

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**GENELLEŞTİRİLMİŞ MİKRODALGA
KUVVETLENDİRİCİ TASARIM PROSEDÜRÜ VE
UYGULAMALARI
(Tek Katlı, Çok Katlı Kuvvetlendiriciler)**

Elektronik ve Haberleşme Yük. Müh. Salih DEMİREL

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

DOKTORA TEZİ

Tez Savunma Tarihi : 11.05.2009
Tez Danışmanı : Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ (YTÜ)
Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Tayfun GÜNEL (İTÜ)
: Prof. Dr. Sedef KENT (İTÜ)
: Doç. Dr. Ahmet Serdar TÜRK (YTÜ)
: Yrd. Doç. Dr. Hamit TORPİ (YTÜ)

İSTANBUL, 2009

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	v
KISALTMA LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
ÇİZELGE LİSTESİ	xvi
ÖNSÖZ	xvii
ÖZET	xviii
ABSTRACT	xix
1. GİRİŞ	1
2. ÇALIŞMA PLANI	2
3. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR	3
4. MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİSİ OPTİMİZASYONU	7
4.1 Mikrodalga Kuvvetlendiricisi Gerçeklenebilir Tasarım Uzayı	7
4.1.1 Mikrodalga Kuvvetlendiricisi Optimizasyonu İki Temel Problemi	7
4.1.2 Gerçeklenebilir Tasarım Hedef Uzayı Tayini: Performans Veri Sayfaları	8
4.1.3 Transistör Performans Karakterizasyonu	9
4.1.4 Transistörün Performans Ölçü Fonksiyonları	12
4.1.4.1 Gürültü Faktörü	13
4.1.4.2 Giriş VSWR	14
4.1.4.3 Çıkış VSWR	15
4.1.4.4 Dönüştürücü Güç Kazancı	16
5. ÖN KAT TRANSİSTÖRÜ İÇİN PERFORMANS KARAKTERİZASYONU	17
5.1 Z_S -düzleminde Sabit Gürültü, Giriş VSWR ve Kazanç Daireleri	18
5.1.1 Sabit Gürültü Daireleri	18
5.1.2 Sabit Giriş VSWR Daireleri	20
5.1.3 Sabit Kazanç Daireleri	21
5.1.4 Z_S -düzleminde Sabit Gürültülü ve Giriş VSWR Dairelerinin Konumları	26
5.1.4.1 Dış Teğet Pozisyonu	26
5.1.4.2 İç Teğet Pozisyonu	27
5.2 Koşulsuz Kararlı Mikrodalga Transistörü	31
5.2.1 Verilen Giriş VSWR İçin Z_{in} -Düzlemi Sabit Kazanç Daireleri	31
5.2.2 Verilen Giriş VSWR ve Gürültü Faktörü Sağlayan Koşulsuz Kararlı Transistörün Kazanç Daireleri ve Empedans Verileri	35

5.2.2.1	Z_{cgmax} 1. Bölgede.....	37
5.2.2.2	Z_{cgmax} 2. Bölgede	39
5.2.2.3	Z_{cgmax} 3. Bölgede	39
5.2.2.4	Z_{cgmax} 5. Bölgede	41
5.2.2.5	Z_{cgmax} 4. Bölgede	44
5.3	Koşullu Kararlı Mikrodalga Transistörü.....	44
5.3.1	Kaynak Kararlılık Dairesi	44
5.3.2	Verilen Giriş VSWR ve Gürültü Faktörünü Sağlayan Koşullu Kararlı Transistörün Kazanç Daireleri ve Empedans Verileri	47
6.	ÇIKIŞ KAT TRANSİSTÖRÜ İÇİN PERFORMANS KARAKTERİZASYONU	52
6.1	Çıkış VSWR ile Güç ve Kazanç Hesaplamaları.....	53
6.2	Z_{out} -düzleminde Sabit Gürültü, Çıkış VSWR ve Kazanç Daireleri.....	56
6.2.1	Sabit Gürültü Daireleri.....	57
6.2.2	Verilen Çıkış VSWR için Z_{out} -düzlemi Sabit Kazanç Daireleri.....	62
6.2.2.1	Verilen Çıkış VSWR ve Gürültü Faktörü Sağlayan Koşulsuz Kararlı Transistörün Kazanç Daireleri	67
6.2.2.2	Z_{cgmax} 1. bölgede	68
6.2.3	Koşullu Kararlı Mikrodalga Transistörü.....	70
6.2.3.1	Yük Kararlılık Dairesi	70
6.2.3.2	Verilen Çıkış VSWR ve Gürültü Faktörünü Sağlayan Koşullu Kararlı Transistörün Kazanç Daireleri.....	75
7.	ARA KAT TRANSİSTÖRÜ İÇİN PERFORMANS KARAKTERİZASYONU	77
7.1	Z_{in} -Düzleminde Sabit Çıkış VSWR Dairesi	77
7.2	Z_{in} -Düzleminde Sabit Giriş VSWR Daireleri	82
7.3	Verilen Giriş VSWR İçin Z_{in} -Düzlemi Sabit Kazanç Daireleri.....	83
7.4	Verilen Giriş VSWR ve Çıkış VSWR için Z_{in} -Düzlemi Çözüm Bölgesi.....	86
8.	PARÇACIK SÜRÜ OPTİMİZASYONU	87
8.1	Geliştirilmiş PSO	91
8.2	Repulsive PSO (RPSO)	91
8.3	Asenkron PSO	92
9.	İLETİM HATLARI	93
9.1	İletim Hatları.....	93
9.1.1	Bir İletim Hattının Toplu Parametrelili Devre Eşdeğeri.....	93
9.1.2	İletim Hattında Dalga Yayınımı	95
9.1.3	Kayıpsız İletim Hatları.....	96
9.1.4	Karmaşık Yük Empedansı İle Sonlandırılmış Kayıpsız İletim Hattı.....	97
9.1.5	Sonu Kısa Devre İletim Hattı.....	101
9.1.6	Sonu Açık Devre İletim Hattı	102
9.2	Empedans Uydurma.....	104
9.2.1	Kayıpsız İletim Hattı, Empedans Uydurma ve Maksimum Güç Aktarımı.....	105
9.3	Düzlemsel İletim Hatları.....	109
9.4	Mikroşerit İletim Hattı.....	113
9.4.1	Mikroşerit Hat Zayıflatması.....	116
9.4.2	Dielektrik kayıpları dolayısı ile oluşan zayıflatma	116
9.4.3	İletkenlik zayıflatması.....	117

9.4.4	Mikroşerit hattın yüksek frekans davranışı.....	118
10.	TEMEL UYDURMA İKİ-KAPILILARI VE ABCD MATRİSLERİ İLE TEŞKİL EDİLMELERİ	120
10.1	Seri Transmisyon Hat İki-Kapılısı	124
10.2	Paralel Transmisyon Hat İki-Kapılısı	125
10.3	Uydurma Devreleri	125
10.3.1	“T” Devresi	126
10.3.2	“II” Devresi	127
10.3.3	Paralel + Seri “L” Devresi	128
10.3.4	Seri + Paralel “L” Devresi	129
11.	UYGULAMALAR.....	130
11.1	“Performans Karakterizasyonu” Teorisi ile Kararlı Çalışma Bölgesindeki Pasif Sonlandırmalarının Tayini	130
11.1.1	Giriş VSWR ile sınırlandırılmış Bir Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin “Gerçeklenebilir Tasarım Uzaı” nın Tayini	130
11.1.1.1	NE3511S02 Transistörü ile Kuvvetlendirici Tasarım Uzaı.....	130
11.1.1.2	Ön Kat Transistörü için “Performans Karakterizasyonu”nun Optimizasyon Problemi Olarak Kurulması	134
11.1.1.3	NE3511S02 Transistörü için “Performans Karakterizasyonu” programının grafiksel sonuçları.....	137
11.1.2	Çıkış VSWR ile sınırlandırılmış Bir Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin “Gerçeklenebilir Tasarım Uzaı” nın Tayini	146
11.1.2.1	NE3511S02 Transistörü ile Kuvvetlendirici Tasarım Uzaı.....	146
11.1.2.2	Çıkış Kat Transistörü için “Performans Karakterizasyonu”nun Optimizasyon Problemi Olarak Kurulması	149
11.1.2.3	NE3511S02 Transistörü için “Performans Karakterizasyonu” programının grafiksel sonuçları.....	154
11.1.3	Çıkış VSWR ile sınırlandırılmış ve Sabit Gürültülü Bir Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin “Gerçeklenebilir Tasarım Uzaı” nın Tayini	161
11.1.3.1	NE3511S02 Transistörü ile Kuvvetlendirici Tasarım Uzaı.....	161
11.1.3.2	Çıkış Kat Transistörü için “Performans Karakterizasyonu”nun Optimizasyon Problemi Olarak Kurulması	162
11.1.3.3	NE3511S02 Transistörü için “Performans Karakterizasyonu” programının grafiksel sonuçları.....	164
11.1.4	Giriş VSWR ve Çıkış VSWR ile sınırlandırılmış Bir Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin “Gerçeklenebilir Tasarım Uzaı” nın Tayini	176
11.1.4.1	NE3511S02 Transistörü ile Kuvvetlendirici Tasarım Uzaı.....	176
11.1.4.2	Ara Kat Transistörü için “Performans Karakterizasyonu”nun Optimizasyon Problemi Olarak Kurulması	177
11.1.4.3	NE3511S02 Transistörü için “Performans Karakterizasyonu” programının grafiksel sonuçları.....	180
11.1.5	Giriş VSWR ve Çıkış VSWR ile Sınırlandırılmış Bir Mikrodalga Transistörün Performans Analizi ile elde edilen Kazancın 3 Boyutlu Gösterimi.....	187
11.1.5.1	NE3511S02 Transistörü ile Kuvvetlendirici Tasarım Uzaı.....	187
11.1.5.2	NE3511S02 Transistörü için “Performans Karakterizasyonu” programının 3 boyutlu grafiksel sonuçları	188
11.2	Tek-Katlı ve Çok-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisi Tasarım Uygulamaları... 210	

11.2.1	Çıkış VSWR ile sınırlandırılmış Bir Tek-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin Mikroşerit İletim Hatları ile Tasarımı.....	210
11.2.1.1	NE3511S02 Transistörü ile Kuvvetlendirici Tasarım Uzayı.....	210
11.2.1.2	NE3511S02 Transistörü ile Kuvvetlendirici Tasarım Değişkenleri.....	210
11.2.1.3	Uydurma devreleri için Optimizasyon Problemi Kurulması.....	211
11.2.2	Giriş VSWR ve Çıkış VSWR ile sınırlandırılmış Bir İki-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin Mikroşerit İletim Hatları ile Tasarımı.....	218
11.2.2.1	NE3511S02 Transistörleri ile Kuvvetlendirici Tasarım Uzayı	218
11.2.2.2	NE3511S02 Transistörü ile Kuvvetlendirici Tasarım Değişkenleri.....	219
11.2.2.3	Uydurma devreleri için Optimizasyon Problemi Kurulması.....	219
11.2.3	Giriş VSWR ve Çıkış VSWR ile sınırlandırılmış Bir Üç-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin Mikroşerit İletim Hatları ile Tasarımı.....	225
11.2.3.1	NE3511S02 Transistörleri ile Kuvvetlendirici Tasarım Uzayı	225
11.2.3.2	NE3511S02 Transistörü ile Kuvvetlendirici Tasarım Değişkenleri.....	226
11.2.3.3	Uydurma devreleri için Optimizasyon Problemi Kurulması.....	226
12.	SONUÇLAR.....	233
	KAYNAKLAR.....	236
	EKLER	241
Ek1:	Tek-Katlı, Çok-Katlı Kuvvetlendiricilerinin “T”, “Π” ve “L” Tipi Uydurma Devreleri	242
Ek2:	Mikrodalga Transistörün Performans Analizi Modellenme Blokları ve Program Akış Diyagramları.....	252
Ek3:	Çıkış VSWR ve Gürültü Faktörü ile sınırlandırılmış bir Mikrodalga Transistörün “Performans Karakterizasyonu” MATLAB®Programı (m-file).....	261
Ek4:	İki-Katlı Mikrodalga Transistörün tüm devre analizi..... MATLAB®Programı(m-file).....	319
	ÖZGEÇMİŞ.....	330

SİMGE LİSTESİ

B	Bant genişliği
$F_{\min}(\omega)$	Minimum gürültü faktörü
$F_{\text{ref}}(\omega)$	Referans gürültü faktörü
$F_{\text{req}}(\omega)$	İstenen gürültü faktörü
$G_T(\omega)$	Kuvvetlendirici güç kazancı
$G_{T\max}(\omega)$	Maksimum kazanç değeri
$G_{T\min}(\omega)$	Minimum kazanç değeri
$G_{T\text{req}}(\omega)$	İstenen kazanç değeri
$G_{T\text{ref}}(\omega)$	Referans kazanç
ε	Hata fonksiyonu
P_{avs}	Maksimum kaynak gücü
P_L	Yüke aktarılan güç
V_g	Kaynak gerilimi
$V_i(\omega)$	Input VSWR
$V_{\text{out}}(\omega)$	Output VSWR
$V_{\text{ireq}}(\omega)$	Talep edilen giriş duran dalga oranı
$V_{\text{Outreq}}(\omega)$	Talep edilen çıkış duran dalga oranı
$V_{\text{DS}}, I_{\text{DS}}$	Transistör kutuplama koşulları
$Z_L(\omega)$	Yük empedansı
$Z_S(\omega)$	Kaynak empedansı
Z_{out}	Çıkış empedansı
Z_{in}	Giriş empedansı
$Z_{\text{out}}^{\text{imc}}$	Giriş uydurma devresinin çıkış empedansı
Z_{Limc}	Transistörün giriş empedansı
$Z_{\text{in}}^{\text{omc}}$	Çıkış uydurma devresinin giriş empedansı
Z_S^{omc}	Transistörün çıkış empedansı
Z_g	Kaynak direnci
Γ	Yansıma Katsayısı
Z_0	İletim hattı karakteristik empedansı
ℓ	İletim hattı fiziksel uzunluğu
λ	Dalgaboyu
f	Çalışma frekansı
C_a	Mikroşerit kapasitansı
H	Taban madde kalınlığı
T	Şerit kalınlığı
W	Mikroşerit hatta şerit genişliği
W_e	Efektif şerit genişliği
ε_{eff}	Efektif dielektrik sabiti
ε_r	Taban maddesi boyunca dielektrik sabiti

KISALTMA LİSTESİ

CT	Configuration Type (Konfigürasyon Tipi)
NF	Noise Figure (Gürültü Faktörü)
IMC	Input Matching Circuit (Giriş Uydurma Devresi)
OMC	Output Matching Circuit (Çıkış Uydurma Devresi)
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio (Gerilim Duran Dalga Oranı)
GHz	Gigahertz
NE3511S02	Katalogdan seçilmiş bir transistör türü

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 4.1 Mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarım uzayı “Kara-Kutu” modeli	8
Şekil 4.2 “Performans veri sayfaları”nın blok diyagramı (Güneş, 2003).....	9
Şekil 4.3 Giriş empedans düzleminde koşullu kararlı halde bir V_{ireq} ile sınırlandırılmış kazanç daireleri (Güneş, 1994)	10
Şekil 4.4 Çıkış empedans düzleminde koşullu kararlı halde bir V_{Outreq} ile sınırlandırılmış kazanç daireleri	11
Şekil 4.5 İki Kapılı Devre ve Kapı Empedansları	13
Şekil 5.1 Sabit Gürültü, Giriş VSWR ve Kazanç Daireleri.....	19
Şekil 5.2 Z_S -düzleminde İstenilen Gürültü Faktörü ile Giriş VSWR’ın Dış Teğet Durumları	24
Şekil 5.3 Z_S -düzleminde İstenilen Gürültü Faktörü ile Giriş VSWR’ın İç Teğet Durumları.....	25
Şekil 5.4 Z_S -düzleminde Giriş VSWR ve Gürültü Dairelerinin Durumlarını belirleyen Z_i -düzlemindeki Beş Farklı Bölge	29
Şekil 5.5 Z_i -düzlemindeki Beş Bölgenin Belirlediği Z_S -düzlemindeki Giriş VSWR ve Gürültü Dairelerinin Durumları.....	30
Şekil 5.6 İstenilen Giriş VSWR’ ı Sağlayan Sabit Kazanç Daireleri	34
Şekil 5.7 Verilen Giriş VSWR ve Gürültü Faktörünü Sağlayan İstenilen Maksimum Kazanç Daireleri	36
Şekil 5.8 Z_{cgmax} 3. bölgedeyken Kaynak Empedansları.....	40
Şekil 5.9 Z_{cgmax} 5. Bölgedeyken Kazanç Daireleri ve Sonlandırmalar	43
Şekil 5.10 Koşullu Transistör İçin Z_i - düzleminde Sabit Kazanç Daireleri	46
Şekil 5.11 Koşullu Kararlı Transistör İçin İstenilen Giriş VSWR ve Gürültüyü Sağlayan Kazanç Daireleri ve Sonlandırmalar	49
Şekil 5.12 T_1 dairesinin Kaynak Kararlılık Dairesinin Eşleniğini Kestiği Durum.....	50
Şekil 5.13 T_2 dairesinin Kaynak Kararlılık Dairesinin Eşleniğini Kestiği Durum.....	51
Şekil 6.1 Mikrodalga transistörün iki kapılı modeli	54
Şekil 6.2 P_{Aout} ifadesine ait devre	54
Şekil 6.4 Z_{Out} Düzleminde Sabit Gürültü Dairesi.....	61
Şekil 6.5 İstenilen Çıkış VSWR’ ı Sağlayan Sabit Kazanç Daireleri.....	66
Şekil 6.6 Verilen Çıkış VSWR ve Gürültü Faktörünü Sağlayan Kazanç Daireleri	67
Şekil 6.7 Koşullu Kararlı Transistör İçin Z_{out} - düzleminde Sabit Kazanç Daireleri	74
Şekil 6.8 Koşullu Kararlı Transistör için İstenilen Çıkış VSWR ve Gürültüyü Sağlayan Kazanç Daireleri ve Sonlandırmalar.....	76
Şekil 7.1 İstenilen Giriş VSWR’ ı Sağlayan Sabit Kazanç Daireleri	85
Şekil 9.1 İletim hattı boyunca uzunlukla değişen gerilim ve akım tanımlamaları.	94
Şekil 9.2 Δz uzunluğundaki iletim hattının toplu parametrelili devre eşdeğeri.....	94
Şekil 9.3 Kayıpsız iletim hattının Z_L yük empedansı ile sonlandırılması.	97
Şekil 13.4 Kayıpsız iletim hattının kısa devre ile sonlandırılması.	101
Şekil 9.5 Sonu kısa devre kayıpsız iletim hattının uzunluğuna bağlı (a) akım-gerilim (b) giriş empedansı değişimi.....	102
Şekil 9.6 Sonu açık devre kayıpsız iletim hattı.	102
Şekil 9.7 Sonu açık devre kayıpsız iletim hattının uzunluğuna bağlı (a) akım-gerilim (b) giriş empedansı değişimi.....	103
Şekil 9.8 Temel kaynak yük bağlantısı.....	105
Şekil 9.9 Yüke aktarılan gücün yük direnci ile değişimi.....	106
Şekil 9.10 d uzunluklu iletim hattı ve Thevenin eşdeğeri.	107
Şekil 9.11 (a) Yansımasız uydurma (b) Eşlenik uydurma.....	108
Şekil 9.12 (a) Bir mikroşerit hat geometrisi, (b) İmaj teorisine göre mikroşerit hattın paralel-şerit hat eşdeğeri.....	109
Şekil 9.13 (a) Kuplajlı mikroşerit hat, (b) Eş düzlemlili iletim hattı, (c) Eş düzlemlili şerit hat.....	110

Şekil 9.14 Asılı ve ters asılı mikroşerit hat(Collins, 1992).	110
Şekil 9.15 (a) Yarık hat, (b) Ekranlanmış yarık hat, (c) Şerit hat(Collins, 1992).	110
Şekil 10.1 Giriş ve çıkış uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisi	120
Şekil 10.2 Transistöre Z_S 'in sürülme empedansının devresi	120
Şekil 10.3 Transistöre Z_L 'nin yük empedansının devresi	121
Şekil 10.4 İki kapılı bir devrenin ABCD parametreleri ile gösterimi	121
Şekil 10.5 Seri transmisyon hat iki-kapılısı	124
Şekil 10.6 Paralel transmisyon hat iki-kapılısı	125
Şekil 10.7 "T" tipi uydurma devresi	126
Şekil 10.8 "IT" tipi uydurma devresi	127
Şekil 10.9 Paralel + Seri "L" uydurma devresi	128
Şekil 10.10 Seri + Paralel transmisyon hattı	129
Şekil 11.1 NE3511S02 Transistörünün farklı kutuplamaları için $F_{min}(f)$ Değişimi	131
Şekil 11.2 NE3511S02 Transistörünün 2V, 5mA kutuplaması için $G_{Tmax}(f)$ Değişimi	132
Şekil 11.3 (a), (b) NE3511S02 Transistörü için $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin kaynak sonlandırma fonksiyonları	133
Şekil 11.4 (a), (b) NE3511S02 Transistörü için $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin yük sonlandırma fonksiyonları	134
Şekil 11.5 Parçacık Sürüsü Optimizasyonu'nun ön-kat transistörü için programlama kutusu	135
Şekil 11.6 NE3511S02 Transistörünün 2V, 5mA kutuplaması için $G_{Tmax}(f)$ Değişiminin farklı metodlarla sağlamaları	136
Şekil 11.7 (a) NE3511S02 Transistörü için $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin kaynak sonlandırma fonksiyonlarının Parçacık Sürü Optimizasyonu ile sağlaması	136
Şekil 11.7 (b) NE3511S02 Transistörü için $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin yük sonlandırma fonksiyonlarının Parçacık Sürü Optimizasyonu ile sağlaması	136
Şekil 11.8 NE3511S02 Transistörü için 2 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	137
Şekil 11.9 NE3511S02 Transistörü için 3 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	138
Şekil 11.10 NE3511S02 Transistörü için 4 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	138
Şekil 11.11 NE3511S02 Transistörü için 5 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	139
Şekil 11.12 NE3511S02 Transistörü için 6 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	139
Şekil 11.13 NE3511S02 Transistörü için 7 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	140
Şekil 11.14 NE3511S02 Transistörü için 8 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	140
Şekil 11.15 NE3511S02 Transistörü için 9 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	141
Şekil 11.16 NE3511S02 Transistörü için 10 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	141
Şekil 11.17 NE3511S02 Transistörü için 11 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	142
Şekil 11.18 NE3511S02 Transistörü için 12 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	142
Şekil 11.19 NE3511S02 Transistörü için 13 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	143

Şekil 11.20 NE3511S02 Transistörü için 14 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi.....	143
Şekil 11.21 NE3511S02 Transistörü için 15 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi.....	144
Şekil 11.22 NE3511S02 Transistörü için 16 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi.....	144
Şekil 11.23 NE3511S02 Transistörü için 17 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi.....	145
Şekil 11.24 NE3511S02 Transistörü için 18 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi.....	145
Şekil 11.25 NE3511S02 Transistörünün farklı kutuplamaları için $G_{Tmax}(f)$ Değişimi	147
Şekil 11.26 (a), (b) NE3511S02 Transistörü için $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin kaynak sonlandırma fonksiyonları.....	148
Şekil 11.27 (a), (b) NE3511S02 Transistörü için $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin yük sonlandırma fonksiyonları	149
Şekil 11.28 Parçacık Sürüsü Optimizasyonu'nun çıkış-kat transistörü için programlama kutusu	150
Şekil 11.29 NE3511S02 Transistörünün 2V, 5mA kutuplaması için $G_{Tmax}(f)$ Değişiminin farklı metodlarla sağlamaları	151
Şekil 11.30 NE3511S02 Transistörü için $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin kaynak sonlandırma fonksiyonlarının Parçacık Sürü Optimizasyonu ile sağlaması	153
Şekil 11.31 NE3511S02 Transistörü için $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin yük sonlandırma fonksiyonlarının Parçacık Sürü Optimizasyonu ile sağlaması ...	153
Şekil 11.32 NE3511S02 Transistörü için 2 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	154
Şekil 11.33 NE3511S02 Transistörü için 4 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	155
Şekil 11.34 NE3511S02 Transistörü için 8 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	155
Şekil 11.35 NE3511S02 Transistörü için 9 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	156
Şekil 11.36 NE3511S02 Transistörü için 10 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	156
Şekil 11.37 NE3511S02 Transistörü için 11 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	157
Şekil 11.38 NE3511S02 Transistörü için 12 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	157
Şekil 11.39 NE3511S02 Transistörü için 13 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	158
Şekil 11.40 NE3511S02 Transistörü için 14 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	158
Şekil 11.41 NE3511S02 Transistörü için 15 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	159
Şekil 11.42 NE3511S02 Transistörü için 16 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	159
Şekil 11.43 NE3511S02 Transistörü için 17 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	160
Şekil 11.44 NE3511S02 Transistörü için 18 GHz de $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	160

Şekil 11.45 Parçacık Sürüsü Optimizasyonu'nun çıkış-kat transistörü için programlama kutusu	163
Şekil 11.46 NE3511S02 Transistörünün 2V, 5mA kutuplaması için $G_{Tmax}(f)$ Değişiminin farklı metodlarla sağlamaları	163
Şekil 11.47 NE3511S02 Transistörü için $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu uçlülerinin kaynak sonlandırma fonksiyonlarının Parçacık Sürü Optimizasyonu ile sağlaması.....	164
Şekil 11.48 NE3511S02 Transistörü için $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu uçlülerinin yük sonlandırma fonksiyonlarının Parçacık Sürü Optimizasyonu ile sağlaması.....	164
Şekil 11.49 NE3511S02 Transistörü için 2 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	165
Şekil 11.50 NE3511S02 Transistörü için 2 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	165
Şekil 11.51 NE3511S02 Transistörü için 8 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	166
Şekil 11.52 NE3511S02 Transistörü için 8.5 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	166
Şekil 11.53 NE3511S02 Transistörü için 9 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	167
Şekil 11.54 NE3511S02 Transistörü için 9.5 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	167
Şekil 11.55 NE3511S02 Transistörü için 10 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	168
Şekil 11.56 NE3511S02 Transistörü için 10.5 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	168
Şekil 11.57 NE3511S02 Transistörü için 11 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	169
Şekil 11.58 NE3511S02 Transistörü için 11.5 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	169
Şekil 11.59 NE3511S02 Transistörü için 12 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	170
Şekil 11.60 NE3511S02 Transistörü için 12.5 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	170
Şekil 11.61 NE3511S02 Transistörü için 13 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	171
Şekil 11.62 NE3511S02 Transistörü için 13.5 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	171
Şekil 11.63 NE3511S02 Transistörü için 14 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	172
Şekil 11.64 NE3511S02 Transistörü için 14.5 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	172
Şekil 11.65 NE3511S02 Transistörü için 15 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	173
Şekil 11.66 NE3511S02 Transistörü için 15.5 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	173
Şekil 11.67 NE3511S02 Transistörü için 16 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	174
Şekil 11.68 NE3511S02 Transistörü için 16.5 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	174
Şekil 11.69 NE3511S02 Transistörü için 17 GHz de $F_{req}= 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$	

üçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	175
Şekil 11.70 NE3511S02 Transistörü için 17.5 GHz de $F_{req} = 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	175
Şekil 11.71 NE3511S02 Transistörü için 18 GHz de $F_{req} = 0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi	176
Şekil 11.72 Parçacık Sürüsü Optimizasyonu'nun ara-kat transistörü için programlama kutusu	178
Şekil 11.73 NE3511S02 Transistörünün 2V, 5mA kutuplaması için $G_{Tmax}(f)$ Değişiminin farklı metodlarla sağlamaları	179
Şekil 11.74 NE3511S02 Transistörü için $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin kaynak sonlandırma fonksiyonlarının Parçacık Sürü Optimizasyonu ile sağlaması	179
Şekil 11.75 NE3511S02 Transistörü için $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin yük sonlandırma fonksiyonlarının Parçacık Sürü Optimizasyonu ile sağlaması	179
Şekil 11.76 NE3511S02 Transistörü için 8 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	180
Şekil 11.77 NE3511S02 Transistörü için 9 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	181
Şekil 11.78 NE3511S02 Transistörü için 10 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	181
Şekil 11.79 NE3511S02 Transistörü için 10 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	182
Şekil 11.80 NE3511S02 Transistörü için 11 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	182
Şekil 11.81 NE3511S02 Transistörü için 11 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	183
Şekil 11.82 NE3511S02 Transistörü için 12 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	183
Şekil 11.83 NE3511S02 Transistörü için 13 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	184
Şekil 11.84 NE3511S02 Transistörü için 14 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	184
Şekil 11.85 NE3511S02 Transistörü için 15 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	185
Şekil 11.86 NE3511S02 Transistörü için 16 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	185
Şekil 11.87 NE3511S02 Transistörü için 17 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	186
Şekil 11.88 NE3511S02 Transistörü için 18 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	186
Şekil 11.89 NE3511S02 Transistörü için 18 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi	187
Şekil 11.90 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları ortalama G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	188
Şekil 11.91 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	189
Şekil 11.92 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin iki boyutlu gösterimi	189
Şekil 11.93 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 18 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	190

Şekil 11.94 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 18 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin iki boyutlu gösterimi.....	190
Şekil 11.95 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 17 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	191
Şekil 11.96 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 17 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin iki boyutlu gösterimi.....	191
Şekil 11.97 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 16 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	192
Şekil 11.98 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 15 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	192
Şekil 11.99 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 14 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	193
Şekil 11.100 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 13 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	193
Şekil 11.101 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 12 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	194
Şekil 11.102 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 11 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	194
Şekil 11.103 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 10 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	195
Şekil 11.104 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 9 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	195
Şekil 11.105 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 9 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin iki boyutlu gösterimi.....	196
Şekil 11.106 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 8 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	196
Şekil 11.107 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 7 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	197
Şekil 11.108 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 6 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	197
Şekil 11.109 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 5 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	198
Şekil 11.110 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 4 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	198
Şekil 11.111 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 3 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	199
Şekil 11.112 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 2 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	199
Şekil 11.113 NE3511S02 Transistörü için $V_{in}=3$, V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	200
Şekil 11.114 NE3511S02 Transistörü için $V_{in}=3$, V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin iki boyutlu gösterimi.....	200
Şekil 11.115 NE3511S02 Transistörü için $V_{in}=2.5$, V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	201
Şekil 11.116 NE3511S02 Transistörü için $V_{in}=2$, V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	201
Şekil 11.117 NE3511S02 Transistörü için $V_{in}=1.5$, V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	202
Şekil 11.118 NE3511S02 Transistörü için $V_{in}=1.4$, V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	202

Şekil 11.119 NE3511S02 Transistörü için $V_{in}=1.3$, V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	203
Şekil 11.120 NE3511S02 Transistörü için $V_{in}=1.2$, V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	203
Şekil 11.121 NE3511S02 Transistörü için $V_{in}=1.1$, V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	204
Şekil 11.122 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=3$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	204
Şekil 11.123 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=3$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin iki boyutlu gösterimi.....	205
Şekil 11.124 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=2.5$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	205
Şekil 11.125 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=2$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	206
Şekil 11.126 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=1.5$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	206
Şekil 11.127 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=1.5$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin iki boyutlu gösterimi.....	207
Şekil 11.128 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=1.4$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	207
Şekil 11.129 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=1.3$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	208
Şekil 11.130 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=1.2$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	208
Şekil 11.131 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=1.1$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi	209
Şekil 11.132 Parçacık Sürüsü Optimizasyonu ile uydurma devrelerini tasarlayan programlama kutusu.....	212
Şekil 11.133 Tek-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisi (T-T) Tipi devresi.....	213
Şekil 11.134 Tek-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisi (T-T) Tipi devresi simülasyon program içeriğindeki gösterimi	213
Şekil 11.135 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simulasyon ve hedef kazancının frekansa bağlı olarak değişimi (T-T Tipi).....	216
Şekil 11.136 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simulasyon ve hedef çıkış VSWR'sinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T Tipi).....	216
Şekil 11.137 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simulasyon giriş VSWR'sinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T Tipi)	217
Şekil 11.138 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simulasyon ve hedef gürültü oranı değerinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T Tipi).....	217
Şekil 11.139 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simulasyon ve hedef gürültü(dB) değerinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T Tipi).....	218
Şekil 11.140 Parçacık Sürüsü Optimizasyonu ile uydurma devrelerini tasarlayan programlama kutusu.....	220
Şekil 11.141 İki-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisi (T-T-T) Tipi devresi.....	221
Şekil 11.142 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simulasyon ve hedef kazancının frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T Tipi)	223
Şekil 11.143 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simulasyon ve hedef giriş VSWR'sinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T Tipi).....	224
Şekil 11.144 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simulasyon ve hedef çıkış VSWR'sinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T Tipi).....	224

Şekil 11.145 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simulasyon ve hedef gürültü oranı değerinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T Tipi)	224
Şekil 11.146 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simulasyon ve hedef gürültü(dB) değerinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T Tipi)	225
Şekil 11.147 Parçacık Sürüsü Optimizasyonu ile uydurma devrelerini tasarlayan programlama kutusu	227
Şekil 11.148 Üç-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisi (T-T-T-T) Tipi devresi	228
Şekil 11.149 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simulasyon ve hedef kazancının frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T-T Tipi)	230
Şekil 11.150 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simulasyon ve hedef giriş VSWR'sinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T-T Tipi)	231
Şekil 11.151 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simulasyon ve hedef çıkış VSWR'sinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T-T Tipi)	231
Şekil 11.152 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simulasyon ve hedef gürültü oranı değerinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T-T Tipi)	232
Şekil 11.153 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simulasyon ve hedef gürültü(dB) değerinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T-T Tipi)	232
Şekil EK.1 T- tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici	242
Şekil EK.2 Π - tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici	243
Şekil EK.3 L- tipi giriş (seri + paralel), çıkış (paralel + seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici	243
Şekil EK.4 L- tipi giriş (paralel + seri), çıkış (seri + paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici	244
Şekil EK.5 Giriş "T" tipi, çıkış "L" tipi (seri+ paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici	244
Şekil EK.6 Giriş " Π " tipi çıkış "L" tipi (seri+ paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici	245
Şekil EK.7 Giriş "T" tipi çıkış "L" tipi (paralel + seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici	245
Şekil EK.8 Giriş " Π " tipi çıkış "L" tipi (paralel + seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici	245
Şekil EK.9 T, T, T- tipi uydurma devreli iki transistörlü kuvvetlendirici	247
Şekil EK.10 Π , Π , Π - tipi uydurma devreli iki transistörlü kuvvetlendirici	247
Şekil EK.11 L, L, L- tipi (seri + paralel) uydurma devreli iki transistörlü kuvvetlendirici ...	247
Şekil EK.12 L, L, L- tipi (paralel + seri) uydurma devreli iki transistörlü kuvvetlendirici ...	248
Şekil EK.13 T, Π , T- tipi uydurma devreli iki transistörlü kuvvetlendirici	248
Şekil EK.14 T, L, T- tipi uydurma devreli iki transistörlü kuvvetlendirici	248
Şekil EK.15 Π , L, Π - tipi uydurma devreli iki transistörlü kuvvetlendirici	249
Şekil EK.16 Π , L, Π - tipi uydurma devreli iki transistörlü kuvvetlendirici	249
Şekil EK.17 Π , T, Π - tipi uydurma devreli iki transistörlü kuvvetlendirici	249
Şekil EK.18 Π , T, L- tipi uydurma devreli iki transistörlü kuvvetlendirici	250
Şekil EK.19 Π , Π , L- tipi uydurma devreli iki transistörlü kuvvetlendirici	250
Şekil EK.20 L, Π , L- tipi uydurma devreli iki transistörlü kuvvetlendirici	250
Şekil EK.21 L, T, L- tipi uydurma devreli iki transistörlü kuvvetlendirici	251
Şekil EK.22 T, T, T- tipi uydurma devreli üç transistörlü kuvvetlendirici	251
Şekil EK.23 Bir Küçük-İşaret Mikrodalga Transistörü Modeli	252
Şekil EK.24 Bir Uydurulmuş Transistörlü Kuvvetlendirici Blok Yapısı	252
Şekil EK.25 (a),(b),(c) Aktif Elemanın YSA ile Performans Analizini Yapan ve Uydurma Devresi Tasarlayan Sistemlerin Blok Yapıları	253
Şekil EK.26 Çok katlı mikrodalga kuvvetlendirici devresinin blok diyagramı	254

Şekil EK.27 İki katlı mikrodalga kuvvetlendirici devresinin blok diyagramı.....	254
Şekil EK.28 Üç katlı mikrodalga kuvvetlendirici devresinin blok diyagramı	254
Şekil EK.29 İki katlı mikrodalga kuvvetlendirici devresinin Uydurma devreleri ile blok diyagramı.....	255
Şekil EK.30 Kayıpsız ve Resiprok ara-katı devresinin iki-kapılı modeli.....	255
Şekil EK.31 Giriş VSWR ve Gürültü Faktörü ile sınırlandırılmış bir Mikrodalga Transistörün “Performans Karakterizasyonu” Programının Akış Diyagramı	257
Şekil EK.32 Çıkış VSWR ve Gürültü Faktörü ile sınırlandırılmış bir Mikrodalga Transistörün “Performans Karakterizasyonu” Programının Akış Diyagramı	259
Şekil EK.33 Giriş VSWR, Çıkış VSWR ve Gürültü Faktörü ile sınırlandırılmış bir Mikrodalga Transistörün “Performans Karakterizasyonu” Programının Akış Diyagramı.....	261

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 9.1 Madde özellikleri.....	113
Çizelge 9.2 Farklı formüller kullanılarak efektif dielektrik sabitinin elde edilen değerleri...	116
Çizelge 11.1 NE3511S02 Transistörünün farklı kutuplamaları için $F_{min}(f)$ Değişimi	130
Çizelge 11.2 NE3511S02 Transistörünün 2V-5mA kutuplaması için B Bandı boyunca $G_{Tmax}(f)$ Değişimi ve kaynak ve yük sonlandırması empedans değerleri.....	131
Çizelge 11.3 NE3511S02 Transistörünün farklı kutuplamaları için $G_{Tmax}(f)$ Değişimi.....	146
Çizelge 11.4 NE3511S02 Transistörünün 2V-5mA kutuplaması için “Performans Karakterizasyonu” programının $G_{Tmax}(f)$ Değişimi, $F_{min}(f)$, kaynak ve yük sonlandırması empedans değerleri.....	151
Çizelge 11.5 NE3511S02 Transistörünün 2V-5mA kutuplaması için Parçacık Sürü Optimizasyonu programının $G_{Tmax}(f)$ Değişimi, $F_{min}(f)$, kaynak ve yük sonlandırması empedans değerleri.....	152
Çizelge 11.6 NE3511S02 Transistörünün 2V-5mA kutuplaması için Simülasyon programının $G_{Tmax}(f)$ Değişimi, $F_{min}(f)$, kaynak ve yük sonlandırması empedans değerleri.....	152
Çizelge 11.7 NE3511S02 Transistörünün 2V-5mA kutuplaması için “Performans Karakterizasyonu” programının $G_{Tmax}(f)$ değişimi, $F_{req}(f)=0.8$ dB, kaynak ve yük sonlandırması empedans değerleri.....	161
Çizelge 11.8 NE3511S02 Transistörünün 2V-5mA kutuplaması için “Performans Karakterizasyonu” programının $G_{Tmax}(f)$ Değişimi, $F_{min}(f)$, kaynak ve yük sonlandırması empedans değerleri.....	177
Çizelge 11.9 IMC & OMC Tasarım Değişkenleri (T-T) Tipi Sonuçları.....	213
Çizelge 11.10 (T-T) Tipi Tek-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin kazanç hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları.....	214
Çizelge 11.11 (T-T) Tipi Tek-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin giriş yansıma katsayısı sentez ve simülasyon sonuçları.....	214
Çizelge 11.12 (T-T) Tipi Tek-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin çıkış yansıma katsayısı hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları.....	215
Çizelge 11.13 (T-T) Tipi Tek-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin gürültü hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları.....	215
Çizelge 11.14 IMC & Ara-katı & OMC Tasarım Değişkenleri (T-T-T) Tipi Sonuçları.....	221
Çizelge 11.15 (T-T-T) Tipi İki-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin kazanç hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları.....	221
Çizelge 11.16 (T-T-T) Tipi İki-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin giriş yansıma katsayısı hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları.....	222
Çizelge 11.17 (T-T-T) Tipi İki-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin çıkış yansıma katsayısı hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları.....	222
Çizelge 11.18 (T-T-T) Tipi İki-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin gürültü hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları.....	223
Çizelge 11.19 IMC & Ara-Katı-1 & Ara-Katı-2 & OMC Tasarım Değişkenleri (T-T-T-T) Tipi Sonuçları	228
Çizelge 11.20 (T-T-T-T) Tipi Üç-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin kazanç hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları.....	228
Çizelge 11.21 (T-T-T-T) Tipi Üç-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin giriş yansıtma katsayısı hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları.....	229
Çizelge 11.22 (T-T-T-T) Tipi Üç-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin çıkış yansıtma katsayısı hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları.....	229
Çizelge 11.23 (T-T-T-T) Tipi Üç-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin gürültü hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları.....	230

ÖNSÖZ

Bu çalışma Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği anabilim dalı Haberleşme programında doktora tezi olarak hazırlanmıştır.

