.242 0.247 0.251]
MF5='mf5':trimf,[0.247 0.251 0.261]
MF6='mf6':trimf,[0.251 0.261 0.266]
MF7='mf7':trimf,[0.261 0.266 0.27]
MF8='mf8':trimf,[0.266 0.27 0.272]
MF9='mf9':trimf,[0.27 0.272 0.277]
MF10='mf10':trimf,[0.272 0.277 0.29]
MF11='mf11':trimf,[0.277 0.29 0.291]
MF12='mf12':trimf,[0.28 0.291 0.292]
MF13='mf13':trimf,[0.291 0.292 0.303]
MF14='mf14':trimf,[0.292 0.303 0.304]
MF15='mf15':trimf,[0.303 0.304 0.324]
MF16='mf16':trimf,[0.304 0.324 0.334]
MF17='mf17':trimf,[0.324 0.334 0.339]
MF18='mf18':trimf,[0.254 0.339 0.349]
MF19='mf19':trimf,[0.339 0.349 0.367]
MF20='mf20':trimf,[0.349 0.367 0.376]
MF21='mf21':trimf,[0.367 0.376 0.38]
MF22='mf22':trimf,[0.376 0.38 0.397]
MF23='mf23':trimf,[0.38 0.397 0.446]
MF24='mf24':trimf,[0.397 0.446 0.453]
MF25='mf25':trimf,[0.446 0.453 0.466]
MF26='mf26':trimf,[0.453 0.466 0.482]
MF27='mf27':trimf,[0.466 0.482 0.526]
MF28='mf28':trimf,[0.482 0.526 0.537]
MF29='mf29':trimf,[0.526 0.537 0.55]
MF30='mf30':trimf,[0.537 0.55 0.595]
MF31='mf31':trimf,[0.55 0.595 0.601]
MF32='mf32':trimf,[0.595 0.601 0.611]
MF33='mf33':trimf,[0.601 0.611 0.62]

```

[Output8]

Name='S22_ANGLE'

Range=[-169 177]

NumMFs=29

```

MF1='mf1':trimf,[-175 -169 -158]
MF2='mf2':trimf,[-169 -158 -143]
MF3='mf3':trimf,[-158 -143 -132]
MF4='mf4':trimf,[-143 -132 -118]
MF5='mf5':trimf,[-150 -118 -91]
MF6='mf6':trimf,[-118 -91 -82]
MF7='mf7':trimf,[-91 -82 -73]
MF8='mf8':trimf,[-82 -73 -32]
MF9='mf9':trimf,[-73 -32 -28]
MF10='mf10':trimf,[-42 -28 -25]
MF11='mf11':trimf,[-28 -25 0]
MF12='mf12':trimf,[-25 72 74]
MF13='mf13':trimf,[72 74 78]
MF14='mf14':trimf,[74 78 87]
MF15='mf15':trimf,[78 87 179]
MF16='mf16':trimf,[87 89 94]

```

```

MF17='mf17':trimf,[89 94 103]
MF18='mf18':trimf,[94 103 106]
MF19='mf19':trimf,[103 106 111]
MF20='mf20':trimf,[106 111 121]
MF21='mf21':trimf,[111 121 125]
MF22='mf22':trimf,[121 125 133]
MF23='mf23':trimf,[125 133 139]
MF24='mf24':trimf,[133 139 148]
MF25='mf25':trimf,[139 148 156]
MF26='mf26':trimf,[148 156 167]
MF27='mf27':trimf,[156 167 168]
MF28='mf28':trimf,[167 168 177]
MF29='mf29':trimf,[168 177 200]

```

[Output9]

Name='Fmin_dB'

Range=[0.33 0.97]

NumMFs=29