Günümüzde gelişen teknoloji ile beraber her şeyin en hızlı ve en verimli olanı istenmektedir. Bu talep göz önünde bulundurularak, bu çalışmada çok uzun ve karmaşık formüllere sahip Mikrodalga Kuvvetlendirici'lerinin tasarım prosedürü ortaya koyulmuş ve bu prosedür ile tek katlı, çok katlı kuvvetlendiriciler tasarlanmış, bütün devrenin analizini yapılmış ve bunları bir profesyonel simülasyon programıyla kontrol edilmiş ve istenen değere çok iyi bir yaklaşıklıkla yaklaşan "Parçacık Sürü Algoritması" kullanılmış ve amaca uygun sonuçlar elde edilmiştir.

Bu tezin hazırlanmasında ve çalışmalarım sırasında değerli yardımlarını esirgemeyen gerek bilgi ve gerekse moral açısından bana destek olan sayın hocam Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ'e teşekkür eder, her şeyin üstündeki aileme, eşime ve kızım Azra'ya sevgilerimi sunarım.

Tezimin bu konu üzerinde çalışacak araştırmacılara faydalı olması dileğiyle.

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 en uygun şekle sokmak 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, ‘en uygun şekle sokma’ işlemi, sistemin performans model parametrelerine, yüksek dereceli nonlinear bağımlı bir işlemdir. Aslında, bir en uygun şekle sokma sürecinde, aktif eleman fiziksel limitleri ve/ya da F , V_i , V_{out} , G_T ve bant genişliği B performans ölçüleri ara-ilşkileri bilinmeksizin, istenilen F , V_i , V_{out} , G_T değerleri, ‘referans’ değer takımı olarak verilebilir. Fakat bu (F_{req} , $V_{i,req}$, $G_{T,req}$) ve (F_{req} , $V_{out,req}$, $G_{T,req}$) üçlülerinin uyumsuzluğu nedeni ile en uygun şekle sokma süreci, sık sık başarısızlıkla sonuçlanabilir. Bu çalışmanın ilk aşamasında, bu engelleri aşmak amacıyla önce kuvvetlendiricide kullanılan aktif elemanın potansiyel performans karakteristikleri elde edilmiş ve bu karakteristikler ile hedef uzayı teşkil edilerek kuvvetlendirici için optimizasyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Elde edilen aktif elemanın potansiyel performans karakteristikleri ile tek-katlı ve çok-katlı kuvvetlendiriciler tasarlanmıştır.

Son olarak optimizasyon sonucu bulunan devre elemanları ile bütün devre analiz edilmiş ve sonuçlar bir profesyonel simülasyon paketi ile karşılaştırılmış ve doğruluğu gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Mikrodalga Kuvvetlendirici, Çok-katlı Kuvvetlendirici, Dönüştürücü Güç Kazancı, Giriş VSWR, Çıkış VSWR, Gürültü Faktörü, Hata Fonksiyonu.

A GENERALIZED PROCEDURE FOR DESIGN OF MICROWAVE AMPLIFIERS AND ITS APPLICATIONS

Characterization 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 utilized to optimize the system performance. Generally, the optimization 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 optimization process of the performance is highly nonlinear in terms of the descriptive parameters of the system. Certainly, within the optimization process, one can easily, imbed the desired performance goals without knowing the physical limits and/or compromise relations among F , V_i , V_{Out} 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 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. A single-stage amplifier and multi-stage amplifier have been designed.

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 one Professional soft packet and shown that all of them are agreed well.

Key Words: Microwave Amplifier, Multistage Amplifier, Transducer Power Gain, Input VSWR, Output VSWR, Noise Figure, Error Function.

1. GİRİŞ

Haberleşme mühendisliğinde, geniş bantlı mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımı, en önemli ilgi alanlarından biri olmaya, günümüzde de devam etmektedir. Özellikle, mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımında, sistem performansını en uygun şekle sokma amacı ile birçok modern nümerik ve analitik 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, ‘**en uygun performansı bulma**’ süreci, sistemin performans model parametrelerine, yüksek dereceli nonlinear bağlıdır. Fakat bu [F_{req} (İstenilen Gürültü Figürü), V_{ireq} (İstenilen Giriş Uyumsuzluğu), V_{Oreq} (İstenilen Çıkış Uyumsuzluğu), G_{Treq} (İstenilen Kazanç Değeri)] dörtlüsünün uyumsuzluğu nedeni ile en uygun şekle sokma süreci, sık sık başarısızlıkla sonuçlanmaktadır. Bu çalışmanın amacı, bu engelleri aşmaktır.

Bu tezde mikrodalga transistörünün devredeki pozisyonuna bağlı olarak

- (i) Ön Kat transistörü (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994)
- (ii) Çıkış Kat transistörü
- (iii) Ara Kat transistörü

için “Mikrodalga Kuvvetlendiricisi Tasarımı” bir “Optimizasyon” problemi olarak ele alınmıştır. Buna göre:

İlk olarak, “Gerçeklenebilir Tasarım Hedef Uzayı”, aktif elemanın potansiyel performansı Kazanç G_T , Gürültü F , Giriş VSWR V_{in} , Çıkış VSWR V_{out} , iki ayrı yöntem ile tayin edilmiştir:

- (i) Lineer Devre ve Gürültü Teorisi kullanılarak;
- (ii) Bir “Optimizasyon Problemi” kurulup çözülerek.

İkinci olarak, “Gerçeklenebilir Tasarım Değişkenleri Uzayı”, seçilen teknolojilere uyumlu sınırlar –Mikroşerit Kuvvetlendiricisi Tasarımı- içinde, hızlı ve verimli optimizasyon algoritması olan Parçacık Sürüş Optimizasyonu kullanılarak, tasarım tamamlanmıştır.

Mikroşerit iletim hatlarını kullanarak tasarlanan uydurma devreleri ile tek-katlı ve çok-katlı mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımı yapılmış ve elde edilen tasarım, profesyonel mikrodalga simülasyon paketi ile doğrulanmıştır.

2. ÇALIŞMA PLANI

Bu tezde geliştirilmiş mikrodalga kuvvetlendirici tasarım prosedürü ortaya konulacaktır.

Bu amaçla:

- 3. Bölümde, bu çalışma öncesindeki literatürde bu konu ile alakalı yapılan çalışmalar anlatılmıştır.
- 4. Bölümde, mikrodalga kuvvetlendiricisinin optimizasyon prosedürü anlatılmış ve transistörün performans ölçü fonksiyonları tanıtılmıştır.
- 5. Bölümde, ön kat transistörünün performans karakterizasyonu anlatılmıştır. (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994). Bu bölüm Güneş ve arkadaşları tarafından yapılmıştır.
- 6. Bölümde, çıkış kat transistörünün performans karakterizasyonu yapılmıştır.
- 7. Bölümde, ara kat transistörünün performans karakterizasyonu yapılmıştır. 6. ve 7. bölümler bu çalışmanın özgün bölümleridir.
- 8. Bölümde, bu çalışmada kullanılan güncel, hızlı ve verimli olan Parçacık Sürü Optimizasyonu anlatılmıştır.
- 9. Bölümde, temel iletim hatları ve tasarlayacağımız devrelerde kullanılacak olan mikroşerit hatları anlatılmıştır.
- 10. Bölümde, temel uydurma iki-kapılılarının farklı modellerle (“T”, “IT”, “L” tipi) oluşturulması ve bu devrelerin ABCD matrisleri ile nasıl teşkil edildiği anlatılmıştır.
- 11. Bölümde, mikroşerit iletim hatlarını kullanarak tasarlanan uydurma devreleri ile tek-katlı ve çok-katlı mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımı yapılmış, sonuçlar gösterilmiştir.
- 12. Bölümde, çalışmanın sonuçları anlatılmıştır.

3. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

Literatürde bulunan mikrodalga kuvvetlendirici tasarımları ekseriyetle ya kazancın ya da gürültü faktörünün en uygun şekle sokulması 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 transistör çifti kullanarak iki kuvvetlendirici varyansını ion-implementation(iyon-uygulama) tekniği ile Topham ve arkadaşları (1989) gerçekleştirmişlerdir: kuvvetlendiricilerden birisi 8.5dB’lik kazancı 0-5GHz arasında; diğeri 13dB’lik kazancı 0-3GHz arasında -3dB bant 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 metotları ile geniş bantlı dağılmış parametrelili kuvvetlendiricinin 25Ω ve 50Ω ’luk yükler altında kazanç ve giriş yansıma katsayısını Monte Carlo Yield benzetimi ile 2-20GHz bandında optimize etmiştir. Capponi ve arkadaşları (1991) transistörün 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 transistör kuvvetlendirici tasarımı için bir metot teklif etmiş, üç örnek ile bu metodun uygulanabilirliğini göstermiş ve SUPER COMPACT programı 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 en uygun şekle sokma için formülize etmiş ve 8–12 GHz frekans bandında $11,3 \pm 0,4$ 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 Aksen, A ve Yarman B.S. tarafından genişletilmiştir. Ayrıca Yarman ve arkadaşları pasif tek kapılı elemanların Darlington eşdeğerlikleri için empedans temelli bir metot ortaya koymuşlardır (2001). Uydurma devre tasarımı ile ilgili yapılan çalışmalardan; Marin ve arkadaşları (1991) ticari 50Ω mikrodalga modüler mikrodalga kuvvetlendiriciler ile pin fotodektörler 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 ± 0.3 dB olan 0,5 W bir güç kuvvetlendiricisi tasarlamıştır.

Yine bilgisayar teknolojisindeki gelişmelere bağlı olarak “Yazılım Hesaplama” yöntemleri mikrodalga mühendisliğinde kendisine yer edinmiştir. Vai ve arkadaşları (1990) monolitik dağılmış parametrelili kuvvetlendiricinin kazanç ve duran dalga oranını (VSWR) yazılım hesaplama yöntemlerinden simulated annealing metodu ile optimize etmiştir. 1994 yılında Günel ve Yazgan düşük gürültülü, geniş bantlı bir mikrodalga kuvvetlendirici tasarımında kontrollü rasgele arama metodu ile adaptif karmaşık en uygun şekle sokma 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.

Çalışmanın temelini oluşturan ve aktif elemanın giriş yansıması, gürültü ve yapının çalışma parametreleri, yapılandırma 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 en uygun şekle sokma temelli çıkarım teknikleri, tek çözüm takımı yerine birçok 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 en uygun şekle sokma sonuçları ile ilişkilendirilmesi talep edildiğinde göz korkutucu işlemler ile karşı karşıya gelinmektedir. Bu tip modellerin standart en uygun şekle sokma ve istatistiksel yaklaşımlarda kullanımı hesaplama açısından çok yoğun bir işlemdir. Bundan dolayı devre benzetimliğinin her adımında fizik-temelli denklemlerin çözülmesi izleği hesaba katılmalıdır. Bu tip var olan en uygun şekle sokma metotları off-line tipi hesaplamalardan esinlenerek geliştirilmiştir. Tasarımcıların katalogdaki, 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, devreyi en uygun şekle sokmaya ve istatistiksel tasarımda uygulanmaya yine bu tez çalışması ile başlanmıştır. Bizim önerdiğimiz Bulanık Mantık (Cengiz ve arkadaşları 2003) modeli, aktif eleman performans veri sayfalarında kullanılmıştır. Yapay sinir ağı ile mikrodalga kuvvetlendirici tasarımında Goasguen ve arkadaşları (2000) FDTD ile hibrit bir çalışma gerçekleştirmiştir. Bu sayede bir mikrodalga kuvvetlendiricisinin büyük işaret küresel modellemesini yapmıştır. Bu konuda yine aynı yıl Males-Ilic ve arkadaşları (2000), MMDS

uygulaması için tek katlı bir kuvvetlendiricideki transistörün gürültü parametrelerini yapay sinir ağı ile modellemişler ve bu modellenen transistör ile 11,7–12,5 GHz arası bir mikrodalga kuvvetlendirici tasarlamışlardır.

4. MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİ OPTİMİZASYONU

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 , Çıkış Yansıtma Katsayısı ρ_{out} 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 mikroşerit iletim hatlarının şerit genişliği W , şerit uzunluğu ℓ dir ve hedef fonksiyonlarımız F , ρ_i , ρ_{out} , G_T ile tasarım değişkenleri W_i, 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. Bu çalışmada hızlı ve verimli olan Parçacık Sürü Optimizasyonu kullanılıp mikrodalga kuvvetlendirici tasarlanmıştır.

4.1 Mikrodalga Kuvvetlendiricisi Gerçeklenebilir Tasarım Uzayı

4.1.1 Mikrodalga Kuvvetlendiricisi Optimizasyonu İki Temel Problemi

Bir mühendislik en uygun şekle sokma probleminde genellikle iki temel problem ile karşılaşılır:

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

Bu çalışmadaki mikrodalga kuvvetlendiricisini en uygun şekle sokmada “Tasarım Değişkenleri Uzayı”, h polinomu katsayılarıdır. Bu çalışmada “Tasarım Hedef Uzayı” olarak öngörülen bir B çalışma bandı içinde, dönüştürücü güç kazancı G_T , gürültü faktörü F , giriş VSWR V_i ve çıkış VSWR V_{out} bileşenlerinden oluşmuştur ve sonucunda çok hedefli bir en

uygun şekle sokma prosesi kullanılmaktadır.

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

i) Kullanılan transistörün hedef çalışma bandı B ’yi,

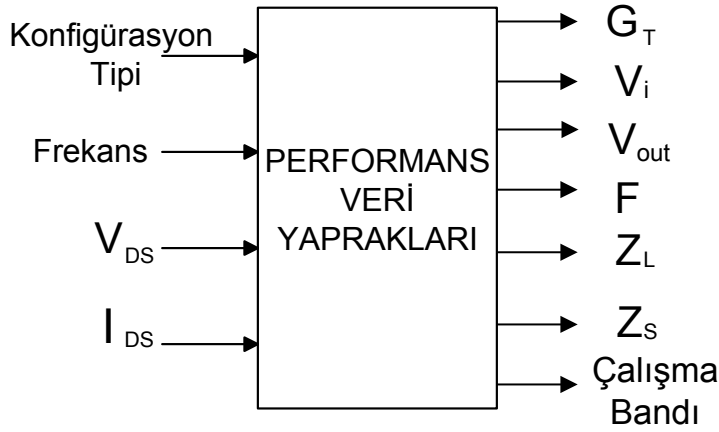
ii) Devrenin gerçekleştirileceği teknolojinin alt ve üst sınırlamaları ele alınarak;

Ayrıca “Tasarım Hedefleri” de;

iii) Kullanılan transistör “Performans Karakterizasyonu” (Güneş, 1994) teorisi uygulanması sonucu, $(CT, V_{DS}, I_{DS}$ ve f) çalışma bölgesinde elde edilen uyumlu (F, V_i, G_T) , (F, V_{out}, G_T) üçlülere veya (F, V_i, V_{out}, G_T) dördlüsü ile (Z_S, Z_L) sonlandırmaları kullanılarak tayin edilmektedir.

4.1.2 Gerçeklenebilir Tasarım Hedef Uzayı Tayini: Performans Veri Sayfaları

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



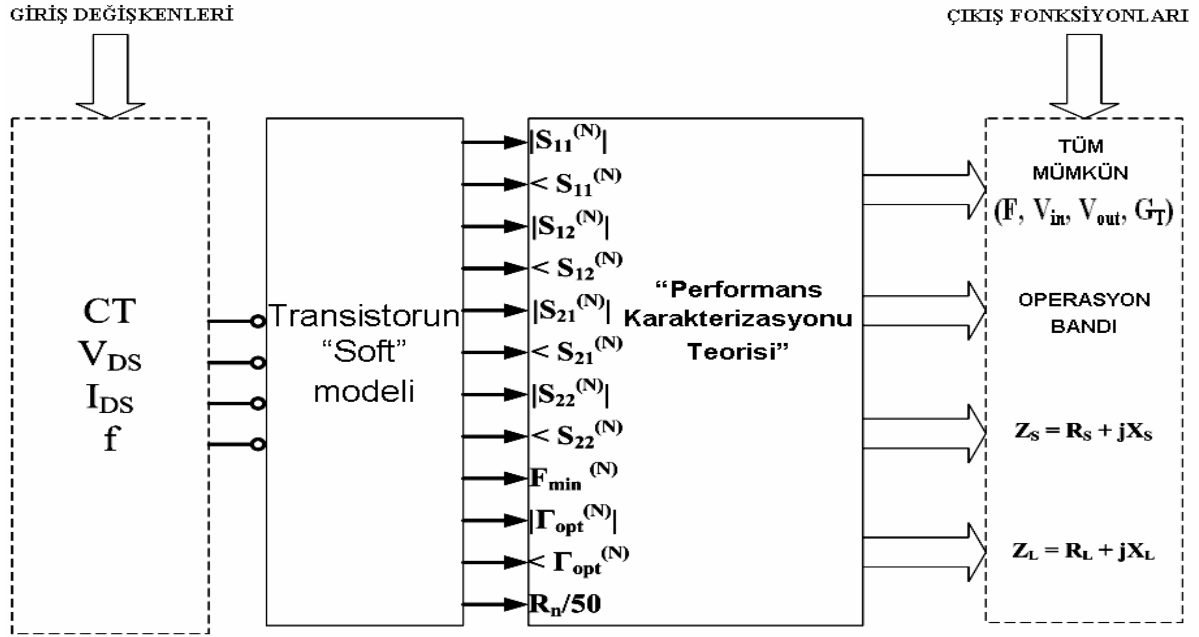
Şekil 4.1 Mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarım uzayı “Kara-Kutu” modeli

Bu “Kara Kutu”, iki alt bloktan oluşturulabilir:

i) Transistörün “Soft” modeli; [Güneş, F., Gürgen F., and Torpi, H., 1996], [Güneş, F., Cengiz, Y., 2003], [Gunes F, Turker N, Gurgun F, 2007].

ii) “Performans Karakterizasyonu Teorisi”.

İlk blok, transistörün işaret ve gürültü davranışını çalışma uzayının her noktasında tanımlamak fonksiyonunu görür ve “Yapay Sinir Ağı” hesaplama yöntemi ile gerçekleştirilmiştir.



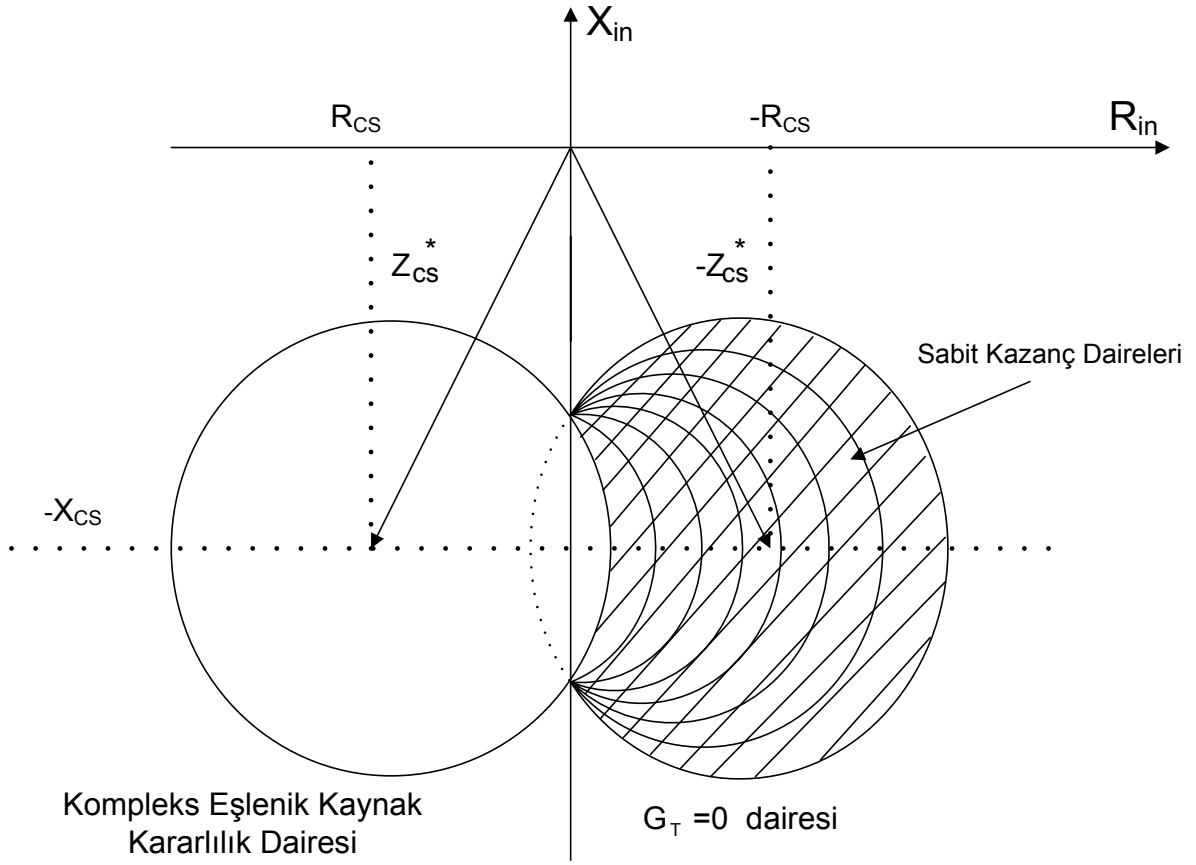
Şekil 4.2 “Performans veri sayfaları”nın blok diyagramı (Güneş, 2003)

4.1.3 Transistör Performans Karakterizasyonu

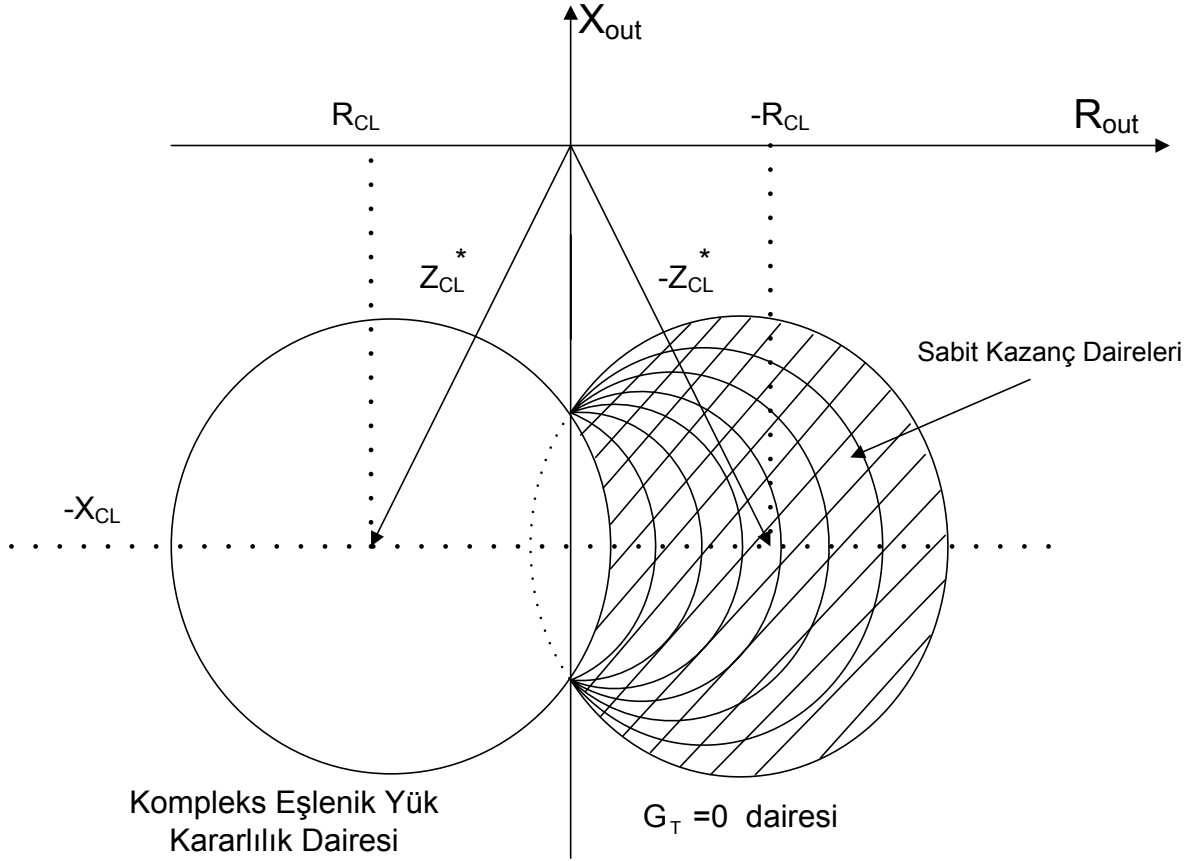
4.11–4.19 ile verilen transistör performans ölçü fonksiyonlarını eş zamanlı gerçekleyen (F, V_i, V_{out}, G_T) ve (Z_S, Z_L) fiziksel çözümleridir (Güneş, 1994, 1998, 2002). Fiziksel gerçekleştirilebilirlik koşulları aşağıda verilmiştir:

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

Z_{Sreq} ve Z_{Lreq} sonlandırmaları transistörü “Kararlı Çalışma Bölgesi”ndeki pasif sonlandırmalardan seçilmelidir (Şekil 4.3- Şekil 4.4);



Şekil 4.3 Giriş empedans düzleminde koşullu kararlı halde bir V_{ireq} ile sınırlandırılmış kazanç daireleri (Güneş, 1994)



Şekil 4.4 Çıkış empedans düzleminde koşullu kararlı halde bir V_{Outreq} ile sınırlandırılmış kazanç daireleri

Transistör performans karakterizasyonu kuvvetlendirici tasarımı için bir $B=f_1-f_2$ çalışma bandında, aşağıdaki uyumlu (F, V_i, G_T) , (F, V_{out}, G_T) üçlülerini, (F, V_i, V_{out}, G_T) dörtlülerini ve (Z_S, Z_L) sonlandırmalarını çıktı olarak vermektedir:

Ön kat transistörü için;

$$\left(F_{req}, V_{i_{req}}, G_{T_{max}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{max}} = R_{S_{max}} + jX_{S_{max}} \\ Z_{L_{max}} = R_{L_{max}} + jX_{L_{max}} \end{cases} \quad (4.2)$$

$$\left(F_{req}, V_{i_{req}}, G_{T_{min}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{min}} = R_{S_{min}} + jX_{S_{min}} \\ Z_{L_{min}} = R_{L_{min}} + jX_{L_{min}} \end{cases} \quad (4.3)$$

$$\left(F_{req}, V_{i_{req}}, G_{T_{req}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{req}} = R_{S_{req}} + jX_{S_{req}} \\ Z_{L_{req}} = R_{L_{req}} + jX_{L_{req}} \end{cases} \quad (4.4)$$

Çıkış kat transistörü için;

$$\left(F_{req}, V_{Out_{req}}, G_{T_{max}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{max}} = R_{S_{max}} + jX_{S_{max}} \\ Z_{L_{max}} = R_{L_{max}} + jX_{L_{max}} \end{cases} \quad (4.5)$$

$$\left(F_{req}, V_{Out_{req}}, G_{T_{min}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{min}} = R_{S_{min}} + jX_{S_{min}} \\ Z_{L_{min}} = R_{L_{min}} + jX_{L_{min}} \end{cases} \quad (4.6)$$

$$\left(F_{req}, V_{Out_{req}}, G_{T_{req}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{req}} = R_{S_{req}} + jX_{S_{req}} \\ Z_{L_{req}} = R_{L_{req}} + jX_{L_{req}} \end{cases} \quad (4.7)$$

Ara kat transistörü için;

$$\left(F_{req}, V_{in_{req}}, V_{Out_{req}}, G_{T_{max}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{max}} = R_{S_{max}} + jX_{S_{max}} \\ Z_{L_{max}} = R_{L_{max}} + jX_{L_{max}} \end{cases} \quad (4.8)$$

$$\left(F_{req}, V_{in_{req}}, V_{Out_{req}}, G_{T_{min}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{min}} = R_{S_{min}} + jX_{S_{min}} \\ Z_{L_{min}} = R_{L_{min}} + jX_{L_{min}} \end{cases} \quad (4.9)$$

$$\left(F_{req}, V_{in_{req}}, V_{Out_{req}}, G_{T_{req}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{req}} = R_{S_{req}} + jX_{S_{req}} \\ Z_{L_{req}} = R_{L_{req}} + jX_{L_{req}} \end{cases} \quad (4.10)$$

4.1.4 Transistörün Performans Ölçü Fonksiyonları

Bir transistör iki-kapılı performansı genellikle dört temel fonksiyon ile ölçülebilir: ‘Dönüştürücü Güç Kazancı G_T , Gürültü faktörü F , Giriş VSWR fonksiyonu V_i ve Çıkış VSWR fonksiyonu V_{out} ’tur. Bu fonksiyonlar transistör $[z]$ parametreleri, kaynak ve yük sonlandırmaları cinsinden aşağıdaki şekillerde ifade edilebilir (Collins,1992):

Bu bölümde gerekli temel formülasyonları verdikten sonra ileriki bölümlerde analiz işlemlerine geçilecektir.

4.1.4.1 Gürültü Faktörü

Şekil 4.5' de verilen bir $Z_S = R_S + jX_S$ kaynak empedansına ilişkin gürültü faktörü:

$$F \triangleq \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} = F\{Z_S\} = F_{\min} + \frac{R_n}{|Z_{opt}|^2} \frac{|Z_S - Z_{opt}|^2}{R_S} \quad (4.11)$$

Şeklinde ifade edilebilir. (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994)

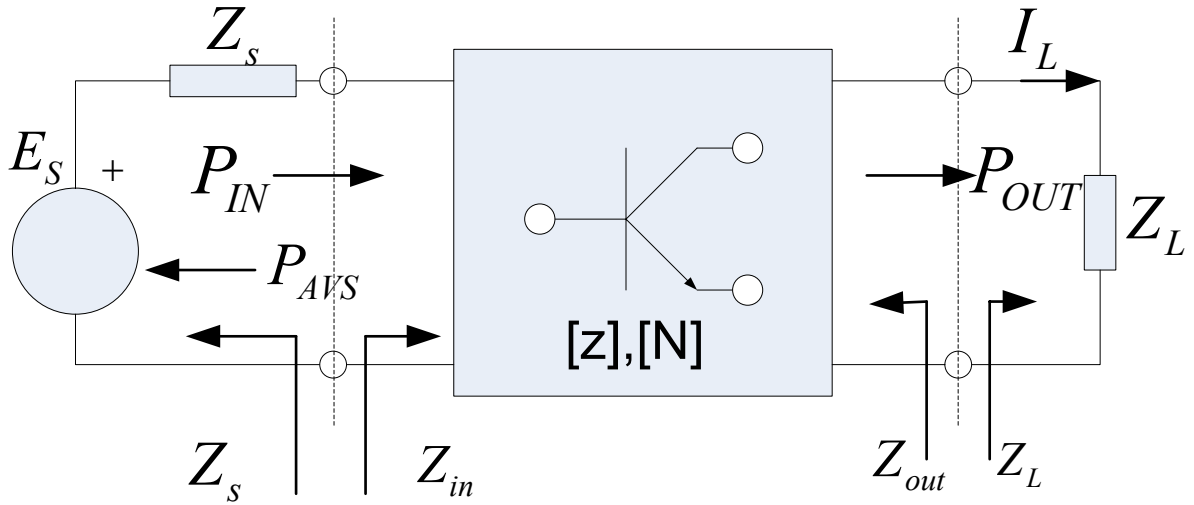
Burada

R_n : eşdeğer gürültü direnci,

$F_{\min}$: minimum gürültü faktörü,

$Z_{opt} = R_{opt} + jX_{opt}$: optimum kaynak empedansı

olmakta ve bu değerler transistör parametreleriyle birlikte verilmektedir.



Şekil 4.5 İki Kapılı Devre ve Kapı Empedansları

4.1.4.2 Giriş VSWR

$Z_S = R_S + jX_S$ kaynak empedansı $Z_L = R_L + jX_L$ yük empedansına sahip Şekil 4.5' deki gibi bir iki kapılının giriş VSWR(V_i):

$$V_i = \frac{1 + |\rho_{in}|^2}{1 - |\rho_{in}|^2} \quad (4.12)$$

şeklinde ifade edilir. Burada ρ_{in} :

$$|\rho_{in}| = \left| \frac{Z_S - Z_{in}^*}{Z_S + Z_{in}} \right| \quad (4.13)$$

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

$$Z_i = z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22} + Z_L} \quad (4.14)$$

Şeklinde ifade edilmektedir. (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994).

4.1.4.3 Çıkış VSWR

Çıkış VSWR ise (V_{out}):

$$V_{out} = \frac{1 + |\rho_{out}|^2}{1 - |\rho_{out}|^2} \quad (4.15)$$

şeklinde ifade edilir. Burada ρ_{out} :

$$|\rho_{out}| = \left| \frac{Z_{out} - Z_L^*}{Z_{out} + Z_L} \right| \quad (4.16)$$

şeklinde ifade edilen çıkış yansıma katsayısı olmaktadır. Buradaki çıkış empedansı Z_{out}

$$Z_{out} = z_{22} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{11} + Z_S} \quad (4.17)$$

$\updownarrow$ (Ters dönüşümü ile)

$$Z_S = -z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22} - Z_{out}} \quad (4.18)$$

Şeklinde ifade edilmektedir.

4.1.4.4 Dönüştürücü Güç Kazancı

Şekil 4.5' deki iki kapılının Z_S , Z_L ve z - parametrelerine bağlı transducer (dönüştürücü) güç kazancı:

$$G_T\{Z_S, Z_L\} = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{4.R_S.R_L |z_{21}|^2}{|(z_{11} + Z_S)(z_{22} + Z_L) - z_{12}.z_{21}|^2} \quad (4.19)$$

P_L : Yüke aktarılan güç.

P_{AVS} : Kaynaktan çekilebilen maksimum güç.

Şeklinde ifade edilir. (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994).

5. ÖN KAT TRANSİSTÖRÜ İÇİN PERFORMANS KARAKTERİZASYONU

Bu bölümün konusunda olan ve GÜNEŞ metodunda dayanan (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994). Optimizasyon problemi, $F_{req} - F(R_S, X_S) = 0$ ve $V_{ireq} - V_i(R_S, X_S, R_L, X_L) = 0$ olmak üzere (G_{Tmax} , maksimum kazanç ve G_{Treq} istenilen kazanç), $G_{Tmax} - G_T(R_S, X_S, R_L, X_L) = 0$ ve ayrıca $G_{Treq} - G_T(R_S, X_S, R_L, X_L) = 0$ olacak şekilde iki ayrı durum için kararlı bölgede kalmak koşuluyla mümkün tüm $Z_s = R_s + jX_s$ ve $Z_L = R_L + jX_L$ kompleks sonlandırmalarını geometriksel ve matematiksel olarak belirlemek şeklinde ifade edilebilir. Bu durumda bu işlemler sonucunda $\{F_{req}, V_{ireq}, G_{Tmax} [f, V_{CE}, I_C]\} \Leftrightarrow Z_{Lmax} [f, V_{CE}, I_C]$, $Z_{Smax} [f, V_{CE}, I_C]$ ve $\{F_{req}, V_{ireq}, G_{Tmin} \leq G_{Treq} \leq G_{Tmax} [f, V_{CE}, I_C]\} \Leftrightarrow Z_{Lreq} [f, V_{CE}, I_C]$, $Z_{Sreq} [f, V_{CE}, I_C]$ fonksiyonlarına ulaşılmış olacaktır. Burada f ; frekansı ve V_{CE} ile I_C (veya V_{DS} ile I_{DS}) kutuplama noktasını dolayısıyla transistörün gürültü ve S-parametrelerini ifade etmektedir.

Bu tür yüksek dereceli polinomların içerildiği optimizasyon problemlerinin çözümüne yönelik bir takım yöntemler literatürde sıkça yer almaktadır. Ancak tanımladığımız problemin hem reel hem de imajiner kısma sahip olması ve ayrıca çok hesaplama zamanına ihtiyaç duymaları önerilen geometrik yöntemi daha avantajlı duruma getirmektedir. Bunun yanında bu tezde tüm çözümler hem analitik hem de geometriksel olarak ifade edilmişlerdir.

Kullanılan yöntem aşağıdaki adımlardan oluşmaktadır:

Verilen bir transistöre ilişkin F =sabit, V_i =sabit ve G_T =sabit dairelerine yönelik Z_S -düzleminde analiz yapılır. Bu adımda gürültü ve VSWR dairelerinin Z_S -düzlemindeki konumları belirlenmiş olur. Bu dairelerin durumları G_{Tmax} , G_{Treq} , Z_S ve Z_L değerlerini belirlenmesinde yardımcı olacaktır.

Z_i -düzleminde yapılacak analizlerde kararlılık bölgeleri belirlenir. Ayrıca burada kararlı bölgede belirlenecek Z_i değeri bir Z_L ve Z_S -düzleminde F ve V_i dairelerinin durumuna göre bir veya iki Z_S değerine karşılık düşecektir.

Maksimum ve istenilen kazanç için tüm mümkün Z_S ve Z_L değerleri kararlı bölgede kalacak şekilde belirlenir.

Bu işlemler tüm çalışma bandı frekanslarında yapılarak analiz tamamlanmış olur.

5.1 Z_S -düzleminde Sabit Gürültü, Giriş VSWR ve Kazanç Daireleri

Z_S -düzleminde merkezi $Z_c = R_c + jX_c$ ve yarıçapı r_c olan bir daire denklemi:

$$|Z_s - Z_c| = r_c \quad \text{veya} \quad (5.1)$$

$$|Z_s|^2 - 2R_cR_s - 2X_cX_s + |Z_c|^2 - r_c^2 = 0 \quad (5.2)$$

şeklinde ifade edilebilir. (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994).

5.1.1 Sabit Gürültü Daireleri

(4.11) eşitliğini de kullanarak Z_S -düzlemindeki sabit gürültü dairesi aşağıdaki eşitlikteki gibi ifade edilir. Bunun geometriksel ifadesi Şekil 5.1' de verilmiştir.

$$|Z_s - Z_{opt}|^2 = 2NR_s \quad (5.3)$$

$$|Z_s|^2 - 2R_s(R_{opt} + N) - 2X_sX_{opt} + |Z_{opt}|^2 = 0 \quad (5.4)$$

Burada merkez $Z_{cn} = R_{cn} + jX_{cn}$ ve yarıçapı r_n (5.4)' ün yardımıyla şu şekilde bulunabilir:

$$R_{cn} = R_{opt} + N \quad (5.5)$$

$$X_{cn} = X_{opt} \quad (5.6)$$

$$r_n = \sqrt{N(2R_{opt} + N)} \quad (5.7)$$

$$N = \frac{(F_{req} - F_{min})}{2R_n} \cdot |Z_{OPT}|^2 \quad (5.8)$$

$F_{min}, R_n, R_{opt}, X_{opt}$ transistörün S-parametreleri dosyasından gelmektedir. F_{req} istenilen gürültüdür.



Şekil 5.1 Sabit Gürültü, Giriş VSWR ve Kazanç Daireleri

5.1.2 Sabit Giriş VSWR Daireleri

Sabit giriş VSWR (ρ_i) dairelerine yönelik işlemleri basitleştirmek için VSWR (V_i) yerine giriş yansırma katsayısı, (5.3) formülasyonundan elde edilerek kullanılmaktadır.

(5.3) eşitliği kullanılarak sabit giriş VSWR daireleri Z_S -düzleminde aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$|Z_S|^2 - 2R_i \frac{1+|\rho_{in}|^2}{1-|\rho_{in}|^2} R_S + 2X_i X_S + |Z_i|^2 = 0 \quad (5.9)$$

Burada (5.9) eşitliği kullanılarak merkez $Z_{cv} = R_{cv} + jX_{cv}$ ve yarıçap r_v aşağıdaki gibi bulunabilir.(Şekil 5.1), (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994).

$$R_{cv} = \frac{1+|\rho_{in}|^2}{1-|\rho_{in}|^2} R_i \quad (5.10)$$

$$X_v = -X_i \quad (5.11)$$

$$r_v = \frac{2|\rho_{in}|}{1-|\rho_{in}|^2} R_i \quad (5.12)$$

Burada R_i ve X_i giriş empedansı reel ve imajiner kısımlarıdır. ($Z_i = R_i + jX_i$).

(5.10), (5.11),(5.12) eşitliklerinden açıkça görüldüğü gibi $\rho_i = 0$ olduğunda

$Z_{cv} = Z_i$, $r_v = 0$ ve giriş VSWR=1(giriş kapısında kompleks eşlenik uydurma) olur.

5.1.3 Sabit Kazanç Daireleri

(5.9) formülünü Z_S ' e göre düzenlersek:

$$|Z_S|^2 - 2\left(\frac{C}{G_T} - R_i\right)R_S - 2X_iX_S + |Z_i|^2 = 0 \quad (5.13)$$

ifadesi elde edilir. Burada $C = \frac{2.R_L |Z_{21}|^2}{|Z_L + Z_{22}|^2}$ şeklinde bir sabittir.

Z_S -düzleminde sabit dönüştürücü güç kazanç dairelerinin merkezi $Z_{cp} = R_{cp} + jX_{cp}$ ve yarıçapı r_p aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.(Şekil 5.1) (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994).

$$R_{cp} = \frac{C}{G_T} - R_i \quad (5.14)$$

$$X_{cp} = -X_i \quad (5.15)$$

$$r_p = \sqrt{\frac{C}{G_T} \left(\frac{C}{G_T} - 2R_i \right)} \quad (5.16)$$

Maksimum kazancın, yarıçapı sıfıra eşit olan limit dairesi içinde elde edilebileceğini biliyoruz

bundan yola çıkarak $r_p = 0$ ve $C > 0$ ise $\frac{C}{G_T} = 2R_i$ 'yi (5.14)' te yerine koyarsak $Z_{cp} = Z_S = Z_i^*$

bulunur. Çıkan sonuçtan da görüldüğü gibi maksimum kazanç kaynak empedansı, iki kapılının giriş empedansının kompleks eşleniğine uydurulduğunda elde edilir. (5.11) ve (5.15)' den görüldüğü gibi giriş VSWR dönüştürücü kazanç dairelerinin merkezleri ($-X_i$) imajiner eksenin üzerinde olduğu hemen anlaşılır. Ayrıca geometriksel durumda da(Şekil 5.1) bunu göstermektedir. $R_{cn} = R_{cv}$ olduğunda $r_n = r_c$ olduğu kolayca gösterilebilir. (5.10) ve (5.14) eşitlenerek;

$$\frac{C}{G_T} = \frac{2R_i}{1-|\rho_{in}|^2} \quad (5.17)$$

elde edilir ve (5.17), (5.16)' de yerine konularak

$$r_p = 2 \frac{|\rho_i|}{1-|\rho_i|^2} R_i \quad (5.18)$$

bulunur. r_p (5.12)' de bulunan r_v 'ye eşit çıkmıştır. C ifadesi (5.17)' de yerine konularak Z_S -düzleminde verilen giriş VSWR' ı karşılayan maksimum kazanç bulunur:

$$G_T = \frac{|z_{21}|^2}{|Z_L + z_{22}|^2} \frac{R_L}{R_i} (1-|\rho_i|^2) \quad (5.19)$$

(5.19) ifadesi Şekil(5.1)' den de belirlenebilir.

$$G_T = \frac{P_{out}}{P_{avs}} = \frac{P_{in}}{P_{avs}} \cdot \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (5.20)$$

şeklindedir. Burada çalışma güç kazancı G_{out} ;

$$G_{out} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (5.21)$$

şeklinde tanımlanır. Ayrıca;

$$G_{out} = \frac{|z_{21}|^2 R_L}{|Z_L + z_{22}|^2 R_i} \quad (5.22)$$

$$\frac{P_{in}}{P_{avs}} = \frac{4.R_S.R_i}{|Z_S + Z_i|^2} = \frac{|Z_S + Z_i|^2 - |Z_S + Z_i^*|^2}{|Z_S + Z_i|^2} = 1-|\rho_i|^2 \quad (5.23)$$

Olduğundan (5.20) ifadesinden (5.19) ifadesine ulaşılabilir, (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994).

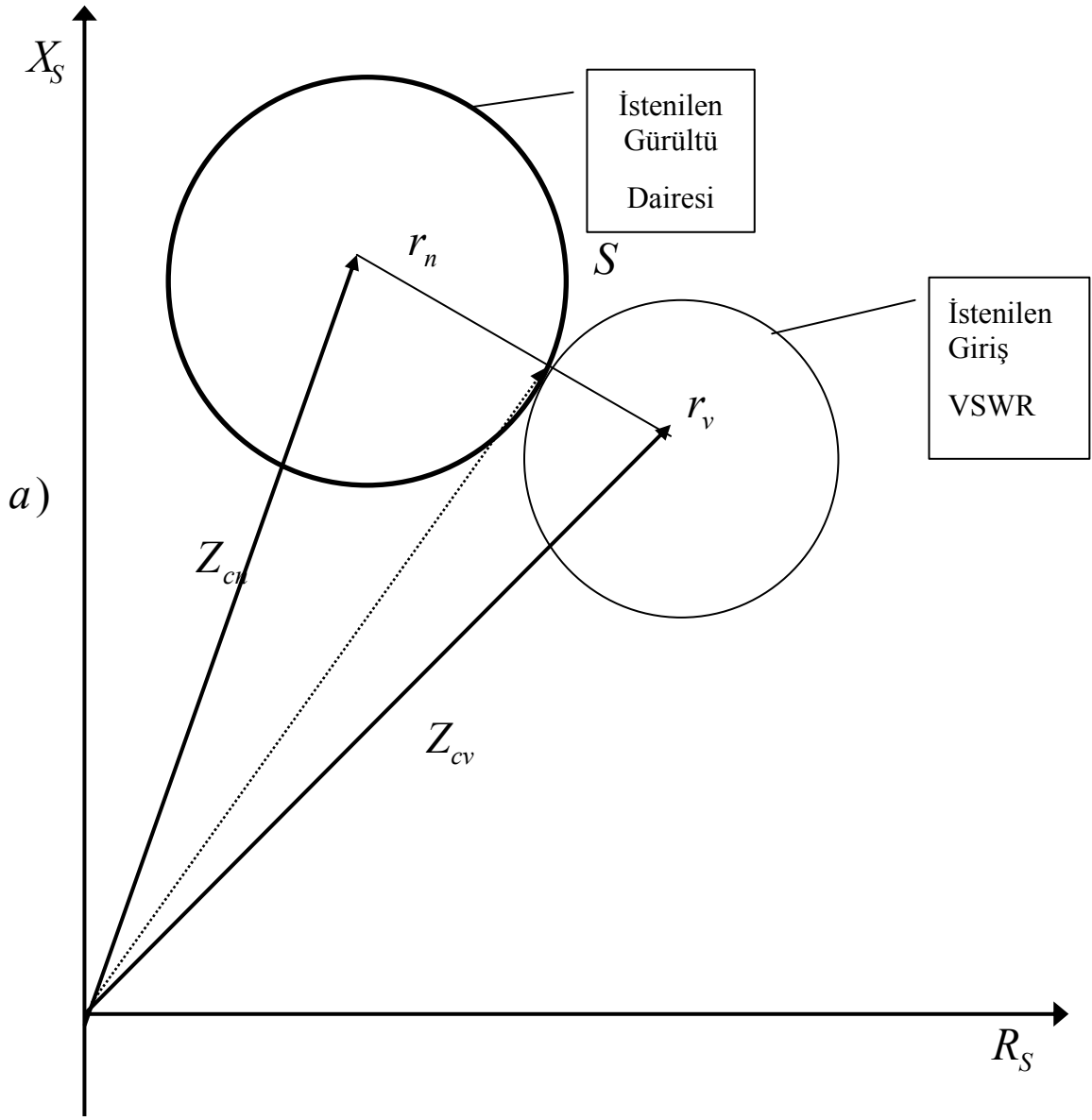
Bu tartışmaların sonucu olarak yalnız verilen gürültü ve giriş VSWR daireleri Z_S -düzleminde göz önüne alınabileceği ortaya çıkar. Çünkü bu iki dairenin ortak iki noktası yalnız gürültü ve giriş VSWR gereksinimlerini karşılamakla kalmaz aynı zamanda Z_S -düzleminde dönüştürücü güç kazancını da maksimum yapar istenilen bir G_{Treq} ’ de bu dairelerin kesişimleri sonucu elde edilebilecektir.

Çalışmalar neticesinde verilen gürültü dairesinin Z_S -düzleminde sabit olduğunu ve verilen giriş VSWR dairesinin giriş empedansı (Z_i) yoluyla yük empedansına bağlı olarak yer değiştirildiğini gördük. Bu nedenle aşağıdaki durumlar mümkündür.

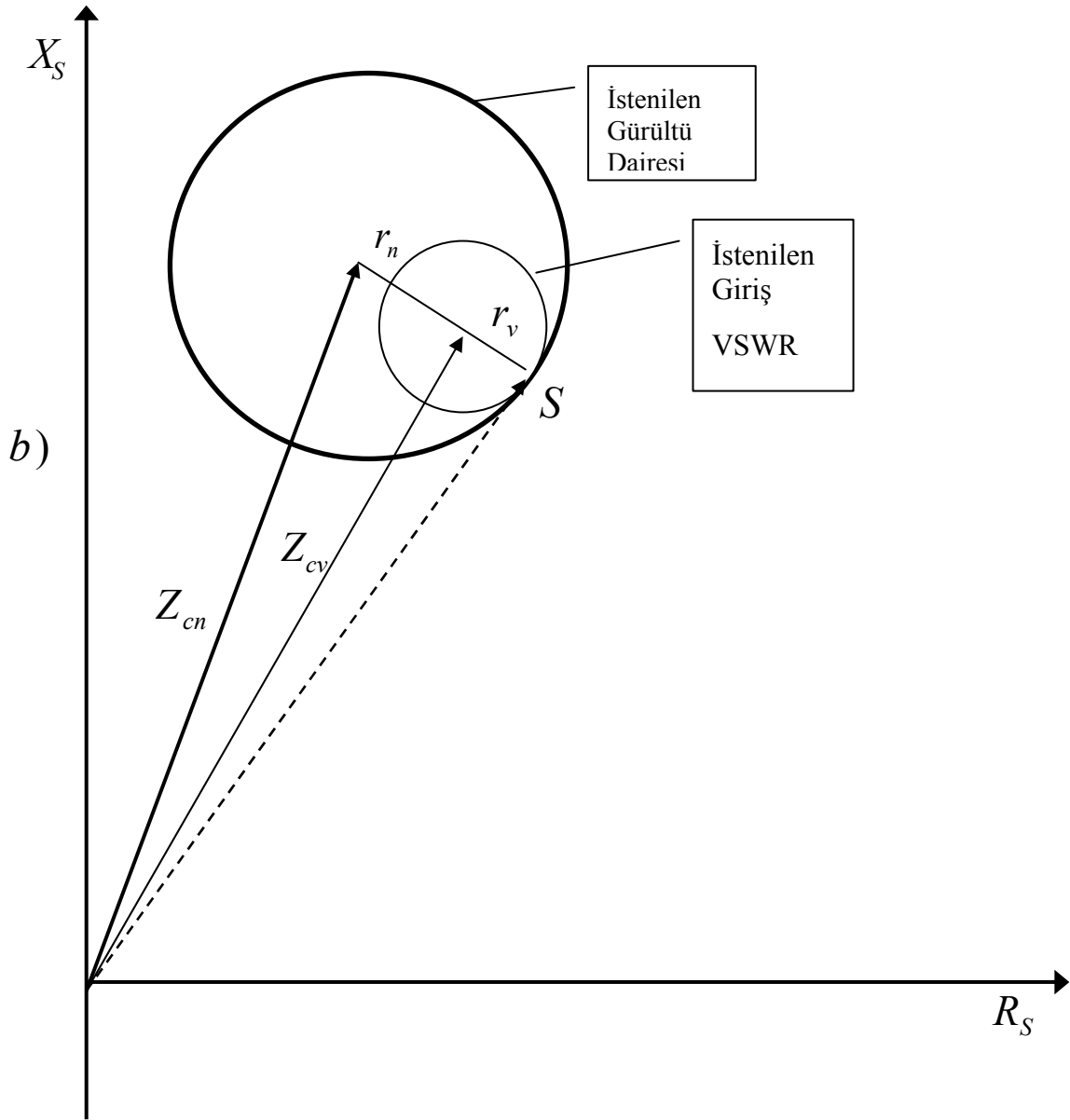
(Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994);

- a) Bu daireler birbirine dokunmayabilirler.
- b) Birbirine iç veya dış teğet olabilirler.(Şekil 5.2-5.3)
- c) Birbirlerini kesebilirler.

İleriki bölümde bu olasılıkların her biri ayrı ayrı incelenecektir.



Şekil 5.2 Z_S -düzleminde İstenilen Gürültü Faktörü ile Giriş VSWR'ın Dış Teğet Durumları



Şekil 5.3 Z_S -düzleminde İstenilen Gürültü Faktörü ile Giriş VSWR'ın İç Teğet Durumları

5.1.4 Z_S-düzleminde Sabit Gürültülü ve Giriş VSWR Dairelerinin Konumları

Z_S-düzleminde birbirine değmeyen ve kesişen pozisyonlar arasında geçiş safhaları olan gürültü ve giriş VSWR dairelerinin iki teğet pozisyonu Şekil(5.2 ve 5.3)' de dış ve iç teğet pozisyonları olarak gösterilmiştir. Z_S-düzleminde her iki pozisyonu kapsayacak teğet durumu için genel bir eşitlik aşağıdaki şekilde verilebilir:

$$|Z_{cn} - Z_{cv}|^2 = (r_n \pm r_v)^2 \quad (5.24)$$

(5.5)-(5.7) ve (5.10)-(5.12)'deki Z_{cn}, Z_{cv}, r_n, r_v ifadeleri (5.24)' de yerine konulursa Z_S-düzlemindeki teğet gürültü ve giriş VSWR daire çifti, Z_i-düzleminde aşağıdaki çıkarılan eşitlikteki gibi ifade edilebilir.

$$|Z_{in}|^2 - \left\{ 2(R_{opt} + N) \left(\frac{1 + |\rho_{in}|^2}{1 - |\rho_{in}|^2} \right) R_{in} \mp 2\sqrt{N(2R_{opt} + N)} \frac{2|\rho_{in}|}{1 - |\rho_{in}|^2} R_{in} \right\} + \quad (5.25)$$

$$2X_{opt}X_{in} + |Z_{opt}|^2 = 0$$

Yukarıdaki ifade Z_S-düzlemine iki teğet durumun olması nedeniyle iki farklı daireyi ifade etmektedir. (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994).

5.1.4.1 Dış Teğet Pozisyonu

(5.25)' deki ifadede işaret negatif alındığı durumda T_1 dairesinin merkezi ($Z_{ct1} = R_{ct1} + jX_{ct1}$) ve yarıçapı r_{t1} için aşağıdaki ifadeleri elde edebiliriz (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994):

$$R_{ct1} = R_{cn}U + r_nV \quad (5.26)$$

$$X_{ct1} = -X_{opt} \quad (5.27)$$

$$r_{t1} = \sqrt{|Z_{ct1}|^2 - |Z_{opt}|^2} \quad (5.28)$$

$$U = \frac{1 + |\rho_{in}|^2}{1 - |\rho_{in}|^2} \quad (5.29)$$

$$V = \frac{2\rho_{in}}{1-|\rho_{in}|^2} \quad (5.30)$$

R_{cn} ve r_n daha önce (5.5) ve (5.7)' de verilmişti.

5.1.4.2 İç Teğet Pozisyonu

(5.25)' deki ifadeyi işaret negatif alındığı durumda T_2 dairesinin merkezi ($Z_{ct2} = R_{ct2} + jX_{ct2}$) ve yarıçapı (r_{t2}) için aşağıdaki ifadeleri elde edebiliriz(Güneş F., Güneş M., Fidan M.,1994):

$$R_{ct2} = R_{cn}U - r_nV \quad (5.31)$$

$$X_{ct2} = -X_{opt} \quad (5.32)$$

$$r_{t2} = \sqrt{|Z_{ct2}|^2 - |Z_{opt}|^2} \quad (5.33)$$

T_1 ve T_2 dairelerinin merkezleri aynı imajiner eksen üzerindedir ve T_2 dairesi her zaman T_1 dairesinin içinde ve T_1 'e değmeksizin bulunduğu tüm durumlarda aşağıdaki eşitsizliğin var olduğu gösterilerek ispat edilebilir:

$$r_{t1} \geq R_{ct1} - R_{ct2} + r_{t2} \quad (5.34)$$

eşitlik sadece $|\rho_i| = 0$ (yani VSWR=1) olduğunda sağlanabilir. (5.26) eşitliğindeki V ' nin çözümü sıfır olur, R_{ct1} ve r_{t1} sırasıyla R_{ct2} ve r_{t2} ' ye eşit olur. T_1 ve T_2 dairesi çakışık çıkar. Daireler aynı daire olurlar. Bunun anlamı Z_i -düzleminde sadece bir daire vardır ve giriş VSWR dairesi Z_S -düzleminde bir daire değil ama bir noktadır.

Şekil 5.4' de gösterilen T_1 ve T_2 daireleriyle sınırlanan giriş empedans düzleminde 5 farklı bölge, Z_S -düzleminde gürültü dairesiyle verilen giriş VSWR dairesinin aşağıda açıklanan farklı etkileşimlerine neden olur(Şekil 5.5):

1.Bölge: T_1 dairesinin dışında seçilen herhangi bir Z_i (giriş empedansı) için Z_S -düzleminde istenen giriş VSWR dairesiyle gürültü dairesi birbirine değmeme pozisyonundadır (Şekil 5.5a).

2.Bölge: T_1 dairesi üzerinde alınan bir Z_i empedansı sonucu verilen giriş VSWR ve gürültü

daireleri Z_s -düzleminde dış teğet pozisyonuna karşılık düşer (Şekil 5.5b).

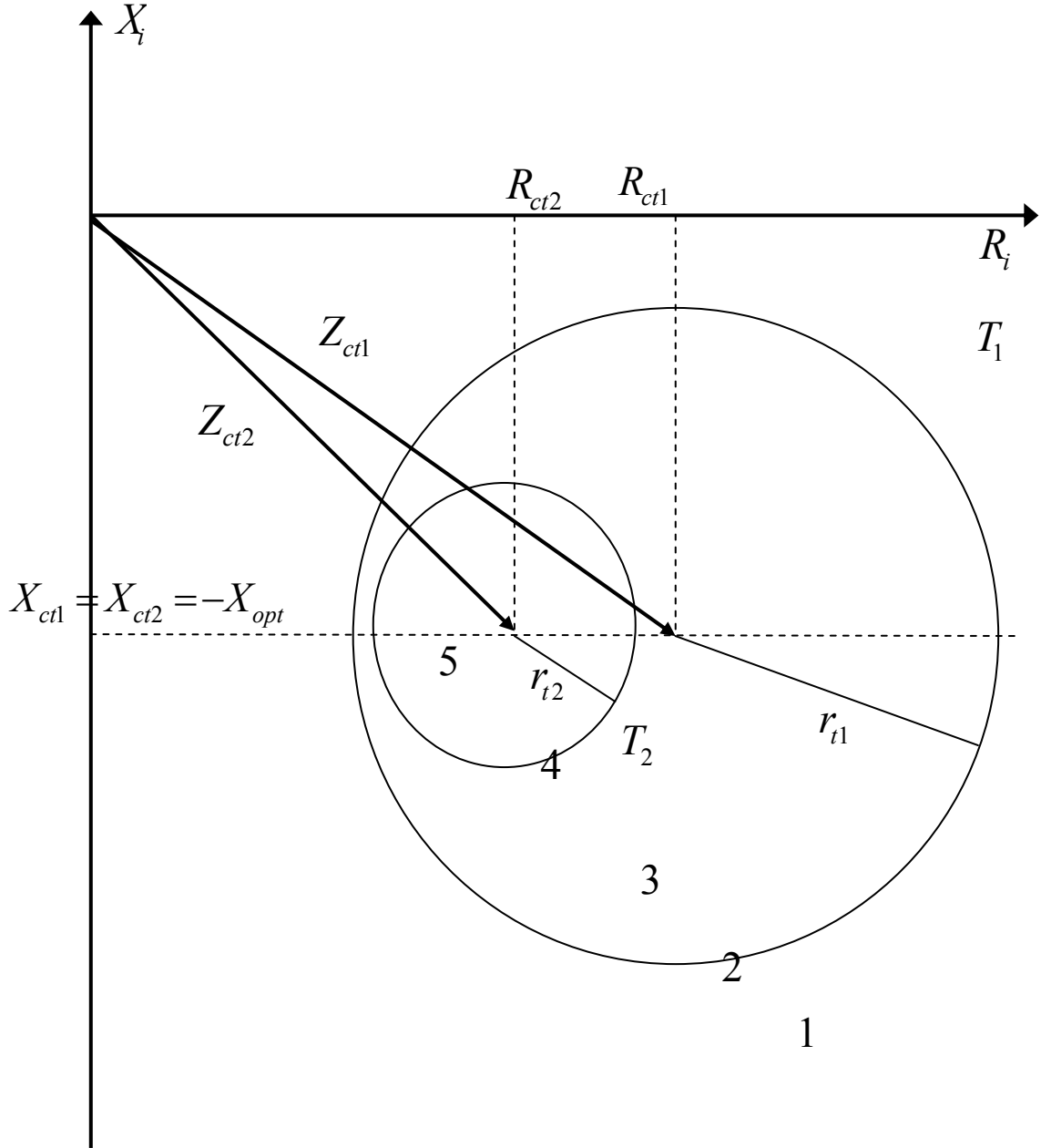
3.Bölge: T_1 ve T_2 dairelerinin arasındaki bölgede seçilen herhangi bir Z_i empedansı

sonucunda Z_s -düzleminde verilen giriş VSWR dairesiyle gürültü dairesi arasında birbirlerini iki ayrı noktada keserler (Şekil 5.5c).

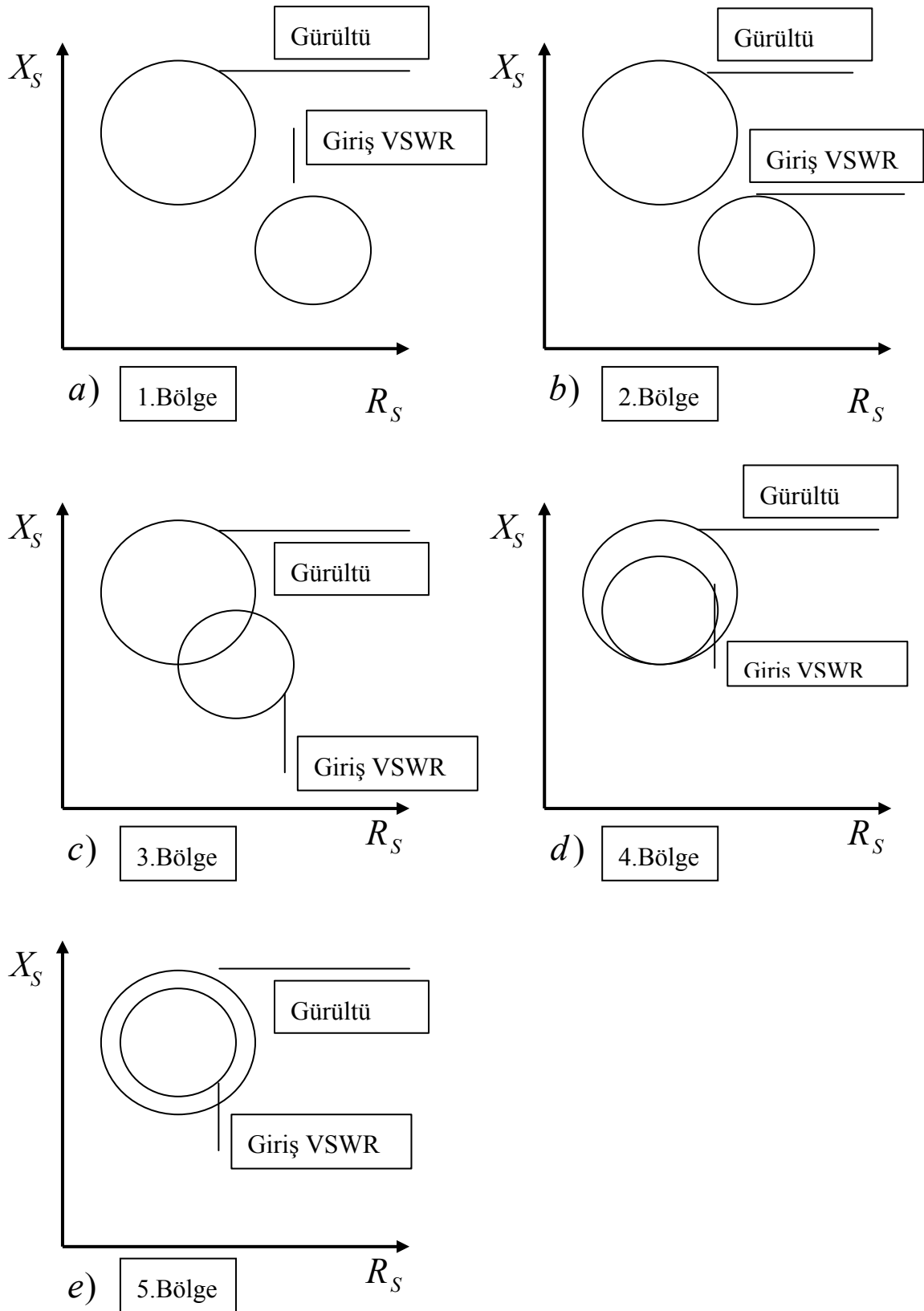
4.Bölge: Z_i ' nin T_2 dairesinin üzerinde seçilmesi durumunda verilen giriş VSWR ve gürültü daireleri, Z_s -düzleminde iç teğet pozisyonundadır (Şekil 5.5d).

5.Bölge: Z_i ' nin T_2 dairesinin içinde seçilmesi durumunda gürültü ve giriş VSWR daireleri Z_s -düzleminde iç teğet pozisyonundadır (Şekil 5.5e).

Şekil 5.5a ve Şekil 5.5e' den görüldüğü gibi Z_i -düzlemindeki 1.bölge ve 5.bölgelerde, Z_s -düzlemindeki verilen giriş VSWR ve gürültü dairelerinin hiçbir ortak noktası yoktur. Bu yüzden bu durumlar verilen giriş VSWR ve verilen gürültü için istenilen ve maksimum kazanç çözümünü vermezler, (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994).



Şekil 5.4 Z_S -düzleminde Giriş VSWR ve Gürültü Dairelerinin Durumlarını belirleyen Z_i -düzlemindeki Beş Farklı Bölge



Şekil 5.5 Z_i -düzlemindeki Beş Bölgenin Belirlediği Z_S -düzlemindeki Giriş VSWR ve Gürültü Dairelerinin Durumları

- a) Z_S -düzleminde 1. bölge olması durumu
- b) Z_S -düzleminde 2. bölge olması durumu
- c) Z_S -düzleminde 3. bölge olması durumu
- d) Z_S -düzleminde 4. bölge olması durumu
- e) Z_S -düzleminde 5. bölge olması durumu

5.2 Koşulsuz Kararlı Mikrodalga Transistörü

5.2.1 Verilen Giriş VSWR İçin Z_{in} -Düzlemi Sabit Kazanç Daireleri

Koşullu optimizasyon probleminin geometrik ve analitik çözümlerini bulabilmek amacıyla verilen giriş VSWR' ı gerçekleyen sabit kazanç daireleri, Z_i -düzleminde oluşturulacak ve bu kazanç dairelerinin çözüm bölgeleri içindeki değerleri araştırılıp bütün koşulları sağlayanlar çözüm kümesini oluşturacaktır.