```

MF1='mf1':trimf,[0.2 0.33 0.35]
MF2='mf2':trimf,[0.33 0.35 0.37]
MF3='mf3':trimf,[0.35 0.37 0.41]
MF4='mf4':trimf,[0.37 0.41 0.43]
MF5='mf5':trimf,[0.41 0.43 0.45]
MF6='mf6':trimf,[0.43 0.45 0.48]
MF7='mf7':trimf,[0.45 0.48 0.50]
MF8='mf8':trimf,[0.48 0.50 0.52]
MF9='mf9':trimf,[0.50 0.52 0.53]
MF10='mf10':trimf,[0.50 0.53 0.54]
MF11='mf11':trimf,[0.53 0.54 0.56]
MF12='mf12':trimf,[0.54 0.56 0.57]
MF13='mf13':trimf,[0.56 0.57 0.59]
MF14='mf14':trimf,[0.57 0.59 0.61]
MF15='mf15':trimf,[0.59 0.61 0.63]
MF16='mf16':trimf,[0.61 0.63 0.64]
MF17='mf17':trimf,[0.63 0.64 0.65]
MF18='mf18':trimf,[0.64 0.65 0.67]
MF19='mf19':trimf,[0.65 0.67 0.68]
MF20='mf20':trimf,[0.63 0.68 0.69]
MF21='mf21':trimf,[0.68 0.69 0.73]
MF22='mf22':trimf,[0.69 0.73 0.78]
MF23='mf23':trimf,[0.65 0.74 0.75]
MF24='mf24':trimf,[0.74 0.75 0.81]
MF25='mf25':trimf,[0.70 0.81 0.95]
MF26='mf26':trimf,[0.81 0.83 0.89]
MF27='mf27':trimf,[0.85 0.89 1.11]
MF28='mf28':trimf,[0.89 0.90 0.97]
MF29='mf29':trimf,[0.96 0.97 1.12]

```

[Output10]

Name='Roopt_M'

Range=[0.59 0.95]

NumMFs=25

MF1='mf1':trimf,[0.55 0.59 0.60]
 MF2='mf2':trimf,[0.59 0.60 0.605]
 MF3='mf3':trimf,[0.60 0.605 0.612]
 MF4='mf4':trimf,[0.605 0.612 0.614]
 MF5='mf5':trimf,[0.612 0.614 0.62]
 MF6='mf6':trimf,[0.614 0.62 0.635]
 MF7='mf7':trimf,[0.62 0.635 0.64]
 MF8='mf8':trimf,[0.635 0.64 0.65]
 MF9='mf9':trimf,[0.64 0.65 0.66]
 MF10='mf10':trimf,[0.65 0.66 0.67]
 MF11='mf11':trimf,[0.66 0.67 0.68]
 MF12='mf12':trimf,[0.67 0.68 0.696]
 MF13='mf13':trimf,[0.693 0.696 0.70]
 MF14='mf14':trimf,[0.696 0.70 0.71]
 MF15='mf15':trimf,[0.70 0.71 0.73]
 MF16='mf16':trimf,[0.71 0.73 0.74]
 MF17='mf17':trimf,[0.63 0.74 0.77]
 MF18='mf18':trimf,[0.74 0.77 0.782]
 MF19='mf19':trimf,[0.65 0.782 0.80]
 MF20='mf20':trimf,[0.76 0.81 0.82]
 MF21='mf21':trimf,[0.81 0.82 0.83]
 MF22='mf22':trimf,[0.82 0.83 0.84]
 MF23='mf23':trimf,[0.83 0.84 0.96]
 MF24='mf24':trimf,[0.80 0.86 0.90]
 MF25='mf25':trimf,[0.86 0.95 1.1]

[Output11]

Name='Roopt__A'

Range=[-175 168]

NumMFs=32

MF1='mf1':trimf,[-190 -175 -172]
 MF2='mf2':trimf,[-175 -172 -170]
 MF3='mf3':trimf,[-180 -170 -139]
 MF4='mf4':trimf,[-170 -139 -136]
 MF5='mf5':trimf,[-139 -136 -134]
 MF6='mf6':trimf,[-136 -134 -111]
 MF7='mf7':trimf,[-134 -111 -89]
 MF8='mf8':trimf,[-111 -109 -107]
 MF9='mf9':trimf,[-179 -107 -88]
 MF10='mf10':trimf,[-107 -88 -75]
 MF11='mf11':trimf,[-88 -86 -84]
 MF12='mf12':trimf,[-106 -84 11]
 MF13='mf13':trimf,[-84 11 13]
 MF14='mf14':trimf,[11 13 62]
 MF15='mf15':trimf,[13 42 105]
 MF16='mf16':trimf,[42 45 46]
 MF17='mf17':trimf,[40 46 60]
 MF18='mf18':trimf,[46 79 102]
 MF19='mf19':trimf,[79 82 83]
 MF20='mf20':trimf,[82 83 100]

```
MF21='mf21':trimf,[83 100 102]
MF22='mf22':trimf,[100 102 103]
MF23='mf23':trimf,[102 103 120]
MF24='mf24':trimf,[103 120 121]
MF25='mf25':trimf,[120 121 123]
MF26='mf26':trimf,[121 123 142]
MF27='mf27':trimf,[123 142 143]
MF28='mf28':trimf,[142 143 146]
MF29='mf29':trimf,[143 146 162]
MF30='mf30':trimf,[146 162 165]
MF31='mf31':trimf,[162 165 168]
MF32='mf32':trimf,[165 168 175]
```

[Output12]

Name='Rn/50'

Range=[0.021 1.738]

NumMFs=32