(5.19) ifadesinde yük empedansından yararlanarak giriş empedansı şeklinde ifade edilirse, Z_i -düzleminde bir daire denklemi halinde aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$|Z_{in}|^2 - \frac{1}{r_{22}}(2r_{11}r_{22} - r - \frac{G_T |z_{12}|^2}{1 - |\rho_i|^2})R_i - \frac{1}{r_{22}}(2x_{11}r_{22} - x)x_i - \frac{1}{r_{22}}(r_{11}r - x_{11}x) + |z_{11}|^2 = 0 \quad (5.35)$$

Burada;

$$r_{ij} = \text{Re}\{z_{ij}\}, \quad x_{ij} = \text{Im}\{z_{ij}\}, \quad z = z_{12} \cdot z_{21} = r + jx \quad (5.36)$$

Bu daire ailesinin merkezi ve yarıçapı sırasıyla $Z_{cg} = R_{cg} + jX_{cg}$ ve $P = Q \pm \sqrt{(Q^2 - |z|^2)}$ olsun.

$$R_{cg} = \frac{1}{2r_{22}}(Q - P) \quad (5.37)$$

$$X_{cg} = \frac{1}{2r_{22}}(2x_{11}r_{22} - x) \quad (5.38)$$

$$r_g = \frac{1}{2r_{22}}\sqrt{P^2 - 2QP + |z|^2} \quad (5.39)$$

Burada;

$$P = G_T \frac{|z_{12}|^2}{1 - |\rho_i|^2} \quad (5.40)$$

$$Q = 2r_{11}r_{22} - r \quad (5.41)$$

(5.37), (5.39) ve (5.41)' den görüleceği gibi X_{cg} sabit kaldığında G_T ' deki artma ile R_{cg} azalacaktır.(Şekil 5.6) ve maksimum kazanca sadece yarıçapı r_g sifira eşit olduğu noktada ulaşılır. Bu nedenle (5.39) ifadesi sifira eşitlenirse;

$$P = Q \pm \sqrt{(Q^2 - |z|^2)} \quad (5.42)$$

elde edilir ve bu ifadeye iki kapılının koşulsuz kararlı olması durumunda ulaşılacaktır.

$$Z_{i\max} = Z_{cg\max} = R_{cg\max} + jX_{cg} \quad (5.43)$$

Burada;

$$R_{cg\max} = \frac{1}{2r_{22}}\sqrt{Q^2 - |z|^2} \quad (5.44)$$

ve X_{cg} (5.38)' de daha önceden belirlenmiştir.

Bu sayede verilen giriş VSWR' ı karşılayan maksimum dönüştürücü güç kazancı (5.40) ve (5.42)' de eşitleyerek aşağıdaki şekilde çıkarabiliriz(Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994):

$$G_{T\max} = \left\{ Q - \sqrt{(Q^2 - |z|^2)} \right\} \frac{1 - |\rho_i|^2}{|z_{12}|^2} \quad (5.45)$$

Bir iki kapılının her iki kapısında da kompleks eşlenik uydurma söz konusu ise ($|\rho_i|=0$) maksimum kullanılabilir güç kazancına (MAG: maximum available gain) ulaşılmış olur.

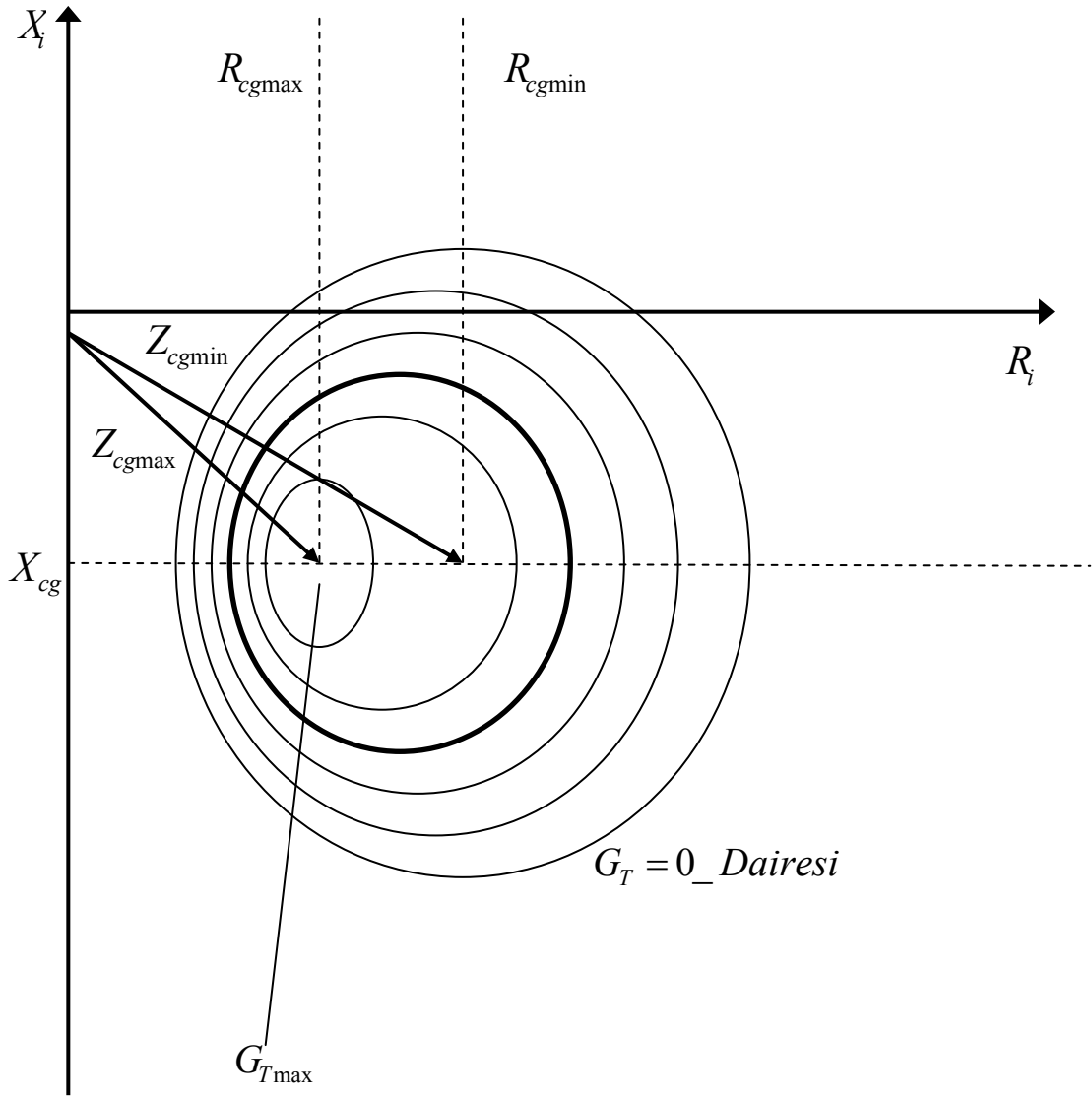
$G_T = 0$ dairesinin verilen daire ailesinin bir limit dairesi olduğunu kolayca bulabiliriz (5.37) ve (5.39)' da $G_T = 0$ ' ı yerine koyarak aşağıdaki gibi $G_T = 0$ dairesinin merkezini ($Z_{cg \min}$) ve yarıçapını ($r_{g \min}$) bulabiliriz.

$$Z_{cg \min} = R_{cg \min} + jX_{cg} \quad (5.46)$$

$$R_{cg \min} = \frac{Q}{2r_{22}} \quad (5.47)$$

$$r_{g \min} = \frac{|z|}{2r_{22}} \quad (5.48)$$

Devrenin mutlak kararlılığı için $Q > |z|$ olduğunda $R_{cg \min} > Z_{cg \max}$ dur. Sonuç olarak limit daire bütünüyle pozitif reel düzlemde ve $G_T > 0$ olan tüm daireler, limit $G_T = 0$ dairesinin içindedir. (Şekil 5.6), (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994).



Şekil 5.6 İstenilen Giriş VSWR' ı Sağlayan Sabit Kazanç Daireleri

5.2.2 Verilen Giriş VSWR ve Gürültü Faktörü Sağlayan Koşulsuz Kararlı Transistörün Kazanç Daireleri ve Empedans Verileri

$r_{11} > 0$, $r_{22} > 0$ ve $(\frac{Q}{|z|}) > 1$ olması durumunda koşulsuz kararlı durum (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994) söz konusudur ve koşulsuz kararlılık şartı altında geometrik çözüm $Z_{cg \max}$ 'ın pozisyonuna bağlı olarak çıkartılabilir (Şekil 5.7). Örneğin $Z_{cg \max}$ 1. bölgede ise maksimum kazanç T_1 dairesine teğet sabit kazanç dairesinin değeri olacaktır. Benzer biçimde $Z_{cg \max}$ 5. bölgede olduğu zaman maksimum kazanç T_2 dairesi ile teğet sabit kazanç dairesinin değerini alır.

Ayrıca fiziksel olmayan çözümler için iki olasılık daha akla gelir. Bunlar, $G_T = 0$ limit dairesi, T_1 dairesinin tamamen dışında veya T_2 dairesinin tamamen içinde olmasının sonucudur. $Z_{cg\max}$ 'ın 3. bölgede olması durumunda gürültü ve giriş VSWR daireleri Z_S -düzleminde birbirlerini iki noktada keserler. 2. ve 4. bölgelerdeki $Z_{cg\max}$, Z_S -düzleminde gürültü ve giriş VSWR dairelerinin teğet olmalarını gerektirecektir. Bütün bu olasılıklar çıkarılacak analitik çözümler için ayrı ayrı incelenecektir.

5.2.2.1 $Z_{cg\max}$ 1. Bölgede

Kazancı maksimum yapan giriş empedansı $Z_{i\max} = Z_{cg\max}$ değeri Şekil 5.7' de gösterilen bölgelerden 1. bölgede bulunduğu durum için, kazanç dairelerinden biri ve T_1 dairesinin teğet durumlarını yazarsak:

$$|Z_{cg} - Z_{ct1}|^2 = (r_g + r_{t1})^2 \quad (5.49)$$

ya da;

$$|Z_{cg}|^2 + |Z_{ct1}|^2 - 2R_{cg}R_{t1} - 2X_{cg}X_{ct1} = r_{t1}^2 + r_g^2 + 2r_g r_{t1} \quad (5.50)$$

yazılabilir. R_{cg} , X_{cg} , r_g ve R_{ct1} , X_{ct1} , r_{t1} için daha önceki bölümlerde belirlenen ifadeler kullanılırsa aşağıdaki ifade elde edilir(Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994).

$$P^2(1 - F^2) - 2(Q + EF)P + |z|^2 - E^2 = 0 \quad (5.51)$$

Burada;

$$E = \frac{Dr_{22} - R_{ct1}(2r_{11}r_{22} - r) - 2X_{ct1}X_{cg}r_{22}}{r_{ct1}} \quad (5.52)$$

$$F = \frac{R_{ct1}}{r_{t1}} \quad (5.53)$$

$$D = \frac{r_{22}|z_{11}|^2 - r r_{11} - xx_{11}}{r_{22}} + |Z_{opt}|^2 \quad (5.54)$$

şeklinde ifade edilirler. Q , (5.41) ifadesinde tanımlanmıştır.

(5.51) çözülür ve (5.40)' da yerine konursa, sonuçta G_T :

$$G_{T1,2} = \frac{1 - |\rho_i|^2}{|z_{12}|^2} \frac{1}{1 - F^2} \left\{ Q + EF \pm \sqrt{(Q + EF)^2 - (1 - F^2)(|z|^2 - E^2)} \right\} \quad (5.55)$$

bulunur(Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994).

$F > 0$ ve $1 - F^2 < 0$ olduğunda (5.55)' deki negatif işaret daha çok kazanç sağlayacaktır. (5.55)' dan görülebileceği gibi maksimum kazanç kaynak veya sonlandırma yükünün direkt fonksiyonu değildir. Bununla beraber istenilen giriş VSWR, gürültü faktörü ve z-parametrelerinin direkt fonksiyonudur. (5.55)' da maksimum kazanca ve dolayısıyla istenilen kazanca ait sonlandırmalar (iki kapılının kaynak ve yük empedansları) aşağıda bulunmuştur.

Şekil 5.7' de görüldüğü gibi, sabit kazanç dairesinin T_1 ' e teğet olması durumunda Z_i giriş empedansı aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$Z_i = \frac{r_g}{r_{t1} + r_g} Z_{ct1} + \frac{r_{t1}}{r_{t1} + r_g} Z_{cg} \quad (5.56)$$

Burada Z_{ct1} , r_{t1} ve Z_{cg} , r_g sırasıyla T_1 ve G_T dairelerinin merkez ve yarıçaplarıdır.

Yük empedansı giriş empedansı ile bağlantılı olarak kolayca bulunabilir:

$$Z_L = \frac{z_{12}z_{21}}{z_{11} - Z_i} - z_{22} \quad (5.57)$$

Uygun kaynak empedansı Z_s , Z_s -düzleminde hem gürültü hem de giriş VSWR dairesinin teğet noktasındaki empedansıdır(Şekil 5.2) ve formülasyon olarak aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$Z_s = \frac{r_n}{r_n + r_v} Z_{cv} + \frac{r_v}{r_n + r_v} Z_{cn} \quad (5.58)$$

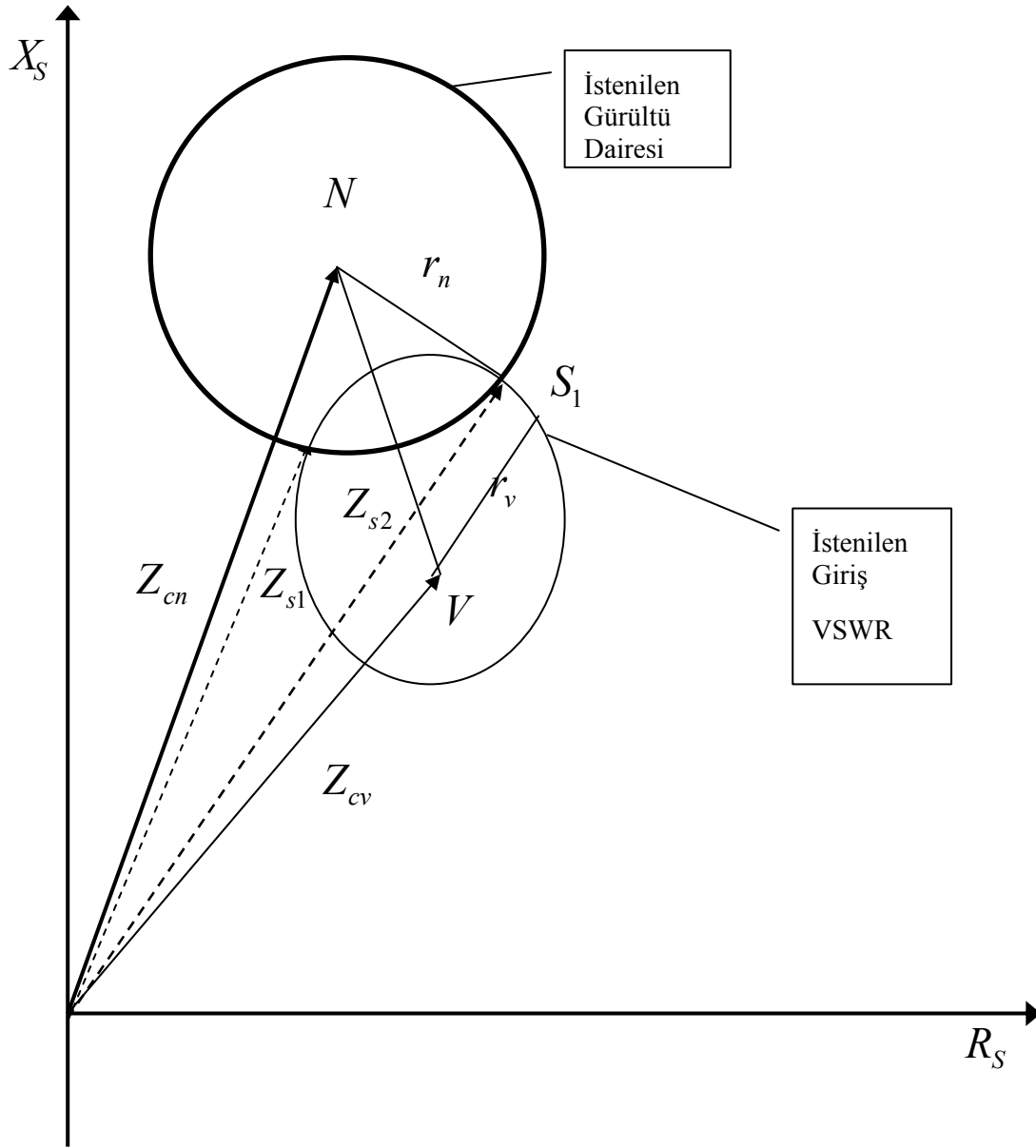
Burada Z_{cn} , r_n ve Z_{cv} , r_v sırasıyla gürültü ve giriş VSWR dairelerinin merkez ve yarıçaplarıdır.

5.2.2.2 Z_{cgmax} 2. Bölgede

Z_{cgmax} 2. bölgede olduğu zaman Z_S -düzleminde giriş VSWR dairesini gürültü dairesine teğet yapan bütün giriş empedanslarının geometrik yeri T_1 dairesinin kendisi olur ve maksimum kazanç (5.45)' de verilen G_{Tmax} ' dır ve bu kazancın elde edildiği giriş empedansı (5.43)' de verilen Z_{cgmax} olacaktır. Kaynak empedansı da (5.58) formülünden hesaplanabilir.

5.2.2.3 Z_{cgmax} 3. Bölgede

Z_{cgmax} 3. bölgede olduğu zaman gerekli giriş VSWR dairesi Z_S -düzleminde gürültü dairesini kesecektir. Bu durumda hem verilen giriş VSWR' ı hem de gürültüyü gerçekleyen 2 kaynak empedansı vardır (Şekil 5.8). Z_{cgmax} 3. bölgede olduğu sürece kazanç (5.45)' de verilen G_{Tmax} olacaktır ve Z_i (5.43)' de verilen Z_{cgmax} olacaktır.



Şekil 5.8 Z_{cgmax} 3. bölgedeyken Kaynak Empedansları

Kaynak empedansları Z_{s1} , Z_{s2} için Şekil 5.8' de iki dairenin kesişme noktalarından aşağıdaki şekilde çıkarılabilir:

$$Z_{s1,2} = R_{s1,2} + jX_{s1,2} \quad (5.59)$$

$$R_{s1,2} = C \pm \sqrt{C^2 - D} \quad (5.60)$$

$$X_{s1,2} = AR_{s1,2} + B \quad (5.61)$$

$$A = \frac{R_{cn} - R_{cv}}{X_{cv} - X_{cn}} \quad (5.62)$$

$$B = \frac{|Z_i|^2 - |Z_{opt}|^2}{2(X_{cv} - X_{cn})} \quad (5.63)$$

$$C = \frac{R_{cn} + AX_{cn} - AB}{1 + A^2} \quad (5.64)$$

$$D = \frac{B^2 + |Z_{opt}|^2 - 2X_{cn}B}{1 + A^2} \quad (5.65)$$

5.2.2.4 Z_{cgmax} 5. Bölgede

Bu durumda maksimum kazanç, sabit kazanç dairesinin ve T_2 dairesinin birbirine iç içe teğet oldukları noktada elde edilebilir. Bu çözüm ayrıca gürültü ve giriş VSWR dairelerinin, Z_s -düzleminde iç teğet çözümlerine karşılık düşer. Şekil 5.9' daki iki dairenin teğet pozisyon koşulu için şu eşitlik yazılabilir:

$$|Z_{cg} - Z_{ct2}|^2 = (r_g - r_{t2})^2 \quad (5.66)$$

Bu (5.50)' e çok benzeyen bir eşitliktir. Yani $Z_{cg\max}$ 1. bölgede iken elde edilen sonuçlar da $Z_{cg\max}$ 5. bölgede iken Z_{ct1} , r_{t1} yerine Z_{ct2} , $-r_{t2}$ konularak yeniden çıkarılabilir.

İki daire teğet olduğu noktadaki giriş empedansı Z_i yine aşağıdaki formül yardımıyla bulunabilir.

$$Z_i = \frac{r_g}{r_g - r_{t2}} Z_{ct2} + \frac{r_{t2}}{r_g - r_{t2}} Z_{cg} \quad (5.67)$$

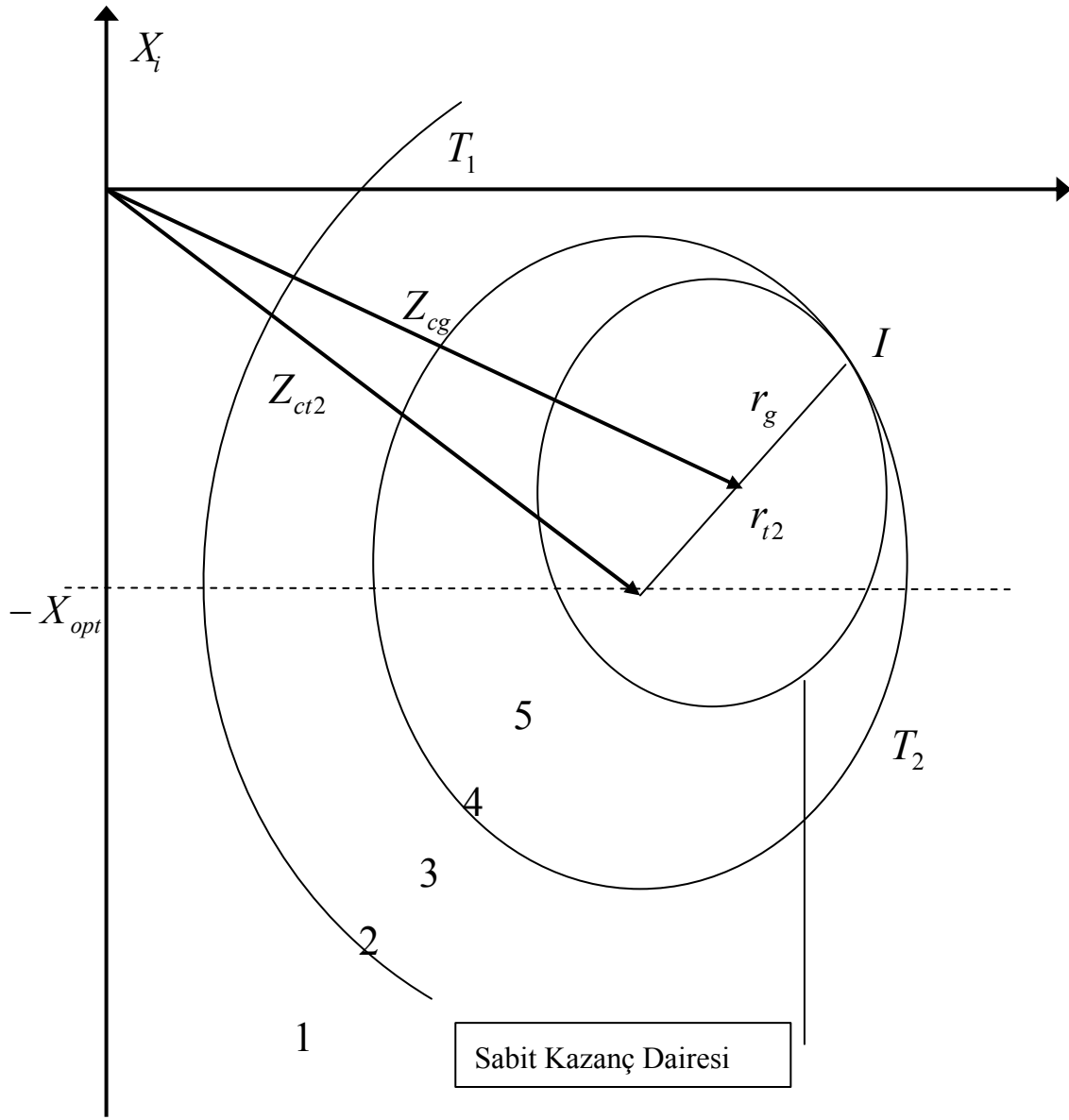
Verilen gürültü ve giriş VSWR dairelerinin Şekil 5.3' deki iç teğet noktasındaki kaynak empedansı hangi dairenin daha geniş olduğuna bağlı olarak (5.58) ifadesine benzer olarak aşağıdaki şekilde bulunur:

$r_n > r_v$ olduğunda;

$$Z_s = \frac{r_n}{r_n - r_v} Z_{cv} - \frac{r_v}{r_n - r_v} Z_{cn} \quad (5.68)$$

$r_n \leq r_v$ olduğu durumda ise,

$$Z_s = \frac{r_v}{r_v - r_n} Z_{cn} - \frac{r_n}{r_v - r_n} Z_{cv} \quad (5.69)$$



Şekil 5.9 Z_{cgmax} 5. Bölgedeyken Kazan Daireleri ve Sonlandırmalar

5.2.2.5 Z_{cgmax} 4. Bölgede

Bu durumda maksimum kazanç ve uygun giriş empedansı daha önce tanımlanan G_{Tmax} ve R_{cgmax} olur. Kaynak empedansı gürültü ve giriş VSWR dairelerinin yarıçalarına bağlı olarak (5.68) veya (5.69)' den birisi ile bulunur.

5.3 Koşullu Kararlı Mikrodalga Transistörü

5.3.1 Kaynak Kararlılık Dairesi

$r_{11} > 0$, $r_{22} > 0$ ve $0 < (\frac{Q}{|z|}) < 1$ olması durumunda koşullu kararlı durum (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994) söz konusudur. (5.35) ifadesi kaynak kararlılık dairesinin merkezi ve yarıçapı göz önüne alınarak yeniden düzenlenirse;

$$|Z_i|^2 + 2(R_{cs} + S)R_i + 2X_{cs}X_i + |Z_{cs}| - r_s^2 = 0 \quad (5.70)$$

bulunur ve burada;

$$S = \frac{|z_{12}|^2 G_T}{2r_{22}(1 - |\rho_i|^2)} \quad (5.71)$$

şeklindedir. Ayrıca $Z_{cs} = R_{cs} + jX_{cs}$ ve r_s sırasıyla kaynak kararlılık dairesinin merkezi ve yarıçapıdır ve aşağıdaki şekilde ifade edilirler.

$$R_{cs} = -\frac{2r_{11}r_{22} - r}{2r_{22}} \quad (5.72)$$

$$X_{cs} = -\frac{2x_{11}r_{22} - x}{2r_{22}} \quad (5.73)$$

$$r_s = \frac{|z|}{2r_{22}} \quad (5.74)$$

Burada kazanç dairesine ilişkin merkez $Z_{cg} = R_{cg} + jX_{cg}$ ve yarıçap r_g ;

$$R_{cg} = -(R_{cs} + S) \quad (5.75)$$

$$X_{cg} = -X_{cs} \quad (5.76)$$

$$r_g = (S^2 + 2SR_{cs} + r_s^2) \quad (5.77)$$

Olarak ifade edilirler(Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994).

(5.70)-(5.77) ifadelerinde G_T dairelerinin özellikleri aşağıdaki şekilde ifade edilebilir (Şekil 5.10) (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994).

a) Tüm G_T daireleri imajiner ekseni aynı noktada keser. Bu nokta kompleks eşlenik kaynak kararlılık dairelerinin imajiner ekseni kestiği noktadır.

b) $G_{T\min}$ dairesi ($G_T = 0$), $Z_{cg\min} = -R_{cs} - jX_{cs}$ merkezine ve $r_{g\min} = r_s$ yarıçapına sahiptir ve imajiner eksene göre kompleks eşlenik kaynak kararlılık dairesinin simetriğidir.

c) $G_{T\max} > G_{Treq} > 0$ daireleri $G_T = 0$ ve kompleks eşlenik kaynak kararlılık dairesinin Z_i - düzleminin pozitif reel kısmında kalan ark (yay)'ı ile sınırlandırılmış olacaklardır. Bu dairelerin merkez fazörü her zaman $X_i = -X_{cs}$ çizgisi üzerinde olacaklardır. Koşulsuz kararlı durumda tüm G_T daireleri Z_i - düzleminde sağ yarıda kalmaktaydılar. Koşullu kararlı durumda ise maksimum kazanç kompleks eşlenik kaynak kararlılık dairesinin sağ yarıda kalan ark (yay) üzerinde olacaktır.

(5.84) ifadesinde $R_{cg} = R_{cs}$ alınıp maksimum kazanç;

$$G_T = 2 \frac{1 - |\rho_i|^2}{|z_{12}|^2} (2r_{11}r_{22} - r) \quad (5.78)$$

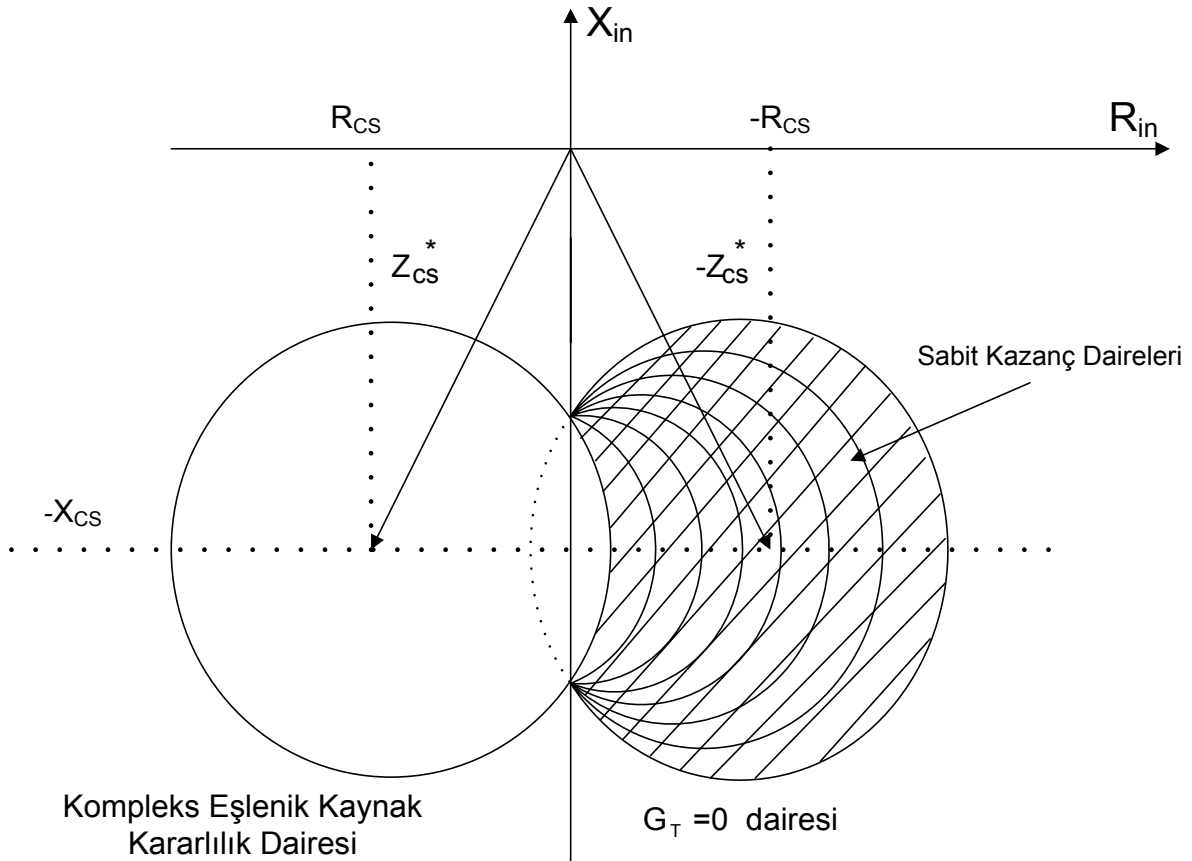
olarak belirlenir. Burada $|\rho_i| = 0$ alınırsa maksimum kararlı kazanç (MSG: Maximum Stable Gain);

$$MSG = 2 \left| \frac{z_{21}}{z_{12}} \right| \eta \quad (5.79)$$

olarak bulunur. Burada η kararlılık faktörüdür ve;

$$\eta = \frac{2r_{11}r_{12} - r}{|z|} \quad (5.80)$$

olarak ifade edilir. Koşullu kararlı durumda $0 < \eta < 1$ şeklindedir. (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994).



Şekil 5.10 Koşullu Transistör İçin Z_i - düzleminde Sabit Kazanç Daireleri

5.3.2 Verilen Giriş VSWR ve Gürültü Faktörünü Sağlayan Koşullu Kararlı Transistörün Kazanç Daireleri ve Empedans Verileri

$r_{11} > 0$, $r_{22} > 0$ ve $0 < \left(\frac{Q}{|z|}\right) < 1$ olması durumunda koşullu kararlı durumun (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994) söz konusu olduğunu daha önceki bölümlerde bahsedilmişti. Koşulsuz kararlı durumda çözüme beş farklı bölge üzerinden ulaşılmıştı. Koşulsuz kararlı durum için yapılan bölgelendirme Şekil 5.11' de gösterilen biçimde koşullu kararlı durum için de yapılabilir.

Koşullu kararlı transistör durumunda dört durum söz konusudur (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994).

a) Durumu

$G_T = 0$ dairesi tamamen 1.bölgedeyse fiziksel çözüm yoktur. Bu durum dairenin merkez ve yarıçapı şöyle tanımlanabilir:

$$\left|Z_{cg \max} - Z_{ct1}\right|^2 > r_s + r_{t1} \quad (5.81)$$

b) Durumu

2.Bölge (T_1 dairesi) sabit kazanç dairesi alanını kestiğinde bir maksimum kazanç olasılığı mevcuttur. Maksimum kazanç ve uygun giriş empedansı bir sabit kazanç dairesiyle Şekil 5.11'de gösterilen T_1 dairesinin teğet bağıntısından hesaplanabilir:

$$\left|Z_{cg} - Z_{ct1}\right|^2 = (r_g + r_{t1})^2 \quad (5.82)$$

Maksimum kazanç önceki bölümlerde yapıldığı gibi (5.75)-(5.77) ve (5.72)-(5.74) ifadelerinin (5.82)' de yerine konmasıyla çıkarılabilir. Uygun giriş empedansı aşağıdaki şekilde yazılır:

$$Z_i = \frac{r_{t1}}{r_{t1} + r_g} Z_{cg} + \frac{r_g}{r_{t1} + r_g} Z_{ct1} \quad (5.83)$$

Z_i bulunduktan sonra kaynak empedansı (Z_s) (5.58)' den hesaplanabilir ki burada gürültü ve giriş VSWR daireleri Z_s -düzleminde dış teğet konumundadırlar. Bu durumun varlığı aşağıdaki bir çift eşitsizlikle gösterilebilir.

$$\left|Z_{cg \max} - Z_{ct1}\right| > r_s + r_{t1} > \left|Z_{cg \min} - Z_{ct1}\right| \quad (5.84)$$

c) Durumu

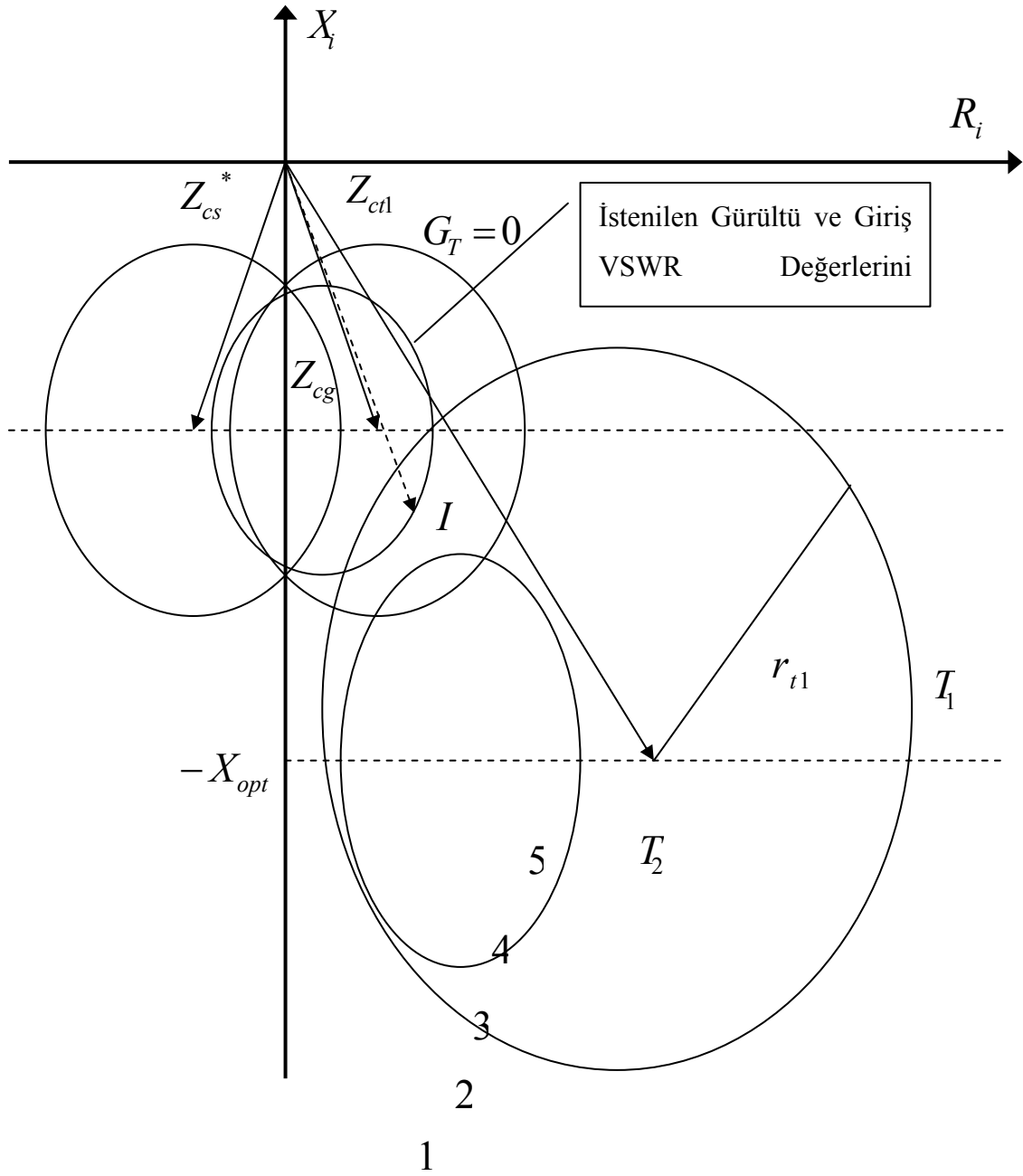
T_1 dairesi, kaynak kararlılık dairesinin eşleniğinin kestiği zaman; bu kararlılık dairesinin bazı bölümleri 3. bölgede kalır. Bu yüzden bu bölgedeki giriş empedansı maksimum kazançla aynı kazancı sağlar (Şekil 5.12). Bu durumda gürültü ve giriş VSWR dairelerinin şartlarını sağlayan iki kaynak empedansı olacaktır. Bunlar (5.58)-(5.65) arası hesaplanmıştır. Bu durum aşağıdaki bir çift eşitsizlikle ifade edilebilir:

$$\left| Z_{cg \max} - Z_{ct2} \right| > r_s + r_{t2} \quad (5.85)$$

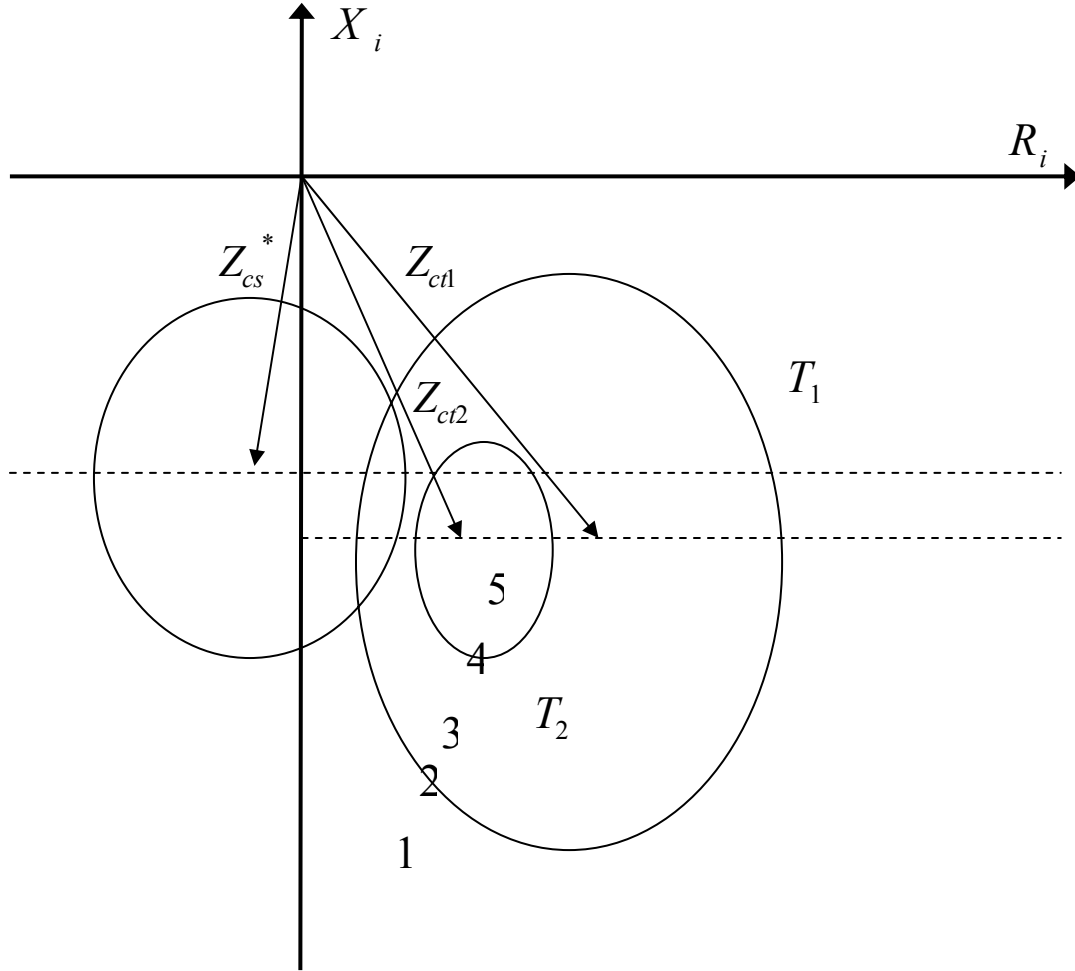
$$\left| Z_{cg \max} - Z_{ct1} \right| < r_s + r_{t1} \quad (5.86)$$

d) Durumu

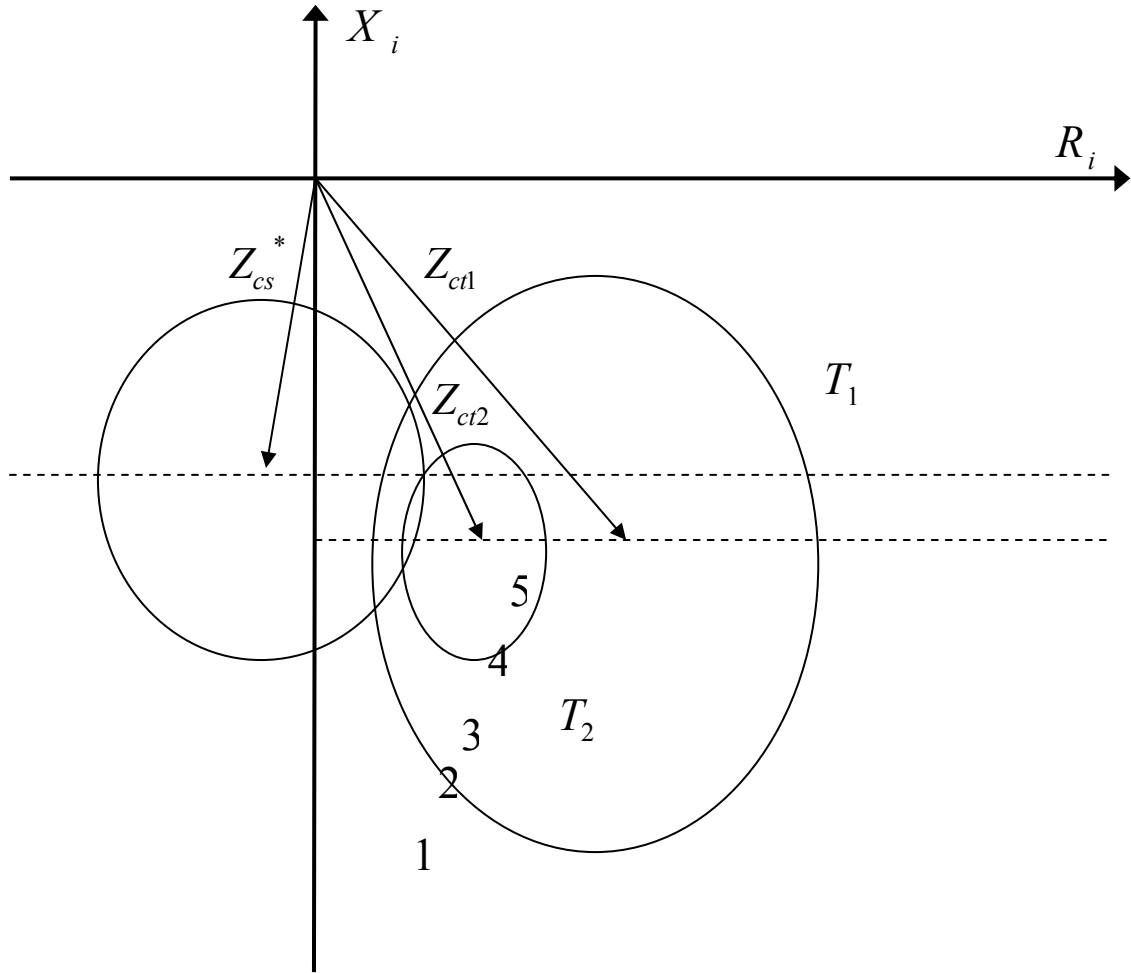
T_2 dairesi eşlenik kaynak dairesini kestiğinde bu dairenin 5. bölgedeki bölümü çözüm vermez. 3. bölgedeki bölümü maksimum kazanç ve sonlandırma sağlar (2. durumda açıklandığı gibi) (Şekil 5.13).



Şekil 5.11 Koşullu Kararlı Transistör İçin İstenilen Giriş VSWR ve Gürültüyü Sağlayan Kazanç Daireleri ve Sonlandırmalar



Şekil 5.12 T_1 dairesinin Kaynak Kararlılık Dairesinin Eşleniğini Kestiği Durum



Şekil 5.13 T_2 dairesinin Kaynak Kararlılık Dairesinin Eşleniğini Kestiği Durum

6. ÇIKIŞ KAT TRANSİSTÖRÜ İÇİN PERFORMANS KARAKTERİZASYONU

Optimizasyon problemi, $F_{req} - F(R_S, X_S) = 0$ ve $V_{outreq} - V_{out}(R_S, X_S, R_L, X_L) = 0$ olmak üzere (G_{Tmax} , bu problemde istenilen kazanç değeri maksimum kazançtır), $G_{Tmax} - G_T(R_S, X_S, R_L, X_L) = 0$ olacak şekilde kararlı bölgede kalmak koşuluyla mümkün tüm $Z_S = R_S + jX_S$ ve $Z_L = R_L + jX_L$ kompleks sonlandırmalarını geometriksel ve matematiksel olarak belirlemek şeklinde ifade edilebilir. Bu durumda bu işlemler sonucunda $\{F_{req}, V_{outreq}, G_{Tmax} [f, V_{CE}, I_C]\} \Leftrightarrow Z_{Lmax} [f, V_{CE}, I_C]$, $Z_{Smax} [f, V_{CE}, I_C]$ ve $\{F_{req}, V_{outreq}, G_{Tmin} \leq G_{Treq} \leq G_{Tmax} [f, V_{CE}, I_C]\} \Leftrightarrow Z_{Lreq} [f, V_{CE}, I_C]$, fonksiyonlarına ulaşılmış olacaktır. Burada f ; frekansı ve V_{CE} ile I_C (veya V_{DS} ile I_{DS}) kutuplama noktasını dolayısıyla transistörün gürültü ve S-parametrelerini ifade etmektedir.

Bu tür yüksek dereceli polinomların içerildiği optimizasyon problemlerinin çözümüne yönelik bir takım yöntemler literatürde sıkça yer almaktadır. Ancak tanımladığımız problemin hem reel hem de imajiner kısma sahip olması ve ayrıca çok hesaplama zamanına ihtiyaç duymaları önerilen geometrik yöntemi daha avantajlı duruma getirmektedir.

Kullandığımız yöntem aşağıdaki adımlardan oluşmaktadır:

- a) Verilen bir transistöre ilişkin; $F\{Z_S\} \rightarrow F\{Z_{Out}\} = \text{sabit}$ sabit, dairesinin Z_{out} -düzleminde oluşumu yapılır. Bu adımda gürültü dairelerinin Z_{out} -düzlemindeki konumları belirlenmiş olur. Bu dairelerin durumları G_{Tmax}, Z_S değerlerinin belirlenmesinde yardımcı olacaktır.
- b) V_{out} ile sınırlandırılmış kazanç çemberlerinin Z_{out} düzleminde analizi yapılır ve çizilir.

$$G_T \triangleq \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{(P_{Aout} - |\rho_{out}|^2 P_{Aout})}{P_{Aout}} \frac{P_{Aout}}{P_{AVS}} = (1 - |\rho_{out}|^2) \frac{P_{Aout}}{P_{AVS}} \quad (6.1)$$

M_{out} ile sınırlandırılmış kazanç değeri, $M_{out} \leq 1$ olmak koşulu ile;

$$G_{Tcons.} = (1 - |\rho_{out}|^2) G_{av} = M_{out} G_{av} \{Z_S\} \quad (6.2)$$

$$G_{Tcons.} = (1 - |\rho_{out}|^2) G_{av} = M_{out} G_{av} \{Z_{Out}\} \quad (6.3)$$

Buradaki M_{out} değerleri dışarıdan verilen keyfi değerlerdir.

- c) Z_{out} -düzleminde yapılacak analizlerde kararlılık bölgeleri belirlenir. Bu bölgeler transistörün koşullu veya koşulsuz kararlı olması durumuna göre analizler yapılacaktır.
- d) Maksimum kazanç için tüm mümkün Z_S ve Z_L değerleri kararlı bölgede kalacak şekilde belirlenir.

Bu işlemler tüm çalışma bandı frekanslarında yapılarak analiz tamamlanmış olur.

6.1 Çıkış VSWR ile Güç ve Kazanç Hesaplamaları

$(F_{req}, G_{Treq}, V_{outreq})$ büyüklükleri için aşağıdaki koşullar sağlanmalıdır;

$$F_{req} \geq F_{min} ; \quad G_{Tmin} \leq G_{Treq} \leq G_{Tmax} ; \quad V_{outreq} \geq 1 \quad (6.4)$$

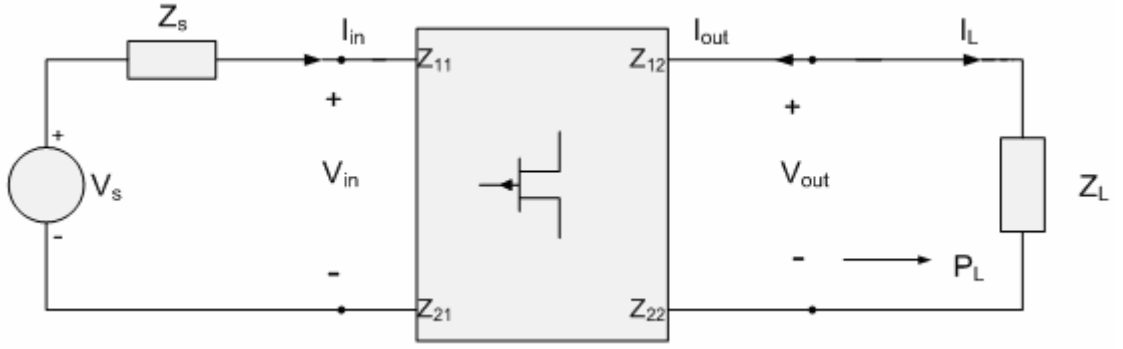
$$G_T \triangleq \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{(P_{Aout} - |\rho_{out}|^2 P_{Aout})}{P_{Aout}} \frac{P_{Aout}}{P_{AVS}} = (1 - |\rho_{out}|^2) \frac{P_{Aout}}{P_{AVS}} \quad (6.5)$$

$$G_T = (1 - |\rho_{out}|^2) G_{av} = M_{out} G_{av} \quad (6.6)$$

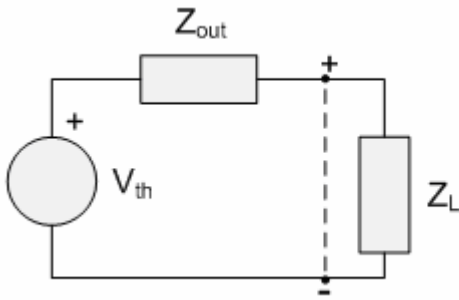
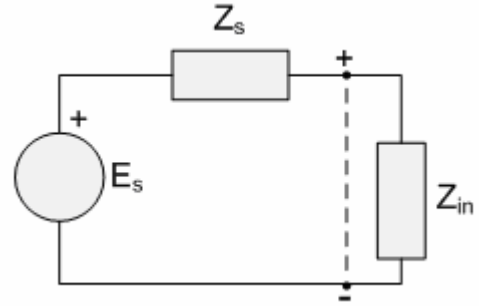
$$G_T = M_{out} G_{av} \quad (6.7)$$

(6.6) eşitliğini teşkil eden her bir büyüklük aşağıda belirtilen büyüklüklere bağlıdır;

$$G_T \{Z_S, Z_L\} ; M_{out} \{Z_S, Z_L\} ; G_{av} \{Z_S, [Z]_{tr}\} \quad (6.8)$$



Şekil 6.1 Mikrodalga transistorun iki kapılı modeli

Şekil 6.2 P_{Aout} ifadesine ait devreŞekil 6.3 P_{AVS} ifadesine ait devre

$$V_i = z_{11}I_i + z_{12}I_o \quad (6.9)$$

$$V_o = z_{21}I_i + z_{22}I_o \quad (6.10)$$

$$E_s = V_i + I_i Z_s \quad (6.11)$$

$$E_s = (Z_s + z_{11})I_i \quad (6.12)$$

$$I_o = 0 \Rightarrow V_i = z_{11}I_i = E_s - Z_s I_i \quad (6.13)$$

$$V_{th} = V_o = z_{21}I_i = \frac{z_{21}}{Z_s + z_{11}} E_s \quad (6.14)$$

$$P_{Aout} = \frac{|V_{th}|^2}{8R_{out}} = \frac{|E_s|^2 |z_{21}|^2}{|Z_s + z_{11}|^2} \frac{1}{8R_{out}} \quad (6.15)$$

$$P_{avs} = \frac{|E_s|^2}{8R_s} \quad (6.16)$$

(6.15) ve (6.16) eşitliklerini kullanarak;

$$G_{av} = \frac{P_{out}}{P_{avs}} = \frac{|z_{21}|^2}{|z_{11} + Z_s|^2} \frac{R_s}{R_{out}} \Rightarrow G_T = M_{out} G_{av} = (1 - |\rho_{out}|^2) G_{av} \quad (6.17)$$

$$G_T = \frac{|z_{21}|^2}{|z_{11} + Z_s|^2} \frac{R_s}{R_{out}} (1 - |\rho_{out}|^2) \quad (6.18)$$

eşitlikleri elde edilir.

$$M_{out} = 1 - |\rho_{out}|^2 \quad (6.19)$$

$$|\rho_{out}| = \left| \frac{Z_{out} - Z_L^*}{Z_{out} + Z_L} \right| \quad (6.20)$$

(6.19) eşitliği (6.20) eşitliğinde yerine yazılıp sonra aşağıdaki işlemler yapıldığı takdirde;

$$M_{out} = 1 - \frac{|Z_{out} - Z_L^*|^2}{|Z_{out} + Z_L|^2} = \frac{|Z_{out} + Z_L|^2 - |Z_{out} - Z_L^*|^2}{|Z_{out} + Z_L|^2} \quad (6.21)$$

$$M_{out} = \frac{(Z_{out} + Z_L)(Z_{out}^* + Z_L^*) - (Z_{out} - Z_L^*)(Z_{out}^* - Z_L)}{|Z_{out} + Z_L|^2} \quad (6.22)$$

$Z_{out} = R_{out} + jX_{out}$; $Z_L = R_L + jX_L$ ifadelerini biliyoruz,

$$M_{out} = \frac{|Z_{out}|^2 + Z_{out}Z_L^* + Z_LZ_{out}^* + |Z_L|^2 - \left[|Z_{out}|^2 - Z_{out}Z_L - Z_L^*Z_{out}^* - |Z_L|^2\right]}{|Z_{out} + Z_L|^2} \quad (6.23)$$

$$M_{out} = \frac{2R_{out}R_L + 2X_{out} + X_L + 2R_{out} + R_L - 2X_{out} + X_L}{|Z_{out} + Z_L|^2} \quad (6.24)$$

$$M_{out} = \frac{4R_{out}R_L}{|Z_{out} + Z_L|^2} \quad (6.25)$$

eşitliği elde edilir.

6.2 Z_{out} -düzleminde Sabit Gürültü, Çıkış VSWR ve Kazanç Daireleri

Z_{out} -düzleminde merkezi $Z_c = R_c + jX_c$ ve yarıçapı r_c olan bir daire denklemi:

$$|Z_{out} - Z_c| = r_c \quad (6.26)$$

veya

$$|Z_{out}|^2 - 2R_cR_{out} - 2X_cX_{out} + |Z_c|^2 - r_c^2 = 0 \quad (6.27)$$

şeklinde ifade edilebilir.

6.2.1 Sabit Gürültü Daireleri

Z_{out} -düzlemindeki sabit gürültü dairesi aşağıdaki eşitlikteki gibi ifade edilir. Bunun geometriksel ifadesi Şekil 6.4’de verilmiştir.

$$F_{req} = F_{\min} + \frac{R_n |Z_s - Z_{opt}|^2}{|Z_{opt}|^2 R_s} \quad (6.28)$$

İfademizi açıp gerekli düzenlemelerimizi yaparsak;

$$\frac{|Z_s - Z_{opt}|^2}{2R_s} = \frac{(F_{req} - F_{\min})|Z_{opt}|^2}{2R_n} = N \quad (6.29)$$

$$Z_{out} = z_{22} - \frac{z_{12}z_{21}}{(z_{11} + Z_s)} \Rightarrow Z_s = -z_{11} + \frac{\overbrace{z_{12}z_{21}}^Z}{(z_{22} - Z_{out})} \quad (6.30)$$

$$R_s = \text{Re}\{Z_s\} = -r_{11} + \frac{\text{Re}\left\{ \overbrace{z_{12}z_{21}}^{r+jx} \left(\overbrace{r_{22}+jx_{22}}^{z_{22}} - \overbrace{R_{out}+jX_{out}}^{Z_{out}} \right)^* \right\}}{|z_{22} - Z_{out}|^2} \quad (6.31)$$

$$R_s = -r_{11} + \frac{r(r_{22} - R_{out}) + x(x_{22} - X_{out})}{|z_{22} - Z_{out}|^2} \quad (6.32)$$

$$X_s = -x_{11} + \frac{r(-x_{22} + X_{out}) + x(r_{22} - R_{out})}{|z_{22} - Z_{out}|^2} \quad (6.33)$$

$$\left| -z_{11} + \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22} - Z_{out}} - Z_{opt} \right|^2 = 2R_s N \quad (6.34)$$

$$\left| \frac{z - (z_{11} + Z_{opt})(z_{22} - Z_{out})}{z_{22} - Z_{out}} \right|^2 = 2N \left(-r_{11} + \frac{rr_{22} - rR_{out} + xx_{22} - xX_{out}}{|z_{22} - Z_{out}|^2} \right) \quad (6.35)$$

$$\underbrace{\left| z - (z_{11} + Z_{opt})(z_{22} - Z_{out}) \right|^2}_{\substack{\left| z - z_{11}z_{22} - z_{11}Z_{out} + Z_{opt}z_{22} - Z_{opt}Z_{out} \right|^2}} = 2N \left(-r_{11}|z_{22} - Z_{out}|^2 + rr_{22} - rR_{out} + xx_{22} - xX_{out} \right) \quad (6.36)$$

$$\begin{aligned} & \underbrace{\left| z - [z_{11}z_{22} - z_{11}Z_{out} + Z_{opt}z_{22} - Z_{opt}Z_{out}] \right|^2}_{\substack{\left| z - z_{11}z_{22} + Z_{opt}z_{22} + Z_{out}(z_{11}Z_{opt}) \right|^2 \\ \left| \frac{z - z_{11}z_{22} + Z_{opt}z_{22}}{(z_{11} + Z_{opt})} + Z_{out} \right|^2 |z_{11} + Z_{opt}|^2}} \\ &= \left| z - z_{11}z_{22} + Z_{opt}z_{22} + Z_{out}(z_{11}Z_{opt}) \right|^2 \end{aligned} \quad (6.37)$$

$$N_2 = \frac{2N}{|z_{11} + Z_{opt}|^2} = \frac{(F_{req} - F_{min})|Z_{opt}|^2}{R_n |z_{11} + Z_{opt}|^2} \quad (6.38)$$

$$K = K_r + j^* K_i = \frac{z - z_{11}z_{22} + Z_{opt}z_{22}}{(z_{11} + Z_{opt})} \quad (6.39)$$

$$|K + Z_{out}|^2 = N_2 \left(-r_{11}|z_{22} - Z_{out}|^2 + rr_{22} - rR_{out} + xx_{22} - xX_{out} \right) \quad (6.40)$$

$$|Z_{out}|^2 + 2K_r R_{out} + 2K_i X_{out} + |K|^2 = \quad (6.41)$$

$$N_2 \left[-r_{11} \left(|Z_{out}|^2 - 2r_{22}R_{out} - 2x_{22}X_{out} + |z_{22}|^2 \right) + rr_{22} - rR_{out} + xx_{22} - xX_{out} \right]$$

$$|Z_{out}|^2 + 2K_r R_{out} + 2K_i X_{out} + |K|^2 = -N_2 r_{11} |Z_{out}|^2 + 2N_2 r_{11} r_{22} R_{out} + \quad (6.42)$$

$$2N_2 r_{11} x_{22} X_{out} - N_2 r_{11} |z_{22}|^2 + N_2 r r_{22} - N_2 r R_{out} + N_2 x x_{22} - N_2 x X_{out}$$

Aşağıdaki ifade analitik formülasyonlarımızla elde ettiğimiz gürültü dairesinin Z_{out} -düzlemindeki genel ifadesidir.

$$|Z_{out}|^2 - 2 \underbrace{\frac{-(2K_r - N_2 Q)}{2(1 + N_2 r_{11})}}_{R_{cn}\{[Z], N, F_{req}\}} R_{out} - 2 \underbrace{\frac{-(2K_i - N_2 (2r_{11} x_{22} - x))}{2(1 + N_2 r_{11})}}_{X_{cn}\{[Z], N, F_{req}\}} X_{out} + \quad (6.43)$$

$$\underbrace{\frac{1}{(1 + N_2 r_{11})} \left[(N_2 (r_{11} |z_{22}|^2 - (r r_{22} + x x_{22}))) + |K|^2 \right]}_{|Z_{cn}|^2 - r_n^2} = 0$$

$$K = \frac{Z - z_{11} z_{22} - Z_{opt} z_{22}}{(z_{11} + Z_{opt})} \Rightarrow Z = z_{12} z_{21} = r + jx \quad ; \quad (6.44)$$

$$\Delta = z_{11} z_{22} - z_{12} z_{21} = \Delta_r + j\Delta_i \quad (6.45)$$

$$K = \frac{-\Delta + Z_{opt} z_{22}}{(z_{11} + Z_{opt})} \frac{(z_{11} + Z_{opt})^*}{(z_{11} + Z_{opt})^*} = \quad (6.46)$$

$$\frac{\left[-(\Delta_r + j\Delta_i) + (R_{opt} r_{22} - X_{opt} x_{22}) + j(r_{22} X_{opt} + x_{22} R_{opt}) \right] \left((r_{11} + R_{opt}) - j(x_{11} + X_{opt}) \right)}{|z_{11} + Z_{opt}|^2}$$

K'nın reel ve imajiner kısımları aşağıda verilmiştir.

$$K_r = \text{Re}\{K\} = \frac{(-\Delta_r + R_{opt}r_{22} - X_{opt}x_{22})(r_{11} + R_{opt}) + (-\Delta_i + r_{22}X_{opt} + x_{22}R_{opt})(x_{11} + X_{opt})}{|z_{11} + Z_{opt}|^2} \quad (6.47)$$

$$K_i = \text{Im}\{K\} = \frac{(-\Delta_r + R_{opt}r_{22} - X_{opt}x_{22})(-x_{11} - X_{opt}) + (-\Delta_i + r_{22}X_{opt} + x_{22}R_{opt})(r_{11} + R_{opt})}{|z_{11} + Z_{opt}|^2} \quad (6.48)$$

Burada merkez $Z_{cn} = R_{cn} + jX_{cn}$ elde edilmiştir ve yarıçapı r_n şu şekilde bulunabilir:

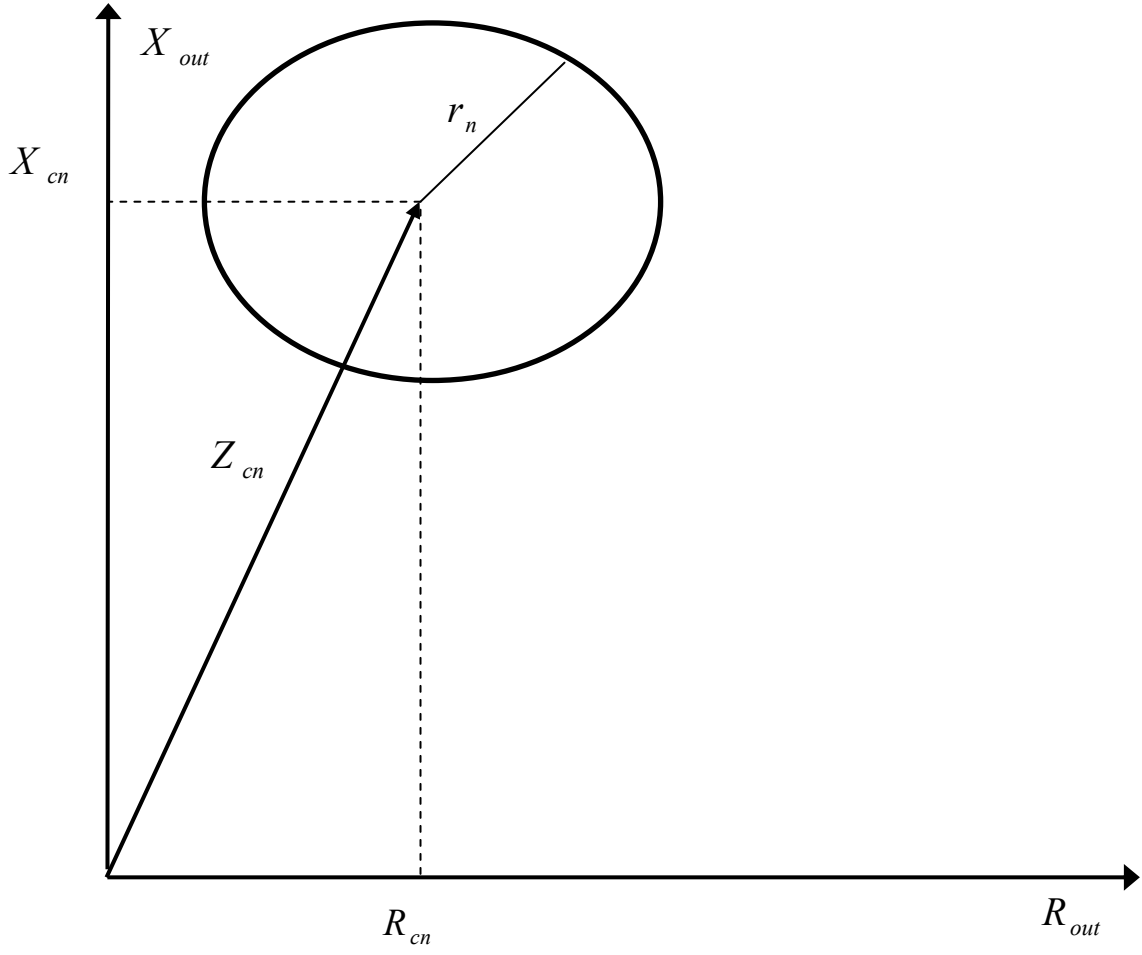
$$R_{cn} = \frac{-(2K_r - N_2Q)}{2(1 + N_2r_{11})} \quad (6.49)$$

$$X_{cn} = \frac{-(2K_i - N_2(2r_{11}x_{22} - x))}{2(1 + N_2r_{11})} \quad (6.50)$$

$$|Z_{cn}|^2 - r_n^2 = M = \frac{1}{(1 + N_2r_{11})} \left[(N_2(r_{11}|z_{22}|^2 - (rr_{22} + xx_{22}))) + |K|^2 \right] \quad (6.51)$$

$$r_n = \sqrt{|Z_{cn}|^2 - M} \quad (6.52)$$

$F_{\min}, R_N, R_{opt}, X_{opt}$ transistörün S-parametreleri dosyasından gelmektedir.



Şekil 9.4 Z_{Out} Düzleminde Sabit Gürültü Dairesi

6.2.2 Verilen Çıkış VSWR için Z_{out} -düzlemi Sabit Kazanç Daireleri

Optimizasyon probleminin geometrik ve analitik çözümlerini bulabilmek amacıyla verilen çıkış VSWR' ı gerçekleyen sabit kazanç daireleri, Z_{out} -düzleminde oluşturulacak ve bu kazanç dairelerinin çözüm bölgeleri içindeki değerleri araştırılıp bütün koşulları sağlayanlar çözüm kümesini oluşturacaktır.

$$G_T = G_{AV} M_{out} = \frac{|z_{21}|^2}{\underbrace{|z_{11} + Z_S|^2}_{G_{AV}}} \frac{R_S}{R_{out}} (1 - |\rho_{out}|^2) \Rightarrow \quad (6.53)$$

$$G_T = \frac{|z_{21}|^2}{|z_{11} + Z_S|^2} \frac{R_S}{R_{out}} (1 - |\rho_{out}|^2) \quad (6.54)$$

$$Z_{out} = z_{22} - \frac{z_{12}z_{21}}{(z_{11} + Z_S)} \Rightarrow Z_S = -z_{11} + \frac{\overbrace{z_{12}z_{21}}^Z}{(z_{22} - Z_{out})} \quad (6.55)$$

$$R_S = \text{Re}\{Z_S\} = -r_{11} + \frac{\text{Re}\left\{ \underbrace{z_{12}z_{21}}_{r+jx} \left(\underbrace{z_{22}}_{r_{22}+jx_{22}} - \underbrace{Z_{out}}_{R_{out}+jX_{out}} \right)^* \right\}}{|z_{22} - Z_{out}|^2} \quad (6.56)$$

$$R_S = -r_{11} + \frac{r(r_{22} - R_{out}) + x(x_{22} - X_{out})}{|z_{22} - Z_{out}|^2} \quad (6.57)$$

$$X_S = -x_{11} + \frac{r(-x_{22} + X_{out}) + x(r_{22} - R_{out})}{|z_{22} - Z_{out}|^2} \quad (6.58)$$

$$G_T = \frac{|z_{21}|^2}{\left| \frac{z_{12}z_{21}}{(z_{22} - Z_{out})} \right|^2} \frac{\left(-r_{11}|z_{22} - Z_{out}|^2 + rr_{22} - rR_{out} - xx_{22} + xX_{out} \right)}{|z_{22} - Z_{out}|^2 R_{out}} (1 - |\rho_{out}|^2) \quad (6.59)$$

$$-r_{11} \left(|z_{22}|^2 - 2r_{22}R_{out} - 2x_{22}X_{out} + |Z_{out}|^2 \right) + rr_{22} - rR_{out} - xx_{22} + xX_{out} = \frac{G_T |z_{12}|^2}{(1 - |\rho_{out}|^2)} R_{out} \quad (6.60)$$

Aşağıdaki ifade analitik formülasyonlarımızla elde ettiğimiz kazanç dairelerinin Z_{out} -düzlemindeki genel ifadesidir.

$$|Z_{out}|^2 - 2 \underbrace{\frac{1}{2r_{11}} \left(2r_{11}r_{22} - r - \frac{G_T |z_{12}|^2}{1 - |\rho_{out}|^2} \right)}_{R_{cg}} R_{out} - \quad (6.61)$$

$$2 \underbrace{\frac{1}{2r_{11}} (2x_{22}r_{11} - x)}_{X_{cg}} X_{out} - \underbrace{\frac{1}{r_{11}} (rr_{22} + xx_{22}) + |z_{22}|^2}_{|Z_{cg}|^2 - r_g^2} = 0$$

Burada;

$$r_{ij} = \text{Re}\{z_{ij}\}, x_{ij} = \text{Im}\{z_{ij}\}, z = z_{12} \cdot z_{21} = r + jx \quad (6.62)$$

Bu daire ailesinin merkezi ve yarıçapı sırasıyla;

$$Z_{cg} = R_{cg} + jX_{cg} \text{ olsun.}$$

$$P = \frac{|Z_{12}|^2}{1 - |\rho_{out}|^2} G_T \quad (6.63)$$

$$Q = 2r_{11}r_{22} - r \quad (6.64)$$

Buradan;

$$R_{cg} = \frac{1}{2r_{11}}(Q - P) \quad (6.65)$$

$$X_{cg} = \frac{1}{2r_{11}}(2x_{22}r_{11} - x) \quad (6.66)$$

$$r_g = \frac{1}{2r_{11}}\sqrt{(P^2 - 2QP + |Z|^2)} \quad (6.67)$$

Görüldüğü gibi X_{cg} sabit kaldığında G_T ’deki artma ile R_{cg} azalacaktır.(Şekil 6.5) ve maksimum kazanca sadece yarıçapı r_g sifıra eşit olduğu noktada ulaşılır.