```
MF1='mf1':trimf,[0.002 0.021 0.222]
MF2='mf2':trimf,[0.021 0.022 0.023]
MF3='mf3':trimf,[0.018 0.023 0.028]
MF4='mf4':trimf,[0.019 0.024 0.029]
MF5='mf5':trimf,[0.02 0.025 0.028]
MF6='mf6':trimf,[0.025 0.028 0.042]
MF7='mf7':trimf,[0.028 0.042 0.047]
MF8='mf8':trimf,[0.038 0.047 0.057]
MF9='mf9':trimf,[0.047 0.057 0.079]
MF10='mf10':trimf,[0.057 0.079 0.088]
MF11='mf11':trimf,[0.079 0.088 0.089]
MF12='mf12':trimf,[0.088 0.089 0.095]
MF13='mf13':trimf,[0.089 0.095 0.199]
MF14='mf14':trimf,[0.095 0.111 0.124]
MF15='mf15':trimf,[0.111 0.124 0.138]
MF16='mf16':trimf,[0.124 0.138 0.179]
MF17='mf17':trimf,[0.138 0.179 0.191]
MF18='mf18':trimf,[0.010 0.191 0.309]
MF19='mf19':trimf,[0.191 0.209 0.265]
MF20='mf20':trimf,[0.109 0.265 0.289]
MF21='mf21':trimf,[0.265 0.289 0.301]
MF22='mf22':trimf,[0.289 0.301 0.362]
MF23='mf23':trimf,[0.301 0.362 0.42]
MF24='mf24':trimf,[0.362 0.42 0.423]
MF25='mf25':trimf,[0.42 0.423 0.553]
MF26='mf26':trimf,[0.423 0.553 0.654]
MF27='mf27':trimf,[0.453 0.654 0.705]
MF28='mf28':trimf,[0.654 0.715 0.873]
MF29='mf29':trimf,[0.815 0.873 0.913]
MF30='mf30':trimf,[0.003 1.543 1.613]
MF31='mf31':trimf,[1.603 1.633 1.637]
MF32='mf32':trimf,[1.633 1.738 1.822]
```

[Rules]

1 1, 31 15 29 27 3 26 21 11 3 25 13 32 (1) : 1
 1 2, 28 12 27 25 6 24 18 8 6 23 15 26 (1) : 1
 1 3, 19 9 23 22 21 21 12 5 10 17 18 20 (1) : 1
 1 4, 13 6 21 19 25 18 9 3 13 15 21 17 (1) : 1
 1 5, 8 3 18 16 27 15 8 1 15 12 24 14 (1) : 1
 1 6, 5 33 15 13 27 12 11 27 18 10 27 9 (1) : 1
 1 7, 5 30 12 12 26 9 16 25 21 8 30 6 (1) : 1
 1 8, 7 27 10 10 24 8 20 23 22 9 1 1 (1) : 1
 1 9, 15 24 7 7 16 5 25 20 25 16 4 13 (1) : 1
 1 10, 20 21 4 4 10 3 28 17 27 20 7 23 (1) : 1
 1 11, 23 18 1 1 8 1 31 14 29 24 10 29 (1) : 1
 2 1, 30 14 32 26 2 26 14 10 2 25 14 31 (1) : 1
 2 2, 27 11 30 24 5 25 10 7 5 20 16 24 (1) : 1
 2 3, 18 8 26 21 9 22 5 4 8 15 19 19 (1) : 1
 2 4, 12 5 24 18 15 19 4 2 11 11 22 16 (1) : 1
 2 5, 6 2 20 15 21 16 6 29 13 7 26 12 (1) : 1
 2 6, 2 32 17 13 23 14 13 26 15 5 28 8 (1) : 1
 2 7, 4 29 14 12 23 11 17 24 17 3 31 1 (1) : 1
 2 8, 9 26 11 10 22 9 22 22 20 4 2 1 (1) : 1
 2 9, 16 23 8 8 17 7 26 19 24 13 5 10 (1) : 1
 2 10, 21 20 5 5 13 4 29 16 26 19 8 22 (1) : 1
 2 11, 24 17 2 2 12 2 32 13 28 23 11 28 (1) : 1
 3 1, 29 13 33 26 1 26 5 9 1 25 14 30 (1) : 1
 3 2, 26 10 31 23 4 25 2 6 4 21 17 25 (1) : 1
 3 3, 14 7 28 20 7 23 1 3 7 14 20 18 (1) : 1
 3 4, 10 4 25 18 11 20 3 1 9 9 23 15 (1) : 1
 3 5, 3 1 22 14 14 17 7 28 12 6 26 10 (1) : 1
 3 6, 1 31 19 13 18 15 15 25 14 2 29 7 (1) : 1
 3 7, 5 28 16 12 19 13 19 23 16 1 32 4 (1) : 1
 3 8, 11 25 13 11 20 10 23 21 19 2 3 3 (1) : 1
 3 9, 17 22 9 9 18 8 27 18 23 12 6 12 (1) : 1
 3 10, 22 19 6 6 16 6 30 15 25 18 9 21 (1) : 1
 3 11, 25 16 3 3 15 3 33 12 27 22 12 27 (1) : 1

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	03.06.1976	
Doğum yeri	Devrekani	
Lise	1990-1993	Burdur Lisesi
Lisans	1993-1997	İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fak. Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	1998-2000	Süleyman Demirel Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Müh. Anabilim Dalı
Doktora	2000-2004	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Müh. Anabilim Dalı, Haberleşme Programı