$P_{1,2} = Q \pm \sqrt{(Q^2 - |z|^2)}$ bu ifadeden biz kararlı bir transistör için R_{cg} ifadesini pozitif yapmak için;

$$P = Q - \sqrt{(Q^2 - |z|^2)} \text{ ifadesini uyguluyoruz.} \quad (6.68)$$

elde edilir ve bu ifadeye iki kapılının koşulsuz kararlı olması durumunda ulaşılacaktır.

$$Z_{out\ max} = Z_{cg\ max} = R_{cg\ max} + jX_{cg} \quad (6.69)$$

Burada;

$$R_{cg\ max} = \frac{1}{2r_{11}}\sqrt{Q^2 - |z|^2} \quad (6.70)$$

olarak belirlenir.

Bu sayede verilen çıkış VSWR’ ı karşılayan maksimum dönüştürücü güç kazancını aşağıdaki şekilde çıkarabiliriz:

$$G_{T\ max} = \left\{ Q - \sqrt{(Q^2 - |z|^2)} \right\} \frac{1 - |\rho_{out}|^2}{|z_{12}|^2} \quad (6.71)$$

Bir iki kapılının her iki kapısında da kompleks eşlenik uydurma söz konusu ise ($|\rho_{out}| = 0$) maksimum kullanılabilir güç kazancına (MAG: maximum available gain) ulaşılmış olur.

$G_T = 0$ dairesinin verilen daire ailesinin bir limit dairesi olduğunu kolayca bulabiliriz (6.72) ve (6.74)' de $G_T = 0$ ' ı yerine koyarak aşağıdaki gibi $G_T = 0$ dairesinin merkezini ($Z_{cg\min}$) ve yarıçapını ($r_{g\min}$) bulabiliriz.

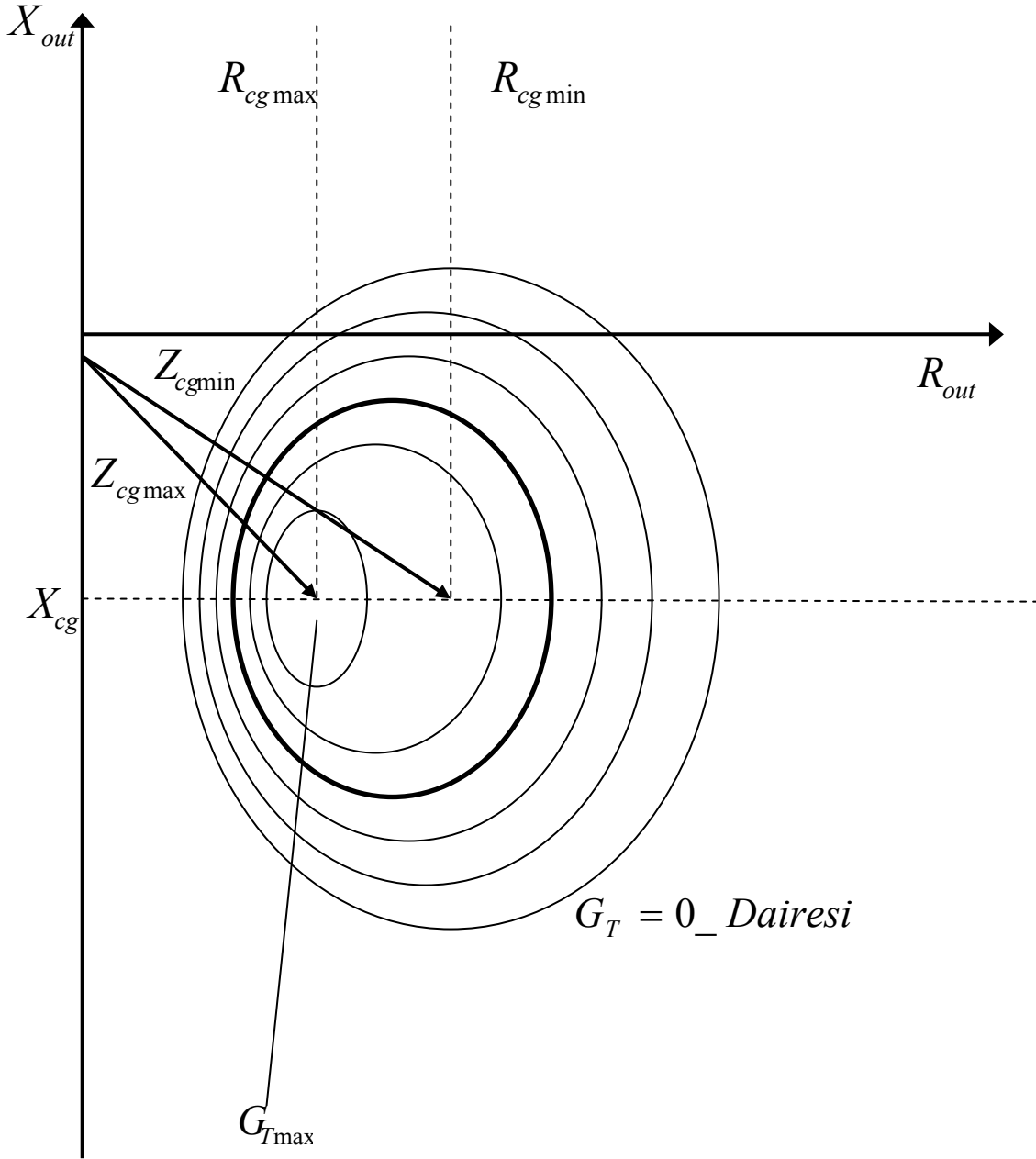
$$Z_{cg\min} = R_{cg\min} + jX_{cg} \quad (6.72)$$

$$R_{cg\min} = \frac{Q}{2r_{11}} \quad (6.73)$$

$$r_{g\min} = \frac{|z|}{2r_{11}} \quad (6.74)$$

$$MAG = \frac{[Q - \sqrt{Q^2 - |z|^2}]}{|z_{12}|^2} \quad (6.75)$$

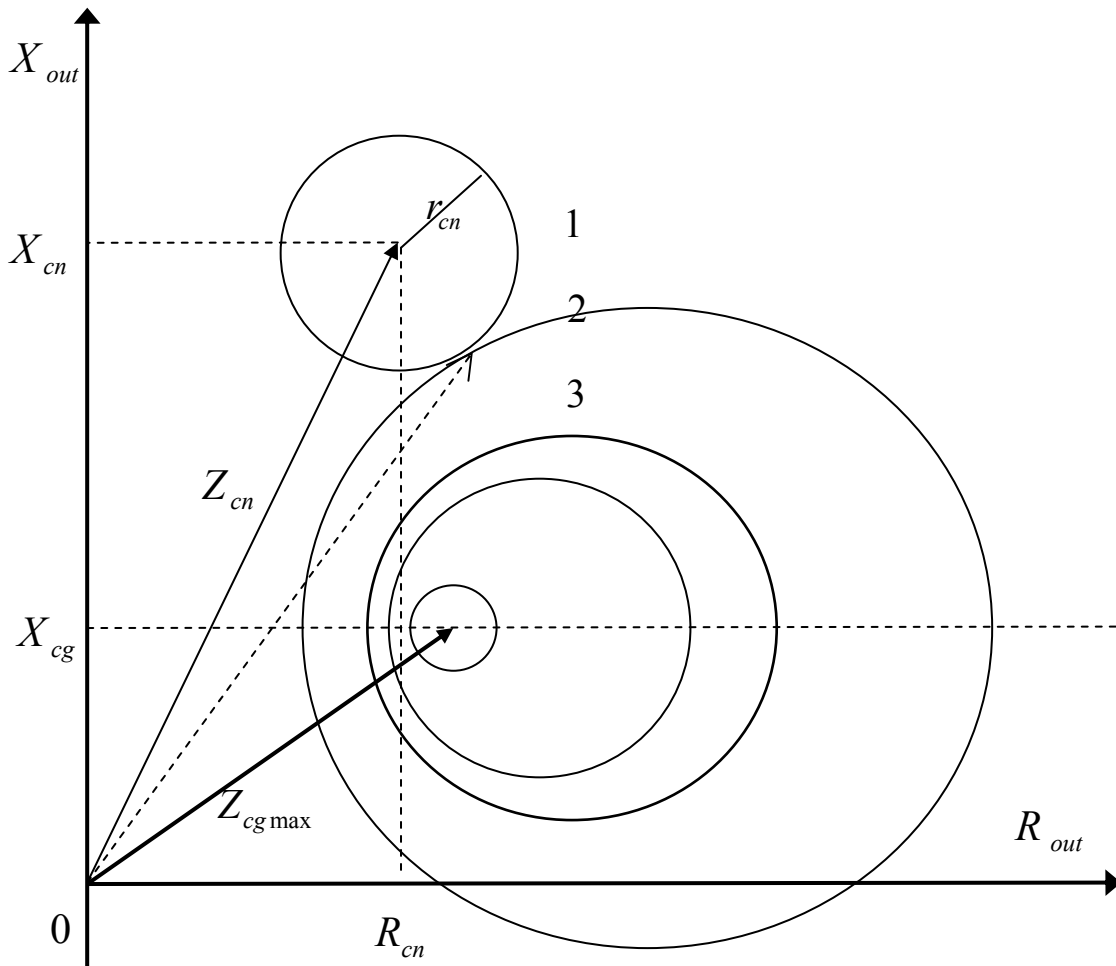
Devrenin mutlak kararlılığı için $Q > |z|$ olduğunda $R_{cg\min} > r_{g\min}$ dir. Sonuç olarak limit daire bütünüyle pozitif reel düzlemde ve $G_T > 0$ olan tüm daireler, limit $G_T = 0$ dairesinin içindedir. (Şekil 6.5).



Şekil 6.5 İstenilen Çıkış VSWR' ı Sağlayan Sabit Kazanç Daireleri

6.2.2.1 Verilen Çıkış VSWR ve Gürültü Sağlayan Koşulsuz Kararlı Transistörün Kazanç Daireleri

$r_{11} > 0$, $r_{22} > 0$ ve $\left(\frac{Q}{|z|}\right) > 1$ olması durumunda koşulsuz kararlı durum söz konusudur ve koşulsuz kararlılık şartı altında geometrik çözüm $Z_{cg\max}$ ' ın pozisyonuna bağlı olarak çıkartılabilir. ($Z_{cg\max}$ 1. bölgede) Ayrık Gürültü ve Kazanç daireleri için çözüm yoktur. $Z_{cg\max}$ 2. bölgede ise Kazanç dairesini kesen 2 nokta çözümdür. $Z_{cg\max}$ 3. bölgede iken r_g ' nin en küçük olduğu durumdaki Kazanç daireleri ile Gürültü dairesinin teğet noktası çözüm değeri olacaktır.



Şekil 6.6 Verilen Çıkış VSWR ve Gürültü Faktörünü Sağlayan Kazanç Daireleri

6.2.2.2 $Z_{cg\max}$ 1. bölgede

Kazancı maksimum yapan giriş empedansı $Z_{out\max} = Z_{cg\max}$ değeri Şekil 6.6'da gösterilen bölgelerden 1. bölgede bulunduğu durum için, kazanç dairelerinden biri ve gürültü dairesinin teğet durumlarını yazarsak:

$$|Z_{cg} - Z_{cn}|^2 = (r_g + r_n)^2 \text{ ya da;} \quad (6.76)$$

$$|Z_{cg}|^2 + |Z_{cn}|^2 - 2R_{cg}R_{cn} - 2X_{cg}X_{cn} = r_n^2 + r_g^2 + 2r_g r_n \quad (6.77)$$

yazılabilir.

R_{cg} , X_{cg} , r_g ve R_{cn} , X_{cn} , r_n için daha önce belirlenen ifadeler kullanılırsa aşağıdaki ifade elde edilir:

$$D = |Z_{cg}|^2 - r_{cg}^2 + |Z_{cn}|^2 - r_{cn}^2 \quad \text{ise} \quad (6.78)$$

$$D = \left[-\frac{1}{r_{11}}(rr_{22} + xx_{22}) + |Z_{22}|^2 \right] + \left[\frac{1}{(1 + N_2 r_{11})} \cdot N_2 \left(r_{11} |Z_{22}|^2 - (rr_{22} + xx_{22}) \right) \right] \quad (6.79)$$

bulunur. Burada;

$$D - 2 \frac{1}{2r_{11}}(Q - P)R_{cn} - 2X_{cg}X_{cn} = 2r_{cn} \frac{1}{2r_{11}} \sqrt{(P^2 - 2QP + |Z|^2)} \quad (6.80)$$

$$D - \frac{1}{r_{11}}QR_{cn} + P \frac{R_{cn}}{r_{11}} - 2X_{cg}X_{cn} = \frac{r_{cn}}{r_{11}} \sqrt{(P^2 - 2QP + |Z|^2)} \quad (6.81)$$

$$Dr_{11} - QR_{cn} + PR_{cn} - 2r_{11}X_{cg}X_{cn} = r_{cn} \sqrt{(P^2 - 2QP + |Z|^2)} \quad (6.82)$$

$$\underbrace{\frac{Dr_{11} - QR_{cn} - 2r_{11}X_{cg}X_{cn}}{r_{cn}}}_E + P \underbrace{\frac{R_{cn}}{r_{cn}}}_F = \sqrt{(P^2 - 2QP + |Z|^2)} \quad (6.83)$$

$$E = \frac{Dr_{11} - R_{cn}(2r_{11}r_{22} - r) - 2X_{cn}X_{cg}r_{11}}{r_{cn}} \quad (6.84)$$

$$F = \frac{R_{cn}}{r_n} \quad (6.85)$$

$$E + P * F = \sqrt{(P^2 - 2QP + |Z|^2)} \quad \text{ise} \quad (6.86)$$

$$P^2(1 - F^2) - 2(Q + EF)P + |z|^2 - E^2 = 0 \quad (6.87)$$

$$P_{1,2} = \frac{(Q + EF)}{(1 - F^2)} \pm \sqrt{\frac{(Q + EF)^2 - (1 - F^2)(|z|^2 - E^2)}{(1 - F^2)^2}} \quad (6.88)$$

$$R_{cg} = \frac{1}{2r_{11}}(Q - P) \quad \text{transistörün kararlı olması için çözüm bölgesinin kazanç dairelerinin reel}$$

kısmı pozitif olması gereklidir. Biz bu yaklaşımla P değerini;

$$P = \frac{(Q + EF)}{(1 - F^2)} - \sqrt{\frac{(Q + EF)^2 - (1 - F^2)(|z|^2 - E^2)}{(1 - F^2)^2}} \quad \text{olarak alıyoruz.} \quad (6.89)$$

$$P = \frac{|Z_{12}|^2}{1 - |\rho_{out}|^2} G_T \quad (6.90)$$

şeklinde ifade edilirler. Sonuçta G_T :

$$G_T = \frac{1 - |\rho_{out}|^2}{|z_{12}|^2} \frac{1}{1 - F^2} \left\{ Q + EF - \sqrt{(Q + EF)^2 - (1 - F^2)(|z|^2 - E^2)} \right\} \quad (6.91)$$

bulunur.

Şekil 6.6' da görüldüğü gibi, sabit kazanç dairesinin gürültü dairesine teğet olması durumunda Z_{out} çıkış empedansı aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$Z_{out} = \frac{r_g}{r_n + r_g} Z_{cn} + \frac{r_n}{r_n + r_g} Z_{cg} \quad (6.92)$$

Burada Z_{cn} , r_n ve Z_{cg} , r_g sırasıyla gürültü dairesi ve G_T dairelerinin merkez ve yarıçaplarıdır.

Yük empedansı çıkış empedansı ile bağlantılı olarak aşağıdaki ifade kolayca bulunabilir:

$$Z_S = -z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22} - Z_{out}} \quad (6.93)$$

6.2.3 Koşullu Kararlı Mikrodalga Transistörü

6.2.3.1 Yük Kararlılık Dairesi

$r_{11} > 0$, $r_{22} > 0$ ve $0 < \left(\frac{Q}{|z|}\right) < 1$ olması durumunda koşullu kararlı durum söz konusudur.

$\text{Re}\{Z_{in}\} = 0$ olarak yük kararlılık dairesini tanımlarız.

$$Z_{in} = z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22} + Z_L} \quad (6.94)$$

$$Z_{in} = \frac{z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21} + z_{11}z_L}{(z_{22} + Z_L)} \frac{(z_{22} + Z_L)^*}{(z_{22} + Z_L)^*} = \frac{(z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21} + z_{11}z_L)(z_{22} + Z_L)^*}{|z_{22} + Z_L|^2} \quad (6.95)$$

$\text{Re}\{Z_{in}\} = 0$ için;

$$\operatorname{Re}\left\{\left(z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21} + z_{11}Z_L\right)\left(z_{22}^* + Z_L^*\right)\right\} = 0 \quad (6.96)$$

$$\Delta = z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21} = \Delta_r + j\Delta_i \quad \text{ve} \quad z = z_{12}^* z_{21} = r + jx \quad \text{tanımlamıştık;}$$

$$\operatorname{Re}\left\{\Delta z_{22}^* + \Delta Z_L^* + z_{11}Z_L z_{22}^* + z_{11}|Z_L|^2\right\} = 0 \quad (6.97)$$

$$\operatorname{Re}\left\{z_{11}|Z_L|^2 + \Delta Z_L^* + z_{11}z_{22}^* Z_L + \Delta z_{22}^*\right\} = 0 \quad (6.98)$$

$$\operatorname{Re}\left\{z_{11}|Z_L|^2 + \left(z_{11}z_{22}^* + \Delta\right)R_L + \left(z_{11}z_{22}^* - \Delta\right)X_L + \Delta z_{22}^*\right\} = 0 \quad (6.99)$$

$$\operatorname{Re}\left\{z_{11}z_{22}^* + \Delta\right\} = 2r_{11}r_{22} - r \quad (6.100)$$

$$\operatorname{Im}\left\{z_{11}z_{22}^* - \Delta\right\} = -2r_{11}x_{22} + x \quad (6.101)$$

$$\operatorname{Re}\left\{\Delta z_{22}^*\right\} = \left\{|z_{22}|^2 z_{11} - z_{22}^* z\right\} = r_{11}|z_{22}|^2 - r_{22}r - x_{22}x \quad (6.102)$$

$$r_{11}|Z_L|^2 + (2r_{11}r_{22} - r)R_L + (2r_{11}x_{22} - x)X_L + \operatorname{Re}\left\{\Delta z_{22}^*\right\} = 0 \quad (6.103)$$

Genel denklemimiz;

$$|Z_L|^2 - 2\left(-\frac{2r_{11}r_{22} - r}{2r_{11}}\right)R_L - 2\left(-\frac{2r_{11}x_{22} - x}{2r_{11}}\right)X_L + \operatorname{Re}\left\{\Delta z_{22}^*\right\} = 0 \quad (6.104)$$

Yarıçap için;

$$|Z_{c_L}|^2 - r_L^2 = \frac{\operatorname{Re}\left\{\Delta z_{22}^*\right\}}{r_{11}} \quad (6.105)$$

$$r_L^2 = \left(-\frac{2r_{11}r_{22} - r}{2r_{11}}\right)^2 + \left(-\frac{2r_{11}x_{22} - x}{2r_{11}}\right)^2 - |z_{22}|^2 + \frac{r_{22}r}{r_{11}} + \frac{x_{22}x}{r_{11}} \quad (6.106)$$

$$r_L^2 = r_{22}^2 + \frac{r^2}{4r_{11}^2} - \frac{r_{22}r}{r_{11}} + x_{22}^2 + \frac{x^2}{4r_{11}^2} - \frac{x_{22}x}{r_{11}} - |z_{22}|^2 + \frac{r_{22}r}{r_{11}} + \frac{x_{22}x}{r_{11}} \quad (6.107)$$

$$r_L^2 = \frac{r^2 + x^2}{4r_{11}^2} \quad \text{ise}; \quad r_L = \frac{|z|}{2r_{11}} \quad (6.108)$$

Böylelikle $Z_{cL} = R_{cL} + jX_{cL}$ ve r_L sırasıyla kaynak kararlılık dairesinin merkezi ve yarıçapıdır ve aşağıdaki şekilde ifade edilirler.

$$R_{cL} = -\frac{2r_{11}r_{22} - r}{2r_{11}} \quad X_{cL} = -\frac{2r_{11}x_{22} - x}{2r_{11}} \quad r_L = \frac{|z|}{2r_{11}} \quad (6.109)$$

Şimdi genel kazanç denklemimiz içinde analiz yapalım;

$$|Z_{out}|^2 - 2\frac{1}{2r_{11}} \left(2r_{11}r_{22} - r - \frac{G_t |z_{12}|^2}{1 - |\rho_{out}|^2} \right) R_{out} - \quad (6.110)$$

$$2\frac{1}{2r_{11}} (2x_{22}r_{11} - x) X_{out} - \frac{1}{r_{11}} (rr_{22} + xx_{22}) + |z_{22}|^2 = 0$$

$$|Z_L|^2 - 2 \left(-\frac{2r_{11}r_{22} - r}{2r_{11}} \right) R_L - 2 \left(-\frac{2r_{11}x_{22} - x}{2r_{11}} \right) X_L + \text{Re} \left\{ \frac{\Delta z_{22}^*}{r_{11}} \right\} = 0 \quad (6.111)$$

$$|Z_{out}|^2 + 2(R_{cL} + L)R_{out} + 2X_{cL}X_{out} + |Z_{cg}|^2 - r_g^2 = 0 \quad (6.112)$$

bulunur ve burada;

$$L = \frac{|z_{12}|^2 G_t}{2r_{11}(1 - |\rho_{out}|^2)} \quad (6.113)$$

şeklindedir.

Burada kazanç dairesine ilişkin merkez $Z_{cg} = R_{cg} + jX_{cg}$ ve yarıçap r_g ;

$$R_{cg} = -(R_{cL} + L) \quad (6.114)$$

$$X_{cg} = -X_{cL} \quad (6.115)$$

$$r_g = (L^2 + 2LR_{cL} + r_L^2) \quad (6.116)$$

Olarak ifade edilirler.

G_T dairelerinin özellikleri aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:(Şekil 6.7)

a) Tüm G_T daireleri imajiner eksenini aynı noktada keser. Bu nokta kompleks eşlenik kaynak kararlılık dairelerinin imajiner eksenini kestiği noktadır.

b) $G_{T\min}$ dairesi ($G_T = 0$), $Z_{cg\min} = -R_{cL} - jX_{cL}$ merkezine ve $r_{g\min} = r_L$ yarıçapına sahiptir ve imajiner eksene göre kompleks eşlenik kaynak kararlılık dairesinin simetriğidir.

c) $G_{T\max} > G_{Treq} > 0$ daireleri $G_T = 0$ ve kompleks eşlenik kaynak kararlılık dairesinin Z_{out} - düzleminin pozitif reel kısmında kalan ark (yay)'ı ile sınırlandırılmış olacaktırlar. Bu dairelerin merkez fazörü her zaman $X_{out} = -X_{cL}$ çizgisi üzerinde olacaktırlar. Koşulsuz kararlı durumda tüm G_T daireleri Z_{out} - düzleminde sağ yarıda kalmaktaydılar. Koşullu kararlı durumda ise maksimum kazanç kompleks eşlenik kaynak kararlılık dairesinin sağ yarıda kalan ark (yay) üzerinde olacaktır.

$R_{cg} = R_{cL}$ alınıp maksimum kazanç;

$$G_T = 2 \frac{1 - |\rho_{out}|^2}{|z_{12}|^2} (2r_{11}r_{22} - r) \quad (6.117)$$

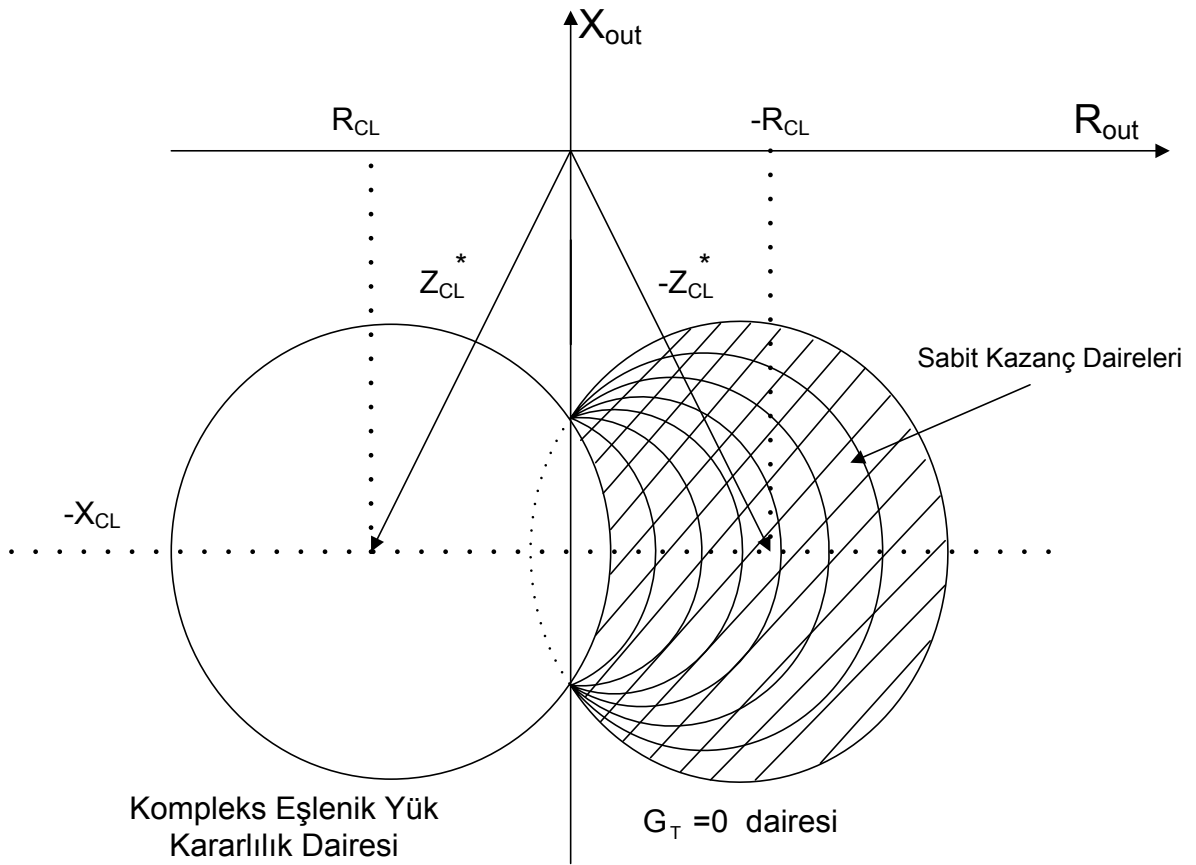
olarak belirlenir. Burada $|\rho_{out}| = 0$ alınırsa maksimum kararlı kazanç (MSG: Maximum Stable Gain);

$$MSG = 2 \left| \frac{z_{21}}{z_{12}} \right| \eta \quad (6.118)$$

olarak bulunur. Burada η kararlılık faktörüdür ve;

$$\eta = \frac{2r_{11}r_{12} - r}{|z|} \quad (6.119)$$

olarak ifade edilir. Koşullu kararlı durumda $0 < \eta < 1$ şeklindedir.



Şekil 6.7 Koşullu Kararlı Transistör İçin Z_{out} - düzleminde Sabit Kazanç Daireleri

6.2.3.2 Verilen Çıkış VSWR ve Gürültü Faktörünü Sağlayan Koşullu Kararlı Transistörün Kazanç Daireleri

$r_{11} > 0$, $r_{22} > 0$ ve $0 < \left(\frac{Q}{|z|}\right) < 1$ olması durumunda koşullu kararlı durumu açıklandı. Koşulsuz kararlı durumda çözüme üç farklı bölge üzerinden ulaşılmıştı. Koşulsuz kararlı durum için yapılan bölgelendirme Şekil 6.7’de gösterilen biçimde koşullu kararlı durum için de yapılabilir.

Koşullu kararlı transistör durumunda üç durum söz konusudur:(Şekil 6.8).

a) Durumu

$G_T = 0$ dairesi tamamen 1.bölgedeyse (ayrık) fiziksel çözüm yoktur. Bu durum dairenin merkez ve yarıçapı şöyle tanımlanabilir:

$$\left|Z_{cg \max} - Z_{cn}\right|^2 > r_s + r_n \quad (6.120)$$

b) Durumu

2.Bölge (Gürültü dairesi) sabit kazanç dairesi alanını kestiğinde bir maksimum kazanç mevcuttur. Maksimum kazanç ve uygun çıkış empedansı bir sabit kazanç dairesiyle Şekil 6.8’de gösterilen Gürültü dairesinin teğet bağıntısından hesaplanabilir:

$$\left|Z_{cg} - Z_{cn}\right|^2 = (r_g + r_n)^2 \quad (6.121)$$

Uygun çıkış empedansı aşağıdaki şekilde yazılır:

$$Z_{out} = \frac{r_n}{r_n + r_g} Z_{cg} + \frac{r_g}{r_n + r_g} Z_{cn} \quad (6.122)$$

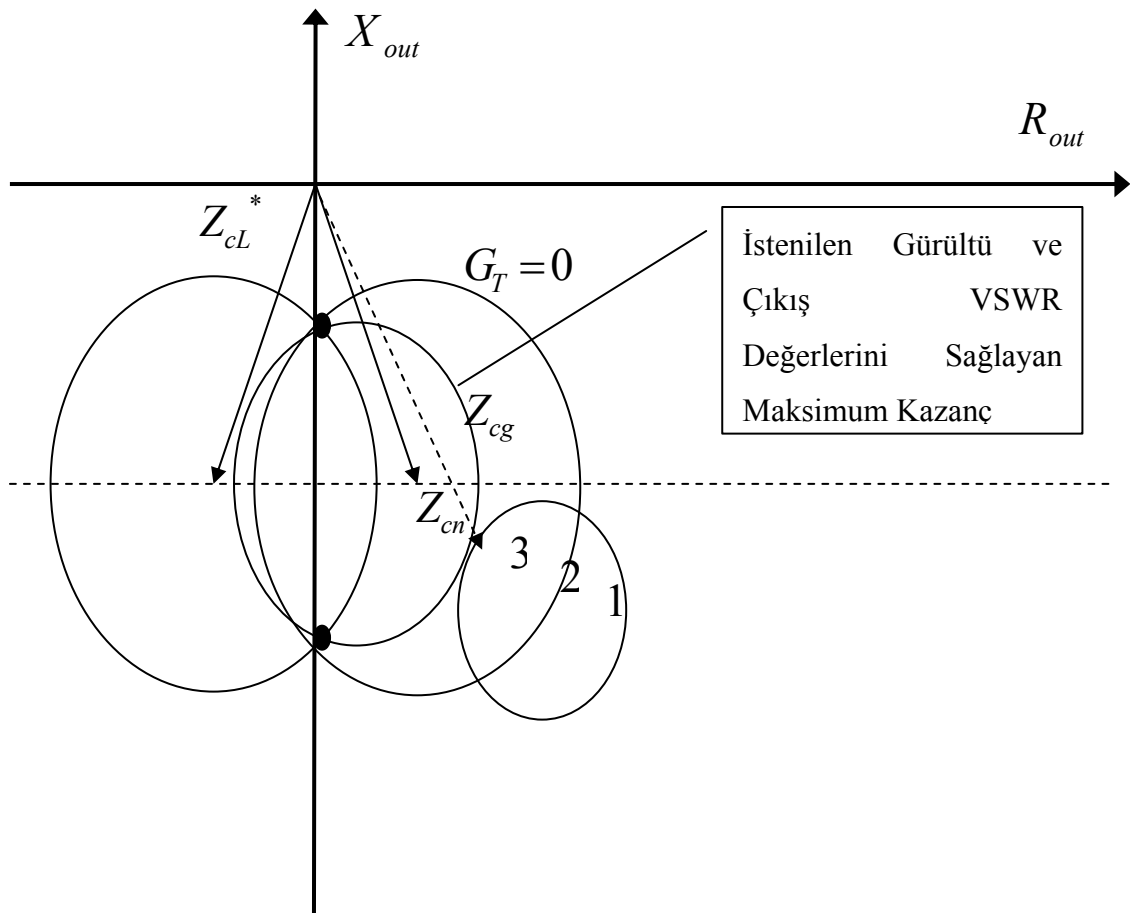
Z_{out} bulunduktan sonra kaynak empedansı (Z_s) hesaplanabilir. Bu durumun varlığı aşağıdaki bir çift eşitsizlikle gösterilebilir.

$$\left|Z_{cg \max} - Z_{cn}\right| > r_s + r_n > \left|Z_{cg \min} - Z_{cn}\right| \quad (6.123)$$

c) Durumu

Gürültü dairesi, yük kararlılık dairesinin eşleniğinin içinde kaldığı zaman; r_g 'yi en küçük değer yapan Kazanç dairesinin Gürültü dairesiyle kesiştiği nokta çözüm takımıdır. Bu durum aşağıdaki bir çift eşitsizlikle ifade edilebilir:

$$|Z_{cg \max} - Z_{cn}| < r_s + r_n \quad (6.124)$$



Şekil 6.8 Koşullu Kararlı Transistör için İstenilen Çıkış VSWR ve Gürültüyü Sağlayan Kazanç Daireleri ve Sonlandırmalar

7. ARA KAT TRANSİSTÖRÜ İÇİN PERFORMANS KARAKTERİZASYONU

Kullanılan yöntem aşağıdaki adımlardan oluşmaktadır:

- Verilen bir transistöre ilişkin; V_{in} =sabit, V_{out} =sabit ve kazanç G_T dairelerinin Z_{in} -düzleminde oluşumu yapılır. Bu adımda gürültü faktörü minimum gürültüyü sağlayacak şekilde belirlenmiştir. Bu dairelerin durumları çözüm değerlerinin belirlenmesinde yardımcı olacaktır.
- Z_{in} -düzleminde yapılacak analizlerde kararlılık bölgeleri belirlenir.
- Maksimum ve istenilen kazanç için tüm mümkün Z_S ve Z_L değerleri kararlı bölgede kalacak şekilde belirlenir.
- Bu işlemler tüm çalışma bandı frekanslarında yapılarak analiz tamamlanmış olur.

7.1 Z_{in} -Düzleminde Sabit Çıkış VSWR Dairesi

Yukarıdaki bölümlerde olduğu gibi bir daire denklemi çıkarılacaktır. Z_{in} -Düzleminde Sabit Çıkış VSWR Dairesi teşkil edilecektir. Bu bölümde daire denklemimizin oluşumunun her bir adımı açık açık gösterilmiştir.

$$V_{out} = \frac{1 + |\rho_0|^2}{1 - |\rho_0|^2}, \quad |\rho_0|^2 = \left| \frac{Z_{out} - Z_L^*}{Z_{out} + Z_L} \right|^2 \quad (7.1)$$

$$Z_i = z_{11} - \frac{z_{11} \cdot z_{21}}{z_{22} + Z_L} \Leftrightarrow Z_L = -z_{22} + \frac{z_{12} \cdot z_{21}}{z_{11} - Z_{in}} \quad (7.2)$$

$$|\rho_0|^2 = \left| \frac{Z_{out} + z_{22}^* - \frac{(z_{12} \cdot z_{21})^*}{(z_{11} - Z_{in})^*}}{Z_{out} - z_{22} + \frac{z_{12} \cdot z_{21}}{z_{11} - Z_{in}}} \right|^2 \Rightarrow V_{out} \text{ için}; \quad (7.3)$$

$$V_{out} = \frac{1 + \frac{\left| \frac{(Z_{out} + z_{22}^*)(z_{11} - Z_{in})^* - (z_{12} \cdot z_{21})^*}{(z_{11} - Z_{in})^*} \right|^2}{\left| \frac{(Z_{out} - z_{22})(z_{11} - Z_{in}) + (z_{12} \cdot z_{21})}{z_{11} - Z_{in}} \right|^2}}{1 - \frac{\left| \frac{(Z_{out} + z_{22}^*)(z_{11} - Z_{in})^* - (z_{12} \cdot z_{21})^*}{(z_{11} - Z_{in})^*} \right|^2}{\left| \frac{(Z_{out} - z_{22})(z_{11} - Z_{in}) + (z_{12} \cdot z_{21})}{z_{11} - Z_{in}} \right|^2}} \quad (7.4)$$

$z = z_{12}^* \cdot z_{21}$ için;

$$V_{out} = \frac{\overbrace{\left| \frac{Z_{out} \cdot z_{11} - Z_{out} \cdot Z_{in} - z_{22} \cdot z_{11} + z_{22} \cdot Z_{in} + z}{z_{11} - Z_{in}} \right|^2}^{1. \text{ Denklem}} + \overbrace{\left| \frac{Z_{out} \cdot z_{11}^* - Z_{out} \cdot Z_{in}^* + z_{22}^* \cdot z_{11}^* - z_{22}^* \cdot Z_{in}^* + z^*}{z_{11}^* - Z_{in}^*} \right|^2}^{3. \text{ Denklem}}}{\left| \frac{Z_{out} \cdot z_{11} - Z_{out} \cdot Z_{in} - z_{22} \cdot z_{11} + z_{22} \cdot Z_{in} + z}{z_{11} - Z_{in}} \right|^2 - \left| \frac{Z_{out} \cdot z_{11}^* - Z_{out} \cdot Z_{in}^* + z_{22}^* \cdot z_{11}^* - z_{22}^* \cdot Z_{in}^* + z^*}{z_{11}^* - Z_{in}^*} \right|^2} \quad (7.5)$$

1. Denklem için;

$$\underbrace{\left| \frac{Z_{in}(z_{22} - Z_{out}) + Z_{out} \cdot z_{11} + \overbrace{z - z_{11} \cdot z_{22}}^{\alpha}}{z_{22} - Z_{out}} \right|^2}_{\cdot \underbrace{|z_{22} - Z_{out}|^2}_{R_1}} \quad (7.6)$$

$$\left| Z_{in} + \frac{Z_{out} \cdot z_{11}}{z_{22} - Z_{out}} + \frac{\alpha}{z_{22} - Z_{out}} \right|^2 \Rightarrow \quad (7.7)$$

$$|Z_{in}|^2 + 2 \cdot \underbrace{\text{Re} \left\{ \frac{Z_{out} \cdot z_{11} + \alpha}{z_{22} - Z_{out}} \right\}}_{2. \text{ Denklem (M)}} \cdot R_{in} + 2 \cdot \underbrace{\text{Im} \left\{ \frac{Z_{out} \cdot z_{11} + \alpha}{z_{22} - Z_{out}} \right\}}_{\cdot X_{in}} + \left| \frac{Z_{out} \cdot z_{11} + \alpha}{z_{22} - Z_{out}} \right|^2 \quad (7.8)$$

2. Denklem için;

$$\alpha = \alpha_r + j\alpha_i \quad (7.9)$$

$$\frac{\overbrace{Z_{out} \cdot z_{11} + \alpha}^M}{z_{22} - Z_{out}} = \frac{[(R_{out} + jX_{out}) \cdot (r_{11} + jx_{11}) + \alpha]}{|z_{22} - Z_{out}|^2} \cdot (z_{22} - Z_{out})^* \Rightarrow \quad (7.10)$$

$$II = \frac{[(R_{out} \cdot r_{11} - X_{out} \cdot x_{11} + \alpha_r) + j(X_{out} \cdot r_{11} + R_{out} \cdot x_{11} + \alpha_i)] \cdot [r_{22} - R_{out} - j(x_{22} - X_{out})]}{|z_{22} - Z_{out}|^2} \quad (7.11)$$

$$\overbrace{\text{Re}\{II\}}^{M_r} = \frac{(R_{out} \cdot r_{11} - X_{out} \cdot x_{11} + \alpha_r)(r_{22} - R_{out}) + (X_{out} \cdot r_{11} + R_{out} \cdot x_{11} + \alpha_i)(x_{22} - X_{out})}{|z_{22} - Z_{out}|^2} \quad (7.12)$$

$$\overbrace{\text{Im}\{II\}}^{M_i} = \frac{(X_{out} \cdot r_{11} - R_{out} \cdot x_{11} + \alpha_i)(r_{22} - R_{out}) - (R_{out} \cdot r_{11} + X_{out} \cdot x_{11} + \alpha_r)(x_{22} - X_{out})}{|z_{22} - Z_{out}|^2} \quad (7.13)$$

3. Denklem için;

$$|Z_{out} \cdot z_{11}^* - Z_{out} \cdot Z_{in}^* + z_{22}^* \cdot z_{11}^* - z_{22}^* \cdot Z_{in}^* - z^*|^2 \Rightarrow \quad (7.14)$$

$$\left| \frac{Z_{in}(z_{22} + Z_{out}^*) + Z_{out}^* \cdot z_{11} - \overbrace{(z + z_{11} \cdot z_{22})}^{\alpha}}{z_{22} + Z_{out}^*} \right|^2 \cdot \underbrace{|z_{22} - Z_{out}^*|^2}_{R_2} \quad (7.15)$$

$$\left| -Z_{in} + \frac{Z_{out}^* \cdot z_{11}}{z_{22} + Z_{out}^*} - \frac{\alpha}{z_{22} + Z_{out}^*} \right|^2 \Rightarrow \quad (7.16)$$

$$|Z_{in}|^2 - 2 \cdot \underbrace{\text{Re} \left\{ \frac{Z_{out}^* \cdot z_{11} - \alpha}{z_{22} + Z_{out}^*} \right\}}_{4. \text{ Denklem (N)}} \cdot R_{in} - 2 \cdot \underbrace{\text{Im} \left\{ \frac{Z_{out}^* \cdot z_{11} - \alpha}{z_{22} + Z_{out}^*} \right\}}_{X_{in}} \cdot \left| \frac{Z_{out}^* \cdot z_{11} - \alpha}{z_{22} + Z_{out}^*} \right|^2 \quad (7.17)$$

4. Denklem için;

$$\frac{\overbrace{Z_{out}^* \cdot z_{11} - \alpha}^N}{z_{22} + Z_{out}^*} = \frac{[(R_{out} - jX_{out}) \cdot (r_{11} + jx_{11}) - \alpha]}{|z_{22} + Z_{out}^*|^2} \cdot (z_{22} + Z_{out}^*)^* \Rightarrow \quad (7.18)$$

$$z_{22} + Z_{out}^* = r_{22} - jX_{22} + (R_{out} + jX_{out}) \quad (7.19)$$

$$IV = \frac{[(R_{out} \cdot r_{11} + X_{out} \cdot x_{11} - \alpha_r) + j(R_{out} \cdot x_{11} + X_{out} \cdot r_{11} - \alpha_i)] \cdot [(r_{22} - R_{out}) + j(x_{22} + X_{out})]}{|z_{22} + Z_{out}^*|^2} \quad (7.20)$$

$$\overbrace{\text{Re}\{IV\}}^{N_r} = \frac{(R_{out} \cdot r_{11} + X_{out} \cdot x_{11} - \alpha_r)(r_{22} - R_{out}) - (R_{out} \cdot x_{11} - X_{out} \cdot r_{11} - \alpha_i)(x_{22} + X_{out})}{|z_{22} + Z_{out}^*|^2} \quad (7.21)$$

$$\overbrace{\text{Im}\{IV\}}^{N_i} = \frac{(R_{out} \cdot x_{11} + X_{out} \cdot r_{11} - \alpha_i)(r_{22} - R_{out}) + (R_{out} \cdot r_{11} - X_{out} \cdot x_{11} - \alpha_r)(x_{22} + X_{out})}{|z_{22} + Z_{out}^*|^2} \quad (7.22)$$

$$V_{out} = \frac{\left[|Z_{in}|^2 + 2M_r R_{in} + 2M_i X_{in} + |M|^2\right] \cdot R_1 + \left[|Z_{in}|^2 - 2N_r R_{in} - 2N_i X_{in} + |N|^2\right] \cdot R_2}{\left[|Z_{in}|^2 + 2M_r R_{in} + 2M_i X_{in} + |M|^2\right] \cdot R_1 - \left[|Z_{in}|^2 - 2N_r R_{in} - 2N_i X_{in} + |N|^2\right] \cdot R_2} \quad (7.23)$$

$$V_{out} = \frac{|Z_{in}|^2 (R_1 + R_2) + 2(M_r R_1 - N_r R_2) \cdot R_{in} + 2(M_i R_1 - N_i R_2) \cdot X_{in} + |M|^2 R_1 + |N|^2 R_2}{|Z_{in}|^2 (R_1 - R_2) + 2(M_r R_1 + N_r R_2) \cdot R_{in} + 2(M_i R_1 + N_i R_2) \cdot X_{in} + |M|^2 R_1 - |N|^2 R_2} \quad (7.24)$$

$$\begin{aligned}
& |Z_{in}|^2 \cdot [(R_1 + R_2) - V_{out}(R_1 - R_2)] + 2 \cdot [(M_r R_1 - N_r R_2) - V_{out} \cdot (M_r R_1 + N_r R_2)] \cdot R_{in} \\
& + 2 \cdot [(M_i R_1 - N_i R_2) - V_{out} \cdot (M_i R_1 + N_i R_2)] \cdot X_{in} + |M|^2 R_1 + |N|^2 R_2 - V_{out} (|M|^2 R_1 - |N|^2 R_2) \\
& = 0
\end{aligned} \tag{7.25}$$

Böylece ifadelerimizi çıkartarak en genel haldeki Z_{in} -Düzleminde Sabit Çıkış VSWR Dairesi teşkil edilmiştir. Sabit Çıkış VSWR Dairesinin merkezinin reel, imajiner kısımları ve yarıçapı aşağıda gösterilmiştir.

$$\begin{aligned}
& |Z_{in}|^2 + 2R_{in} \cdot \frac{(M_r R_1 - N_r R_2) - V_{out} \cdot (M_r R_1 + N_r R_2)}{(R_1 + R_2) - V_{out}(R_1 - R_2)} + 2X_{in} \cdot \frac{(M_i R_1 - N_i R_2) - V_{out} \cdot (M_i R_1 + N_i R_2)}{(R_1 + R_2) - V_{out}(R_1 - R_2)} \\
& + \frac{|M|^2 R_1 + |N|^2 R_2 - V_{out} (|M|^2 R_1 - |N|^2 R_2)}{(R_1 + R_2) - V_{out}(R_1 - R_2)} = 0
\end{aligned} \tag{7.26}$$

$$R_{CV_{out}} = - \frac{(M_r R_1 - N_r R_2) - V_{out} \cdot (M_r R_1 + N_r R_2)}{(R_1 + R_2) - V_{out}(R_1 - R_2)} \tag{7.27}$$

$$X_{CV_{out}} = - \frac{(M_i R_1 - N_i R_2) - V_{out} \cdot (M_i R_1 + N_i R_2)}{(R_1 + R_2) - V_{out}(R_1 - R_2)} \tag{7.28}$$

Yarıçapımız ise;

$$|Z_{CV_{out}}|^2 - r_{V_{out}}^2 = \frac{|M|^2 R_1 + |N|^2 R_2 - V_{out} (|M|^2 R_1 - |N|^2 R_2)}{(R_1 + R_2) - V_{out}(R_1 - R_2)} \tag{7.29}$$

$$r_{V_{out}} = \sqrt{|Z_{CV_{out}}|^2 - \frac{|M|^2 R_1 + |N|^2 R_2 - V_{out} (|M|^2 R_1 - |N|^2 R_2)}{(R_1 + R_2) - V_{out}(R_1 - R_2)}} \text{ olur.}$$

7.2 Z_{in} -Düzleminde Sabit Giriş VSWR Daireleri

Sabit giriş VSWR (ρ_i) dairelerine yönelik işlemleri basitleştirmek için VSWR (V_i) yerine giriş yansırma katsayısı, (4.12) formülasyonundan elde edilerek kullanılmaktadır.

(4.12) eşitliğı kullanılarak sabit giriş VSWR daireleri Z_S -düzleminde aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$|Z_S|^2 - 2R_i \frac{1+|\rho_{in}|^2}{1-|\rho_{in}|^2} R_S + 2X_i X_S + |Z_i|^2 = 0 \quad (7.30)$$

Burada (7.30) eşitliğı kullanılarak merkez $Z_{cv} = R_{cv} + jX_{cv}$ ve yarıçap r_v aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$R_{cv} = \frac{1+|\rho_{in}|^2}{1-|\rho_{in}|^2} R_i \quad (7.31)$$

$$X_v = -X_i \quad (7.32)$$

$$r_v = \frac{2|\rho_{in}|}{1-|\rho_{in}|^2} R_i \quad (7.33)$$

Burada R_i ve X_i giriş empedansı reel ve imajiner kısımlarıdır. ($Z_i = R_i + jX_i$).

(7.31), (7.32), (7.33) eşitliklerinden açıkça görüldüğü gibi $\rho_i = 0$ olduğunda

$Z_{cv} = Z_i$, $r_v = 0$ ve giriş VSWR=1(giriş kapısında kompleks eşlenik uydurma) olur.

7.3 Verilen Giriş VSWR İçin Z_{in} -Düzlemi Sabit Kazanç Daireleri

Koşullu optimizasyon probleminin geometrik ve analitik çözümlerini bulabilmek amacıyla verilen giriş VSWR' ı gerçekleyen sabit kazanç daireleri, Z_i -düzleminde oluşturulacak ve bu kazanç dairelerinin çözüm bölgeleri içindeki değerleri araştırılıp bütün koşulları sağlayanlar çözüm kümesini oluşturacaktır.

(5.19) ifadesinde yük empedansı (4.14)' den yararlanarak giriş empedansı şeklinde ifade edilirse, Z_i -düzleminde bir daire denklemi halinde aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$|Z_{in}|^2 - \frac{1}{r_{22}}(2r_{11}r_{22} - r - \frac{G_T |z_{12}|^2}{1-|\rho_i|^2})R_i - \frac{1}{r_{22}}(2x_{11}r_{22} - x)x_i - \frac{1}{r_{22}}(r_{11}r - x_{11}x) + |z_{11}|^2 = 0 \quad (7.34)$$

Burada;

$$r_{ij} = \text{Re}\{z_{ij}\}, \quad x_{ij} = \text{Im}\{z_{ij}\}, \quad z = z_{12} \cdot z_{21} = r + jx \quad (7.35)$$

Bu daire ailesinin merkezi ve yarıçapı sırasıyla $Z_{cg} = R_{cg} + jX_{cg}$ ve $P = Q \pm \sqrt{(Q^2 - |z|^2)}$ olsun.

$$R_{cg} = \frac{1}{2r_{22}}(Q - P) \quad (7.36)$$

$$X_{cg} = \frac{1}{2r_{22}}(2x_{11}r_{22} - x) \quad (7.37)$$

$$r_g = \frac{1}{2r_{22}}\sqrt{P^2 - 2QP + |z|^2} \quad (7.38)$$

Burada;

$$P = G_T \frac{|z_{12}|^2}{1-|\rho_i|^2} \quad (7.39)$$

$$Q = 2r_{11}r_{22} - r \quad (7.40)$$

(7.37), (7.39) ve (7.41)' den görüleceği gibi X_{cg} sabit kaldığında G_T ' deki artma ile R_{cg} azalacaktır.(Şekil 7.1) ve maksimum kazanca sadece yarıçapı r_g sıfıra eşit olduğu noktada ulaşılır. Bu nedenle (7.38) ifadesi sıfıra eşitlenirse;

$$P = Q \pm \sqrt{(Q^2 - |z|^2)} \quad (7.41)$$

elde edilir ve bu ifadeye iki kapılının koşulsuz kararlı olması durumunda ulaşılabacaktır.

$$Z_{i\max} = Z_{cg\max} = R_{cg\max} + jX_{cg} \quad (7.42)$$

Burada;

$$R_{cg\max} = \frac{1}{2r_{22}} \sqrt{Q^2 - |z|^2} \quad (7.43)$$

ve X_{cg} (7.38)' de daha önceden belirlenmiştir.

Bu sayede verilen giriş VSWR' ı karşılayan maksimum dönüştürücü güç kazancı (7.40) ve (7.42)' de eşitleyerek aşağıdaki şekilde çıkarabiliriz(Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994):

$$G_{T\max} = \left\{ Q - \sqrt{(Q^2 - |z|^2)} \right\} \frac{1 - |\rho_i|^2}{|z_{12}|^2} \quad (7.44)$$

Bir iki kapılının her iki kapısında da kompleks eşlenik uydurma söz konusu ise ($|\rho_i| = 0$) maksimum kullanılabilir güç kazancına (MAG: maximum available gain) ulaşılmış olur.

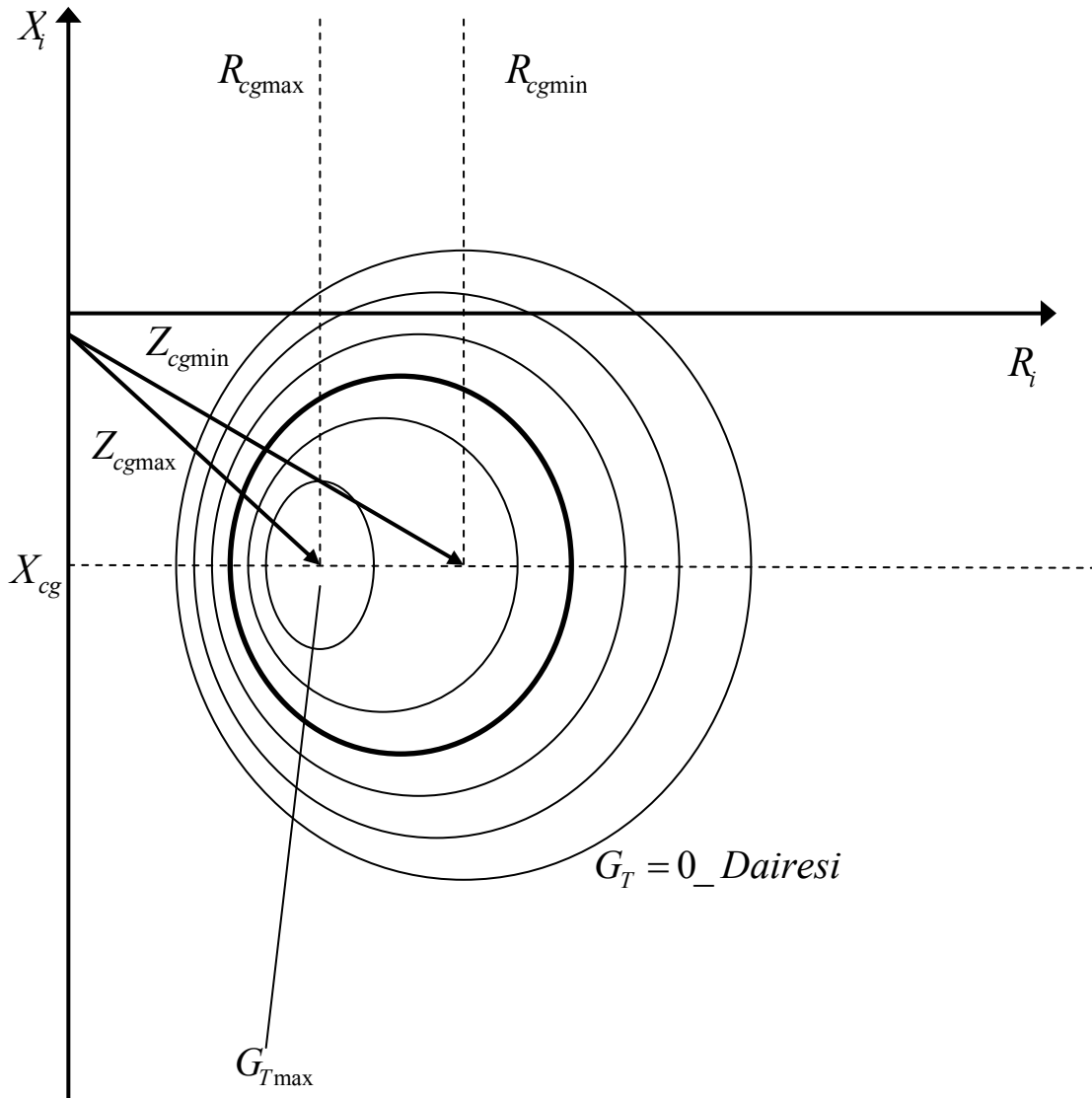
$G_T = 0$ dairesinin verilen daire ailesinin bir limit dairesi olduğunu kolayca bulabiliriz (7.37) ve (7.39)' da $G_T = 0$ ' ı yerine koyarak aşağıdaki gibi $G_T = 0$ dairesinin merkezini ($Z_{cg\min}$) ve yarıçapını ($r_{g\min}$) bulabiliriz.

$$Z_{cg\min} = R_{cg\min} + jX_{cg} \quad (7.45)$$

$$R_{cg\min} = \frac{Q}{2r_{22}} \quad (7.46)$$

$$r_{g\min} = \frac{|z|}{2r_{22}} \quad (7.47)$$

Devrenin mutlak kararlılığı için $Q > |z|$ olduğunda $R_{cg\min} > Z_{cg\max}$ dur. Sonuç olarak limit daire bütünüyle pozitif reel düzlemde ve $G_T > 0$ olan tüm daireler, limit $G_T = 0$ dairesinin içindedir. (Şekil 7.1).



Şekil 7.1 İstenilen Giriş VSWR' ı Sağlayan Sabit Kazanç Daireleri

7.4 Verilen Giriş VSWR ve Çıkış VSWR için Z_{in} -Düzlemi Çözüm Bölgesi

Z_{in} -Düzleminde ki Giriş VSWR ve Çıkış VSWR teşkil edilmiştir. Önceki aşamada (Bölüm 5)'de transistörün kararlılığı incelenmiştir. Bu aşamada sabit Giriş VSWR ve Çıkış VSWR dairelerinin kararlı bölgede kalacak şekilde kesişim noktaları bulunur. Bu durumda noktalar;

- Kesişmeyebilir. Çözüm olmadığını gösterir.
- İç veya dış teğet olabilir. Bu durumda teğet noktasını kararlı bölgede kalırsa çözüm vardır.
- Kesişebilirler. Bu durumda kesişme noktalarından biri kararlı bölgede kalırsa çözüm vardır ve tektir, iki noktada kararlı bölgede ise çözüm vardır ve iki çözümlüdür.

Yukarıdaki maddelerin sağlamaları incelenir. Bulunan çözüm noktası ile (Bölüm 7.3)'de gösterilen istenilen Giriş VSWR' ı Sağlayan kazanç daireleri bulunur. Çözüm sonuçları çıkarılır. Eğer üçüncü durumdaki gibi iki noktalı çözüm olursa kazancı daha büyük veren nokta çözüm takımı olarak kullanılır. Bu aşamalarındaki formülasyonları Giriş VSWR ile sınırlandırılmış bir Mikrodalga Transistörün “Performans Karakterizasyonu” (Bölüm 5) Programının Akış Diyagramına ekleyerek yeni algoritma oluşturulmuştur.

8. PARÇACIK SÜRÜ OPTİMİZASYONU

Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), 1995 yılında J. Kennedy ve R.C. Eberhart tarafından kuş sürülerinin davranışlarından esinlenilerek geliştirilmiş popülasyon tabanlı stokastik optimizasyon tekniğidir. Kuş sürülerinin davranışları hakkında yapılan birçok araştırmanın sonucu olarak ortaya çıkmıştır. Örneğin; bilim adamları, kuş ve balık topluluklarındaki organizmaların hareketlerine ait çeşitli yorumlamalarını yansıtan bilgisayar simülasyonlarını oluşturmuşlardır. Kuş topluluklarının simülasyonları sunulurken, Reynolds kuş topluluklarının koreografilerinin sahip olduğu estetiği ortaya koymuştur. Bir zoolog olan Heppner, kuş topluluklarının yeniden gruplanma, tarama ve ani yön değiştirme gibi davranışların altında yatan kurallarla ilgilenmiştir.

PSO doğrusal olmayan problemlerin çözümü için tasarlanmıştır. Sürekli optimizasyon problemleri için kullanılmaktadır ve günümüzde çok parametrelili ve çok değişkenli optimizasyon problemlerine çözüm bulmak için kullanılmaktadır.

PSO'nun iki ana metodolojide kökleri bulunmaktadır. Bunlardan birincisi, yapay hayat ve ikincisi ise sürü teorisidir. Ayrıca genetik algoritmalar gibi evrimsel hesaplama teknikleriyle birçok benzerlik gösterir. Sistem rasgele çözümler içeren bir popülasyonla başlatılır ve nesilleri güncelleyerek en optimum çözümü araştırır. PSO' da parçacık olarak adlandırılan olası muhtemel çözümler, o andaki optimum parçacığı izleyerek problem uzayında dolaşırlar. PSO'nun klasik optimizasyon tekniklerinden en önemli farklılığı türev bilgisine ihtiyaç duymamasıdır. PSO'yu uygulamak, algoritmasında ayarlanması gereken parametre sayısının az olması sebebiyle oldukça basittir. PSO; fonksiyon optimizasyonu, bulanık sistem kontrolü, yapay sinir ağı eğitimi gibi birçok alanda başarıyla uygulanabilmektedir.

PSO kuş sürülerinin davranışlarının bir benzetimidir. Kuşların uzayda, yerini bilmedikleri yiyeceği aramaları, bir probleme çözüm aramaya benzetilir. Kuşlar yiyecek ararken yiyeceğe en yakın olan kuşu takip ederler. Parçacık olarak adlandırılan her tekil çözüm, arama uzayındaki bir kuştur. Parçacık hareket ettiğinde, kendi koordinatlarını bir fonksiyona gönderir ve böylece parçacığın uygunluk değeri ölçülmüş olur. (Yani yiyeceğe ne kadar uzaklıkta olduğu ölçülmüş olur.) Bir parçacık, koordinatlarını, hızını (çözüm uzayındaki her boyutta ne kadar hızla ilerlediği), şimdiye kadar elde ettiği en iyi uygunluk değerini ve bu değeri elde ettiği koordinatları hatırlamalıdır. Çözüm uzayındaki her boyuttaki hızının ve yönünün her seferinde nasıl değişeceği, komşularının en iyi koordinatları ve kendi kişisel en

iyi koordinatlarının bir birleşimi olacaktır. Çözüm uzayı problemdeki değişken veya bilinmeyen sayısına bağlı olarak çok boyutta olabilir.

$f = 5x^2 + 2y^3 - (z/w)^2 + 4$ gibi bir fonksiyon için parçacık boyutu $P(x,y,z,w)$ olmak üzere 4-boyutlu olmaktadır. PSO, bir yapay sinir ağının eğitiminde kullanılacaksa ve ağda 50 adet bağlantı ağırlığı varsa problem 50 boyutlu bir uzaya çözülmektedir.

PSO, bir grup rasgele çözümle (parçacık sürüsü) başlatılır ve güncellemelerle optimum çözüm bulunmaya çalışılır. Her tekrarlama (iterasyonda), parçacık konumları, iki en iyi değere göre güncellenir. İlki; o ana kadar parçacığın elde ettiği en iyi çözümü sağlayan koordinatlardır. Bu değer “pbest” olarak adlandırılır ve hafızada saklanmalıdır.

Diğer en iyi değer ise, popülasyonda o ana kadar tüm parçacıklar tarafından elde edilen en iyi çözümü sağlayan koordinatlardır. Bu değer global en iyidir ve “gbest” ile gösterilir. Örneğin D adet parametreden oluşan n adet parçacık olduğunu varsayalım. Bu durumda popülasyon parçacık matrisi aşağıdaki gibidir.

$$X = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & \dots & x_{1D} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & \dots & x_{2D} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{n1} & x_{n2} & \dots & \dots & x_{nD} \end{bmatrix}_{n \times D}$$

Yukarıdaki matriste, i. parçacık $X_i = [X_{i1}, X_{i2}, \dots, X_{iD}]$ olarak ifade edilir. Önceki en iyi uygunluk değerini veren i. parçacığın pozisyonu $pbest_i = [p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{iD}]$ olarak ifade edilir. gbest ise her iterasyonda tüm parçacıklar için tektir ve $gbest = [p_1, p_2, \dots, p_D]$ şeklinde gösterilir. i. parçacığın hızı $V_i = [V_{i1}, V_{i2}, \dots, V_{iD}]$ olarak ifade edilir. İki en iyi değerin bulunmasından sonra parçacıkların hızları ve konumları aşağıdaki denklemlere göre güncellenmektedir.

$$v_{k+1}^i = v_k^i + c_1 r_1 (p_k^i - x_k^i) + c_2 r_2 (p_k^g - x_k^i) \quad (8.1)$$

$$x_{k+1}^i = x_k^i + v_{k+1}^i \quad (8.2)$$

Burada;

x_{ki} : Parçacığın Pozisyonu
 v_{ki} : Parçacığın Hızı
 p_{ki} : Sağlanan en iyi parçacık pozisyonu(pbest)
 pkg : Sağlanan en iyi sürü pozisyonu(gbest)
 $c1, c2$: Öğrenme Katsayıları
 $r1, r2$: [0 -1] aralığında rasgele sayılardır.

Parçacık Sürü Optimizasyon algoritmasının aşamaları şu şekildedir.

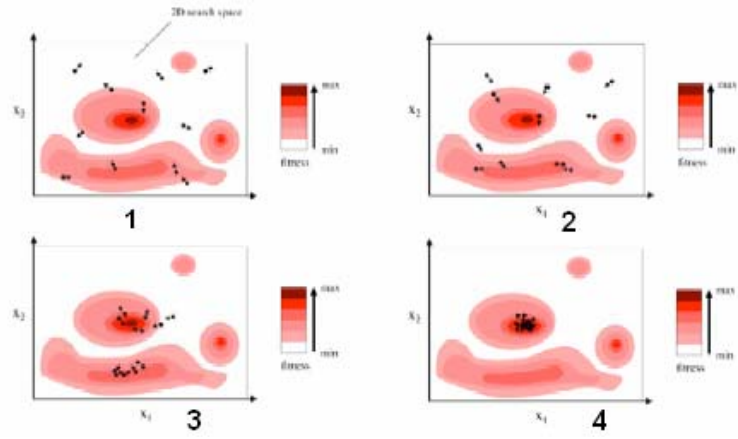
```

For    her parçacık için başlangıç koşullamaları
End

Do     For    her parçacık için uygunluk değerini hesapla
        eğer uygunluk değeri, pbest' ten daha iyi
        ise; şimdiki değeri yeni pbest olarak ayarla
    End
        Tüm parçacıkların bulduğu pbest değerlerinin en
        İyisini, tüm parçacıkların gbest'i olarak ayarla
    For    parçacık hızını hesapla
        parçacık pozisyonunu güncelle
    End

While    maksimum iterasyon sayısına veya minimum
        hata koşulu sağlanana kadar devam et
  
```

Verilen denklem ile iterasyonlar sonucunda parçacıkların konumlarının değişimi ve hedef minimum/maksimum noktasının belirlenmesine örnek olarak aşağıdaki şekiller gösterilebilir. İlk olarak uzaya rasgele olarak yerleştirilen parçacıkların zamanla hedefe nasıl vardıkları görülmektedir.



Parçacık Sürü Optimizasyonunun en önemli özelliklerinden birisi olarak algoritma üzerinde değişiklik yapılması gereken parametre sayısının çok az olduğu söylenebilir. Bu parametreleri irdelenecek olursak:

- **Parçacık Sayısı:**
20 ile 40 arasındadır. Birçok problem için 10 parçacık kullanmak yeterlidir. Bazı zor ve özel problemlerde ise 100 veya 200 parçacık kullanılmaktadır.
- **Parçacık Boyutu:**
Optimize edilecek probleme göre değişmektedir.
- **Parçacık Aralığı:**
Optimize edilecek probleme göre değişmekle birlikte farklı boyutlarda ve aralıklarda parçacıklar tanımlanabilir.
- **Vmax:**
Bir iterasyonda, bir parçacıkta meydana gelecek maksimum hız değişikliğini verir. Genellikle parçacık aralıklarına göre belirlenir. Örneğin X parçacığının aralığı (-10 10) aralığında ise $V_{max} = 20$ ile sınıflandırılabilir.
- **Öğrenme Katsayıları:**
Öğrenme katsayıları c1 ve c2, genellikle 2 olarak seçilir. Farklı da seçilebilir ama genel olarak katsayılar birbirine eşit ve [0,4] aralığında seçilir.
- **Durma Koşulu:**
Maksimum iterasyon sayısına ulaşıldığında veya istenen uygunluk fonksiyonu elde edildiğinde algoritma durdurulabilir.

8.1 Geliştirilmiş PSO

Bu versiyonun en önemli farklılığı, parçacığın; kendi ve komşularının geçmişteki en iyi pozisyonları arasında arama yapmamasıdır. Her adımda elde edilen Pbest değerlerinin ortalaması alınır ve güncelleme bu değer ve Gbest değerlerine bağlı olarak yapılmaktadır.

$$V_i^{k+1} = w.V_i^k + c_1.rand_1^k(p_i^{*k} - x_i^k) + c_2.rand_2^k(gbest^k - x_i^k) \quad (8.3)$$

$$w_{new} = w_{max} - [(w_{max} - w_{min}) * \text{curr iter} / \text{max iter}]$$

Denklemden w eylemsizlik ağırlığıdır, $w < 1$ olarak seçilmeli ve her iterasyonda doğrusal olarak azaltılmalıdır. Verilen ikinci denklem ile eylemsizlik ağırlığı her iterasyonda azalmaktadır. PSO da eylemsizlik ağırlığı global ve yerel arama yeteneğini dengelemek için kullanılır. Büyük eylemsizlik ağırlığı global arama, küçük ağırlık ise yerel arama yapılmasını kolaylaştırır. Eylemsizlik ağırlığı yerel ve global araştırma arasındaki dengeyi sağlar ve bunun sonucunda yeterli optimal sonuca daha az iterasyonda ulaşılır. Buradaki her parçacık; sürüdeki sadece en iyi parçacığın değil sürüdeki diğer tüm parçacıkların tecrübelerinden de yararlanmış olur.

8.2 Repulsive PSO (RPSO)

RPSO, bir global optimizasyon algoritmasıdır. RPSO, PSO algoritmasının değişik bir halidir ve rasgele evrimsel global optimizasyon sınıflarına bağlı olarak işlem görür. Çeşitli şekillerde gerçekleştirilebilir. Genel olarak parçacıkların birbirini itmesi ile gerçekleşir. Bu durum, sürünün lokal maksimallara yakalanmasını engeller. Başka bir deyişle erken yakınsama ve optimizasyonun global optimuma ulaşmasını engelleyen faktörleri ortadan kaldırır. PSO'ya göre daha karmaşık uzaylarda global optimum noktaları belirlemede daha etkilidir. Ancak, hız olarak PSO'ya göre daha yavaştır.

$$v_{next} = \omega v + a\chi_1(-x + \hat{x}) + b\chi_2\omega(-x + \hat{y}) + c\chi_3\omega z \quad (8.4)$$

Burada;

χ_1, χ_2, χ_3 : Rasgele Sayılar $\in [0,1]$

ω : Eylemsizlik ağırlığı $\in [0.01, 0.7]$

x : pbest

y : Sürü içerisinde rasgele seçilen başka bir parçacığın pbest değeri

z : Rasgele hız vektörü

a, b, c : Sabit

8.3 Asenkron PSO

Orijinal PSO algoritmasının paralel, başka bir deyişle senkron çalışma prensibine ilave olarak asenkron PSO algoritmaları da bulunmaktadır. Asenkron PSO algoritmalarında genellikle parçacık sayısı düşük değerlerde (1–5 arası) seçilir. Daha sonra ise güncelleme eşitlikleri aynı olmak suretiyle iterasyonlar yapılır. Sonuca ulaşamama durumunda maksimum iterasyon sayısına ulaşıldığında parçacık sayısı 1 artırılır ve iterasyona tekrar başlanır. İstenen sonuca ulaşılan kadar işlem devam eder. Sonuca ulaşma süresi daha fazla olarak öngörülürken minimum sayıda parçacık ile sonuca ulaşma çabası da artışı olarak gösterilebilir.

9. İLETİM HATLARI

9.1 İletim Hatları

İletim hattı elektrik enerjisini bir noktadan başka bir noktaya aktarmak için kullanılan bir iletken sistemidir. Pek çok sistem ve devre elemanını bağlamak için vazgeçilmez bir enerji nakil ortamıdır. Tel çiftleri ve ekranlı kablolar genellikle düşük frekanslarda kullanılmalarına rağmen koaksiyel kablolar, mikroşerit hatlar ve dalga kılavuzları yüksek frekanslar için tasarlanmışlardır.

9.1.1 Bir İletim Hattının Toplu Parametrelili Devre Eşdeğeri

Devre teorisi ile iletim hattı teorisi arasındaki en temel fark elektriksel büyüklüktür. Klasik devre analizinde -DC ve düşük frekanslar bölgesinde - devrenin büyüklüğü iletilen elektriksel işaretin dalga boyundan hayli küçüktür. Buna rağmen RF/mikrodalga frekanslarında devre fiziksel boyutları ile iletilen işaretin dalga boyu arasında ise artık küçük bir oran söz konusudur. Bundan dolayı, iletim hattında tanımlı akım ve gerilim değerleri hattın elektriksel uzunluğu ile hat boyunca değişim gösterdiğinden dağılmış parametrelili olarak adlandırılır. Şekilde şematik olarak bir iletim hattı ve ona ait toplu parametrelili devre eşdeğeri görülmektedir. Bu şekilde iki telden oluşan bir yapıyla ifade edilmesinin sebebi, iletim hattında yayına enine elektromanyetik (TEM) dalgalarıdır. Çünkü TEM dalga, bir iletim hattının iki iletken ortamını ayıran ve iletken olmayan malzemede (örneğin dielektrik malzeme) yayılır.

Bir iletim hattının çok küçük bir parçası olarak Δz uzunluğunda bir kesit alınırsa bunun toplu parametrelili eşdeğer devre modeli Şekil 9.2'deki gibi olur. Burada R, G, L, C birim uzunluktaki eşdeğer devre elemanlarıdır ve

R : her iki iletken için birim uzunluğun seri direnci (Ω/m)

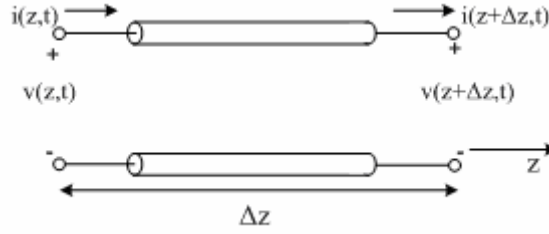
L : her iki iletken için birim uzunluğun seri endüktansı (L/m)

G : birim uzunluğun şönt iletkenliği (S/m)

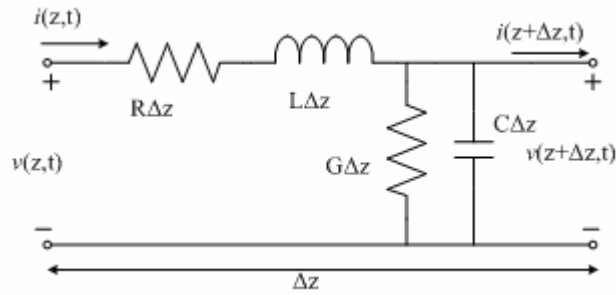
C : birim uzunluğun şönt kapasitansı (S/m)

olarak tanımlanırlar. Seri L iki iletkenin toplam seri öz endüktasını, şönt C iki iletkenin yakınlık kapasitansını ifade eder. Seri R ise iletkenlerin sonlu iletkenliklerinden dolayı direnci ve şönt G de iletkenler arasındaki malzemenin dielektrik kaybını ifade eder. Dolayısıyla R ve

G burada hatta ait kayıpları modeller.



Şekil 9.1 İletim hattı boyunca uzunlukla değişen gerilim ve akım tanımlamaları.



Şekil 9.2 Δz uzunluğundaki iletim hattının toplu parametrelili devre eşdeğeri.

Şekil 9.2 'deki eşdeğer devrede Kirchhoff' un gerilim kanunundan

$$v(z,t) - R\Delta z i(z,t) - L\Delta z \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} - v(z + \Delta z,t) = 0 \quad (9.1)$$

elde edilirken, Kirchhoff' un akım kanunundan

$$i(z,t) - G\Delta z v(z + \Delta z,t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z,t)}{\partial t} - i(z + \Delta z,t) = 0 \quad (9.2)$$

elde edilir. (9.1) ve (9.2) Δz ' ye bölünüp $\Delta z \rightarrow 0$ limiti alınırsa aşağıdaki diferansiyel denklemlere ulaşılır.

$$\begin{aligned} \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \left[\frac{v(z,t) - R i(z,t) - L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} - v(z + \Delta z,t)}{\Delta z} \right] &= - \left[\frac{\partial v(z,t)}{\partial z} + R i(z,t) + L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \right] = 0 \\ \Rightarrow \frac{\partial v(z,t)}{\partial z} &= -R i(z,t) - L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \end{aligned} \quad (9.3)$$

$$\lim_{\Delta z \rightarrow 0} \left[\frac{i(z,t) - G v(z + \Delta z,t) - C \frac{\partial v(z + \Delta z,t)}{\partial t} - i(z + \Delta z,t)}{\Delta z} \right] = - \left[\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} + G v(z,t) + C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \right] = 0$$

$$\Rightarrow \frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = -Gv(z,t) - C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \quad (9.4)$$

Bu denklemler iletim hattının zaman-domeni denklemleridir ve sürekli sinüzoidal hal çözümlerinin fazör gösterimleri aşağıdaki gibidir.

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (9.5)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (9.6)$$

9.1.2 İletim Hattında Dalga Yayınımı

Eğer (9.5) ve (9.6) dalga denklemini elde etmek için çözümlerse

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \quad (9.7)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \quad (9.8)$$

bulunur. Burada γ frekansla değişen karmaşık yayılım sabitidir ve aşağıdaki gibidir.

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (9.9)$$

Dalga denklemi çözümünden

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (9.10)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (9.11)$$

Elde edilir. (9.10) ve (9.11) de $e^{-\gamma z}$ terimi dalga yayılımının $+z$ yönünde $e^{\gamma z}$ terimi de $-z$ yönünde olduğunu ifade eder. (9.5)' da (9.10)' daki $V(z)$ yerine yazılırsa hattın akımı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} [V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}] \quad (9.12)$$

$$\frac{V_0^+}{I_0^+} = Z_0 = \frac{-V_0^-}{I_0^-} \text{ oranı hattın karakteristik empedansı olarak tanımlanırsa (9.12) ve (9.11)}$$

karşılaştırılarak

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (9.13)$$

elde edilir. Karakteristik empedans kullanılarak (9.12)

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma z} \quad (9.14)$$

yazılır. Hattın gerilimi zaman-domeni ile ifade edilirse

$$\begin{aligned} v(z, t) &= \text{Re} \{ V(z) e^{j\omega t} \} = \text{Re} \{ (V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}) e^{j\omega t} \} \\ \Rightarrow v(z, t) &= |V_0^+| \cos(\omega t - \beta z + \phi^+) e^{-\alpha z} + |V_0^-| \cos(\omega t + \beta z + \phi^-) e^{\alpha z} \end{aligned} \quad (9.15)$$

dalgı formu (9.15) 'daki gibi bulunur ve burada $\phi^\pm$, $V_0^\pm$ karmaşıık geriliminin fazıdır. Ayrıca iletım hattında yayılan dalğanın dalga boyu $\lambda = \frac{2\pi}{\beta}$ ve faz hızı $v_p = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f$ olarak verilebilir.

9.1.3 Kayıpsız İletım Hatları

Yukarıdaki bölümde verilen denklemler iletım hattının kayıp etkileri de göz önüne alınarak elde edilmiş genel çözümleridir. Yukarıdaki ifadelerde de görüldüğü gibi hattın yayınım sabiti ve karakteristik empedansı karmaşıık ifadelerdir. Pek çok pratik çözümler söz konusu olduğunda, kayıpların etkileri ihmal edilebilecek ölçüde küçüklükte varsayılırlar. Bu durumda yukarıdaki bazı ifadelerin sadeleştiğı gösterebilir. Eğer kayıpları etkisini ihmal etmek için $R=G=0$ alınırsa yayınım sabiti aşağıdaki forma dönüşür.

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = j\omega\sqrt{LC} \quad (9.16)$$

Burada faz sabiti $\beta = \omega\sqrt{LC}$ ve zayıflatma sabiti $\alpha=0$ olur. Karakteristik empedans ise

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (9.17)$$

reel bir değere eşit olur.

Kayıpsız bir hatta ait gerilim ve akım çözümleri ise

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (9.18)$$

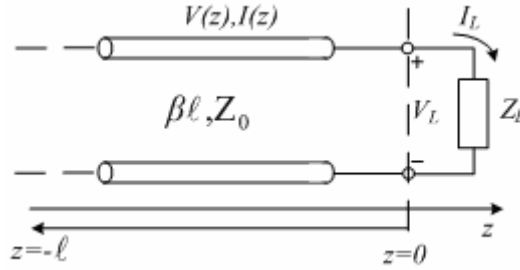
$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (9.19)$$

olur. Ayrıca iletim hattında yayılan dalganın dalga boyu $\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}}$ ve faz hızı

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ olarak verilebilir.}$$

9.1.4 Karmaşık Yük Empedansı İle Sonlandırılmış Kayıpsız İletim Hattı

Şekil 9.3 'te hat sonuna keyfi bir Z_L yük empedansı bağlanmış devre görülmektedir. Bu aynı zamanda, dağılmış parametrelili sistemlerin iletim hattında dalga yayılımı probleminin gösterimidir.



Şekil 9.3 Kayıpsız iletim hattının Z_L yük empedansı ile sonlandırılması.

$z < 0$ noktasındaki bir kaynağın, yüke doğru ilerleyen $V_0^+ e^{-j\beta z}$ formunda bir dalga ürettiği varsayalım. Daha önce hatta ilerleyen dalganın gerilim akım oranının hattın karakteristik empedansına eşit olduğu bulunmuştu. Hattın sonu $Z_L \neq Z_0$ keyfi yük ile sonlandırıldığından $z=0$ ' da gerilim akım oranı Z_L değerini vermelidir. Bu durum yükten yansıyan uygun genlikli bir dalga ile izah edilebilir. Hattaki gerilim gelen ve yansıyan dalga formlarının toplamı olarak şöyle yazılabilir.

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (9.20)$$

Benzer olarak, toplam akımda (9.18) 'daki gibi tanımlanabilir.

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (9.21)$$

Hattın $z=0$ noktasında toplam gerilim akım oranı Z_L vereceğinden

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0 \quad (9.22)$$

Yazılabilir ve buradan V_0^- çekilir.

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_0^+ \quad (9.23)$$

Yansıyan dalga genliğinin gelen dalganın genliğine oranı gerilim yansıma katsayısı olarak tanımlanır ve $Z_L \neq Z_0$ den kaynaklanan bu oran

$$\Gamma_L = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (9.24)$$

(9.24) dan da görüleceği üzere karmaşık bir ifadedir.

Hattın herhangi bir noktasındaki gerilim ve akım değerleri bu yansıma katsayısı cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V(z) = V_0^+ \left[e^{-j\beta z} + \Gamma_L e^{j\beta z} \right] \quad (9.25)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} \left[e^{-j\beta z} - \Gamma_L e^{j\beta z} \right] \quad (9.26)$$

(9.25) ve (9.26) yansıyan ve gelen dalgalara ait gerilim ve akımların süper pozisyonu olarak da tanımlanabilir. Böyle dalgalara duran dalgalar denir. $\Gamma_L=0$ durumunda yansıyan dalga yok demektir. Bunun sağlanması içinde (9.24) 'de $Z_L=Z_0$ eşitliği sağlanmalıdır. Denilebilir ki hattın sonu karakteristik empedansla sonlandırılırsa gelen dalga yansımadan güç olarak yüke aktırılacaktır. Bu durum empedans uygunlaştırılması olarak tanımlanır.

Hattın herhangi bir z noktasında ortalama güç (9.25) ve (9.26) kullanılarak

$$P_{av} = \frac{1}{2} \text{Re} \left[V(z) I(z)^* \right] = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} \text{Re} \left\{ 1 - \Gamma_L^* e^{-2j\beta z} + \Gamma_L e^{2j\beta z} - |\Gamma_L|^2 \right\} \quad (9.27)$$

bulunur. $A-A^*=2jA_i$ kullanılarak $-A_i$ burada A karmaşık ifadesinin sanal kısmıdır – (9.27) sadeleşmiş olarak

$$P_{av} = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} \operatorname{Re} \{1 - |\Gamma_L|^2\} \quad (9.28)$$

elde edilir. Bu ifadeye göre hattın her hangi bir noktasında reel ortalama güç sabit kalmaktadır. Ayrıca yük empedansının uçlarında elde edilebilir güç P_{av} , gelen güç $|V_0^+|/2Z_0$ ile yansıyan güç $|\Gamma_L|/2Z_0$ arasındaki farka eşittir. Eğer $\Gamma_L=0$ olursa maksimum güç yük empedansına aktarılmış olur. $\Gamma_L=1$ olması durumunda ise yüke aktarılan güç sıfırdır. O halde yük ile kaynak empedansının uygunlaştırılması ile bu problemi çözecektir. Eğer uygunsuzluk varsa kaynaktan elde edilebilir gücün hepsi yüke iletilemez. Bu kayba “dönüş kaybı” (RL) denir ve desibel cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$RL = -20 \log |\Gamma_L| \quad (9.29)$$

empedans uygunluğu durumunda ($\Gamma_L=0$), $RL=\infty$ olur; yani yansıyan güç olmaz. Eğer $\Gamma_L=1$ ise dönüş kaybı 0dB olur; yani gelen gücün tamamı yansıyarak kaynağa doğru ilerleyen güç dalgasına dönüşür.

Yük uygunsuzluğu varken yansıyan dalgaların varlığı, hattaki gerilim genliğinin sabit olmayan duran dalgalara sebep olur. Böylece, (9.25) kullanılarak

$$\begin{aligned} |V(z)| &= |V_0^+| |1 + \Gamma_L e^{j2\beta z}| = |V_0^+| |1 + \Gamma_L e^{-j2\beta z}| \\ &= |V_0^+| |1 + |\Gamma_L| e^{j(\theta-2\beta z)}| \end{aligned} \quad (9.30)$$

elde edilir. Burada $\ell=-z$, $z=0$ 'dan ölçülen pozitif mesafedir ve θ yansıma katsayısının fazıdır ($\Gamma_L = |\Gamma_L| e^{j\theta}$). Bu sonuca göre gerilimin genliği hat boyunca pozisyona göre salınım gösterecektir. Maksimum değeri ise $e^{j(\theta-2\beta\ell)}=1$ olduğunda,

$$V_{maks} = |V_0^+| (1 + |\Gamma|) \quad (9.31)$$

ve minimum değeri $e^{j(\theta-2\beta\ell)}=-1$ olduğunda,

$$V_{min} = |V_0^+| (1 - |\Gamma|) \quad (9.32)$$

bulunur. $|\Gamma_L|$ arttığında, V_{maks}/V_{min} oranı da artar ve bu orana hattın uygunsuzluğunun ölçüsünü ifade eden “gerilim duran dalga oranı” (VSWR) denir.

$$VSWR = \frac{V_{maks}}{V_{min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (9.33)$$

Burada VSWR, $1 \leq VSWR < \infty$ aralığında bir reel değerdir ve VSWR=1 durumunda yük uydurması vardır.

(9.32)'ten hat üzerindeki iki maksimum veya minimum genlik değeri arasındaki mesafe $2\beta\ell=2\pi$ ile periyodik olduğundan $\ell=2\pi/2\beta=\pi\lambda/2\pi=\lambda/2$ bulunur. Ayrıca maksimum ile minimum değer arasında da $\lambda/4$ 'lük mesafe vardır.

(9.24) 'te tanımlanmış yansıma katsayısı $\ell=0$ için verilmişti. Eğer bu genelleştirilmek istenirse $z=-\ell$ noktasında yansıma katsayısı (9.25)' den gelen dalganın yansıyan dalgaya oranı olarak

$$\Gamma(\ell) = \frac{V_0^- e^{-j\beta\ell}}{V_0^+ e^{+j\beta\ell}} = \Gamma(0) e^{-j2\beta\ell} = \Gamma_L e^{-j2\beta\ell} \quad (9.34)$$

elde edilir.

Hattın her noktasında reel ortalama gücün sabit olmasına rağmen gerilimin genliği en küçük empedans uygunsuzluğu durumunda salınacaktır ve bundan dolayı hatta pozisyonun değişmesi ile beraber o noktadaki hat empedansının değişeceği tartışılabilir. Yükten ℓ uzaklıkta giriş empedansı, $z=-\ell$ yazılarak,

$$Z_{in} = \frac{V(-\ell)}{I(-\ell)} = \frac{V_0^+ \left[e^{j\beta\ell} + \Gamma_L e^{-j\beta\ell} \right]}{V_0^+ \left[e^{j\beta\ell} - \Gamma_L e^{-j\beta\ell} \right]} Z_0 = \frac{1 + \Gamma_L e^{-j2\beta\ell}}{1 - \Gamma_L e^{-j2\beta\ell}} Z_0 \quad (9.35)$$

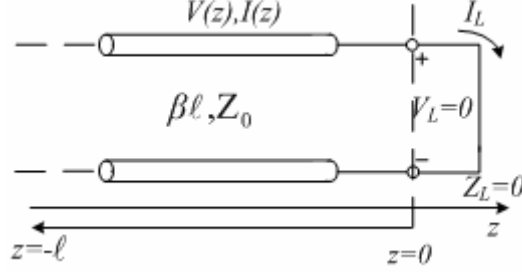
elde edilir. (9.26)'de (9.17) yerine yazılarak

$$\begin{aligned} Z_{in} &= Z_0 \frac{(Z_L + Z_0)e^{j\beta\ell} + (Z_L - Z_0)e^{-j\beta\ell}}{(Z_L + Z_0)e^{j\beta\ell} - (Z_L - Z_0)e^{-j\beta\ell}} \\ &= Z_0 \frac{Z_L \cos \beta\ell + jZ_0 \sin \beta\ell}{Z_0 \cos \beta\ell + jZ_L \sin \beta\ell} \\ &= Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta\ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta\ell} \end{aligned} \quad (9.36)$$

Burada sonu keyfi Z_L yük empedansı ile sonlandırılmış ℓ uzunluğundaki iletim hattının girişinden görülen empedansın hattın karakteristik empedansı, fiziksel uzunluğu ve yük empedansı cinsinden ifade edilmesi önem arz etmektedir.

9.1.5 Sonu Kısa Devre İletim Hattı

Sonu kısa devre edilmiş iletim hattında (9.25)'den $\Gamma_L = -1$ bulunur. Yansıma katsayısının -1 olması gerilim duran dalga oranını sonsuz yaparken ortalama güç (20)' den $P_{av} = 0$ olmaktadır.



Şekil 13.4 Kayıpsız iletim hattının kısa devre ile sonlandırılması.

(9.25) kullanılarak hattaki gerilim ve akım denklemleri (9.37- 9.38)'deki gibi elde edilir.

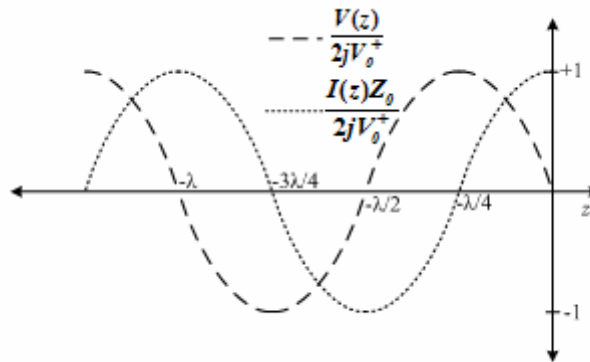
$$V(z) = V_0^+ [e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}] = -2jV_0^+ \sin \beta z \quad (9.37)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} [e^{-j\beta z} + e^{j\beta z}] = \frac{2V_0^+}{Z_0} \cos \beta z \quad (9.38)$$

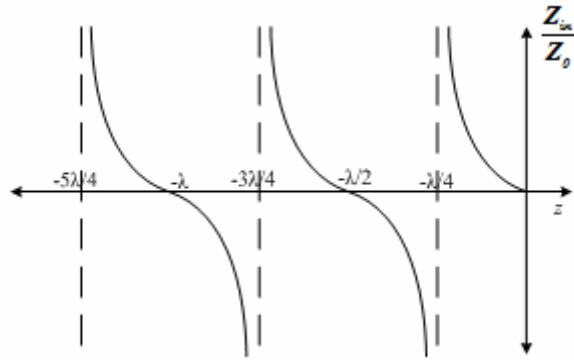
Buradan $z=0$ da $V_L = V(z=0) = 0$ bulunur. Yükten ℓ uzaklıkta giriş empedansı , (9.37- 9.38) de $z=-\ell$ yazılarak,

$$Z_{in} = \frac{V(-\ell)}{I(-\ell)} = jZ_0 \tan \beta \ell \quad (9.39)$$

elde edilir. Böylece Z_{in} sırf sanal kısımdan oluşan ve $-\infty$ ile $+\infty$ arasında değeri değişen bir giriş empedansıdır. Ayrıca ℓ 'nin $\lambda/2$ katlarında periyodiktir. Şekil 9.5' te hattaki gerilim ve akımın ile giriş empedansının hat uzunluğu ile değişimi görülmektedir.



(a)



(b)

Şekil 9.5 Sonu kısa devre kayıpsız iletim hattının uzunluğuna bağlı (a) akım-gerilim (b) giriş empedansı değişimi.

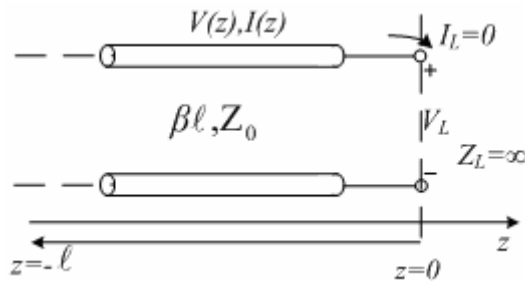
9.1.6 Sonu Açık Devre İletim Hattı

Sonu açık devre edilmiş iletim hattında $Z_L = \infty$ olduğundan (9.24)'den $\Gamma_L = 1$ bulunur. Yansıma katsayısının 1 olması gerilim duran dalga oranını yine sonsuz yaparken ortalama güç de (9.28)'den $P_{av} = 0$ olmaktadır.

(9.25) kullanılarak hattaki gerilim ve akım denklemleri (9.37- 9.38)'deki gibi elde edilir.

$$V(z) = V_0^+ [e^{-j\beta z} + e^{j\beta z}] = 2V_0^+ \cos \beta z \quad (9.40)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} [e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}] = \frac{-2jV_0^+}{Z_0} \sin \beta z \quad (9.41)$$

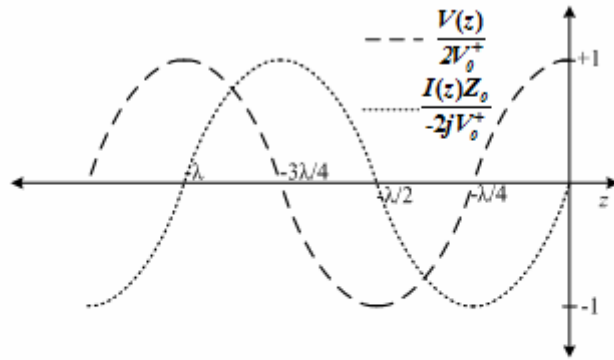


Şekil 9.6 Sonu açık devre kayıpsız iletim hattı.

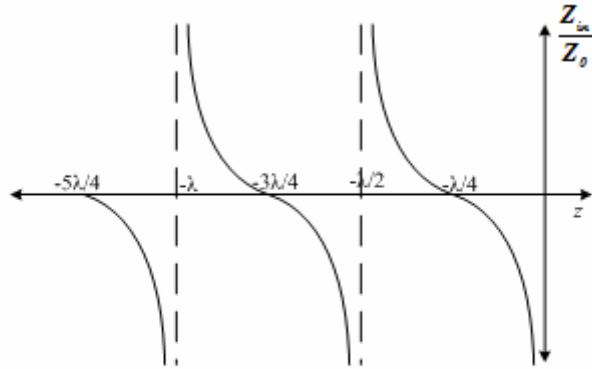
Buradan $z=0$ da $V_L=V(z=0)=2V_0^+$ bulunur. Yükten ℓ uzaklıkta giriş empedansı , (9.40-9.41) de $z=-\ell$ yazılarak,

$$Z_{in} = \frac{V(-\ell)}{I(-\ell)} = -jZ_0 \cot \beta \ell \quad (9.42)$$

elde edilir. Böylece Z_{in} sırf sanal kısımdan oluşan ve $-\infty$ ile $+\infty$ arasında değeri değişen bir giriş empedansıdır. Ayrıca ℓ 'nin $\lambda/2$ katlarında periyodiktir. Şekil 9.7 'de hattaki gerilim ve akımın ile giriş empedansının hat uzunluğu ile değişimi görülmektedir.



(a)



(b)

Şekil 9.7 Sonu açık devre kayıpsız iletim hattının uzunluğuna bağlı (a) akım-gerilim (b) giriş empedansı değişimi.

9.2 Empedans Uydurma

Empedans uydurma RF/mikrodalga devre tasarımı, örneğin yüksek frekanslı alıcı/verici devrelerde anten bağlantısı ve düşük gürültülü mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı gibi konularda çok önem kazanır. Mikrodalga mühendisliği uygulamaları için günümüze kadar pek çok eserde ve yayında empedans uygunluğu için metotlar sunulmuştur. Bilgisayar tabanlı tasarım ve mühendisliği geliştikçe bu konuda çok fazla paket program RF/mikrodalga mühendislerinin hizmetine sunulmuştur ve hala sunulmaktadır. Yazılım tabanlı devre modellerinin gelişmesi bu konudaki yazılımsal gelişimleri de hızlandırmaktadır.

Empedans uydurmanın temel hedefi yük veya kaynak empedansının süren veya sürülen devreye bir uydurma devresi ile eşleştirilmesidir. İdeal şartlarda uydurma devresi kayıpsız kabul edilir. Böylece güç kaybı olmaz. Örneğin yük empedansı kayıpsız bir iletim hattının karakteristik empedansına eşitlenirse yük yasama katsayısı sıfır olacaktır. Aşağıdaki sebeplerden dolayı empedans uydurma yapılmalıdır:

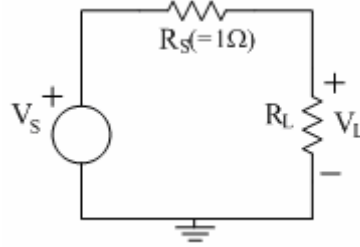
- Sürülen devreye ya da yüke maksimum güç aktarımı sağlar
- Güç dağıtım devrelerinde genlik ve faz hatalarını azaltır
- Duyarlılığı yüksek devre elemanları (anten, düşük gürültülü kuvvetlendirici) için işaret-gürültü gücü oranını iyileştirir

Yük empedansının reel kısmı sıfır olmadığı müddetçe mutlaka bir uydurma devresi bulunabilir. Tabii ki pek çok farklı devre vardır. Yalnız bir uydurma devresi için aşağıdaki özellikler sağlanırsa iyi bir devre tasarlanmış demektir:

- Karmaşıklık: çoğu mühendislik çözümünde olduğu gibi basitlik bir devre için önerilen önemli özelliklerden biridir. Çünkü basit bir devre karmaşık olana göre daha ekonomik, daha güvenilir ve daha az kayıplıdır.
- Bant genişliği: herhangi bir uydurma devresi aslında tek bir frekans değeri için tasarlanır. Çünkü yalnız bu frekansta kayıpsızdır. Ama pek çok uygulamada geniş bir bant genişliği için uydurma istenir. Ne yazık ki bant genişliğini artırma isteği devre karmaşıklığını artıracaktır.
- Gerçekleme: devrenin daha kolay gerçekleştirilebilir olması tercih sebebidir.
- Ayarlanabilirlik: değişken yük empedansı durumunda bazı uydurma devrelerinin ayarlanabilir olması istenir.

9.2.1 Kayıpsız İletim Hattı, Empedans Uydurma ve Maksimum Güç Aktarımı

Doğru akım (DC) devreleri için iyi bilinen bir teorem sorunu şu şekilde açığa kavuşturmaktadır: “Bir devrede maksimum güç; kaynaktan yüke ancak yük direnci kaynak direncine eşit iken aktarılır.” Bu ifade basit olarak ispatlanabilir. Aşağıda buna ait hesaplamalar ve şekil verilmiştir:



Şekil 9.8 Temel kaynak yük bağlantısı.

Şekil 13.8 'deki devrede; maksimum güç transferinin $R_S=R_L$ durumunda gerçekleştiğini ispat etmek için şu formül yazılabilir. Gerilim bölme kuralından:

$$V_L = \frac{R_L}{R_L + R_S} V_S \quad (9.43)$$

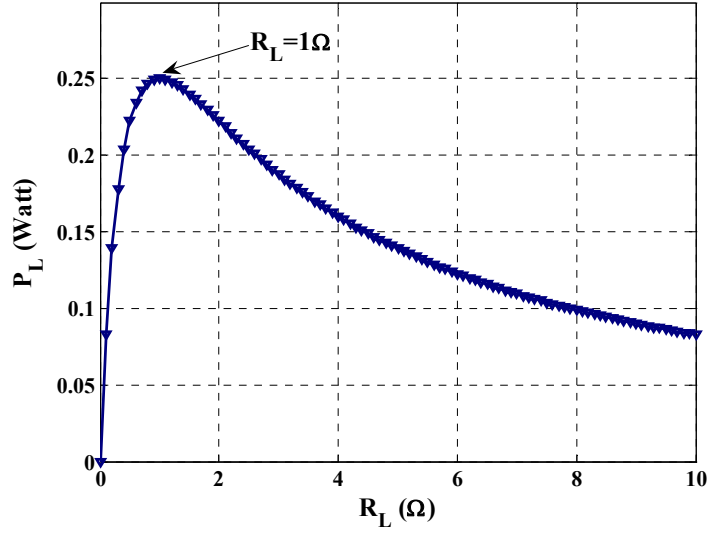
Örnek olarak $V_S=1V$ ve $R_S=1\Omega$ başlangıç değerleri alınarak:

$$V_L = \frac{R_L}{1 + R_L} \quad (9.44)$$

yazılabilir. Böylece R_L üzerine aktarılan güç:

$$P_L = \frac{V_L^2}{R_L} = \frac{\left(\frac{R_L}{1 + R_L} \right)^2}{R_L} = \frac{R_L}{(1 + R_L)^2} \quad (9.45)$$

bulunur. Buradan P_L 'nin R_L 'ye göre değişimi çizilirse:



Şekil 9.9 Yüke aktarılan gücün yük direnci ile değişimi.

Şekil 9.9’ daki grafikten de görüleceği üzere maksimum güç R_L ’ye $R_S=R_L(=1\Omega)$ olduğunda aktarılmaktadır. Teorem bu şekilde kanıtlanmış olur.

Benzer olarak alternatif akım veya zamanla değişen devrelerde kaynaktan yüke maksimum güç transferinin elde edilmesi yük empedansı kaynak empedansının kompleks eşleniğine eşit olmalıdır. Kompleks eşlenik; reel kısmı aynı direnç değerine, kompleks kısmı ise tam tersi bir reaktansa eşit olan bir kompleks empedansa karşılık gelmektedir. Bu nedenle eğer kaynak empedansı $Z_S=R+jX$ ise yük empedansı da $Z_L=R-jX$ olmalıdır.

Bu durum iletim hatları için genelleştirilirse, bir güç kaynağından, d uzunluğundaki kayıpsız iletim hattını sonlandıran Z_L yük empedansına maksimum güç aktarılması için empedansların kompleks eşlenik olması yeterlidir. Yani Şekil 9.10’ da da görüleceği üzere

$$Z_L = Z_{TH}^* \quad (9.46)$$

olmalıdır. $Z_L = R_L + jX_L$ ve $Z_{TH} = R_{TH} + jX_{TH}$ olduğundan $R_L = R_{TH}$ ve $X_L = -X_{TH}$ olur. Bu durumda, üretilen toplam gücün yarısı yük empedansına aktarılırken yarısı da Thevenin empedansında kalacaktır. Thevenin empedansı burada iletim hattının parametreleri cinsinden aşağıdaki gibi verilebilir:

$$Z_{TH} = Z_0 \frac{Z_S + jZ_0 \tan \beta d}{Z_0 + jZ_S \tan \beta d} \quad (9.47)$$

Thevenin devresinden, yükten akan akım

$$I_L = \frac{V_{TH}}{Z_L + Z_{TH}} = \frac{V_{TH}}{(R_L + jX_L) + (R_{TH} + jX_{TH})} = \frac{V_{TH}}{2R_{TH}} \quad (9.48)$$

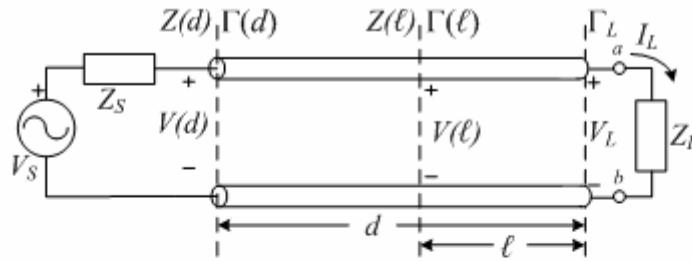
olarak elde edilir. Toplam güç hesaplanmak istenirse

$$P_{TOP} = \frac{1}{2} \text{Re}\{V_{TH}^* \cdot I_L\} = \frac{|V_{TH}|^2}{4R_{TH}} \quad (9.49)$$

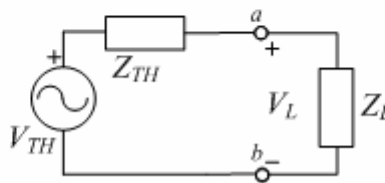
bulunur. Buradan Thevenin ve yük empedansı üzerindeki güçler aşağıdaki gibidir.

$$P_{TH} = \frac{1}{2} R_{TH} |I_L|^2 = \frac{|V_{TH}|^2}{8R_{TH}} = \frac{P_{TOP}}{2}, P_L = \frac{1}{2} R_L |I_L|^2 = \frac{|V_{TH}|^2}{8R_{TH}} = \frac{P_{TOP}}{2} \quad (9.50)$$

(9.46)' den görüleceği üzere toplam güç eşit olarak (9.43)' deki durumdan dolayı empedanslar tarafından paylaşılmıştır.



(a)



(b)

Şekil 9.10 d uzunluklu iletim hattı ve Thevenin eşdeğeri.

Eşlenik uydurma koşulu (9.46)' de empedanslar için yazıldığı gibi bu empedanslara ait yansıma katsayıları cinsinden de aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\Gamma_L = \Gamma_{TH}^* = \Gamma_s^* e^{j2\beta d} \quad (9.51)$$

Üstel kısmı eşitliği sol tarafına geçirerek, kaynak yansıma katsayısı ile iletim hattının yük

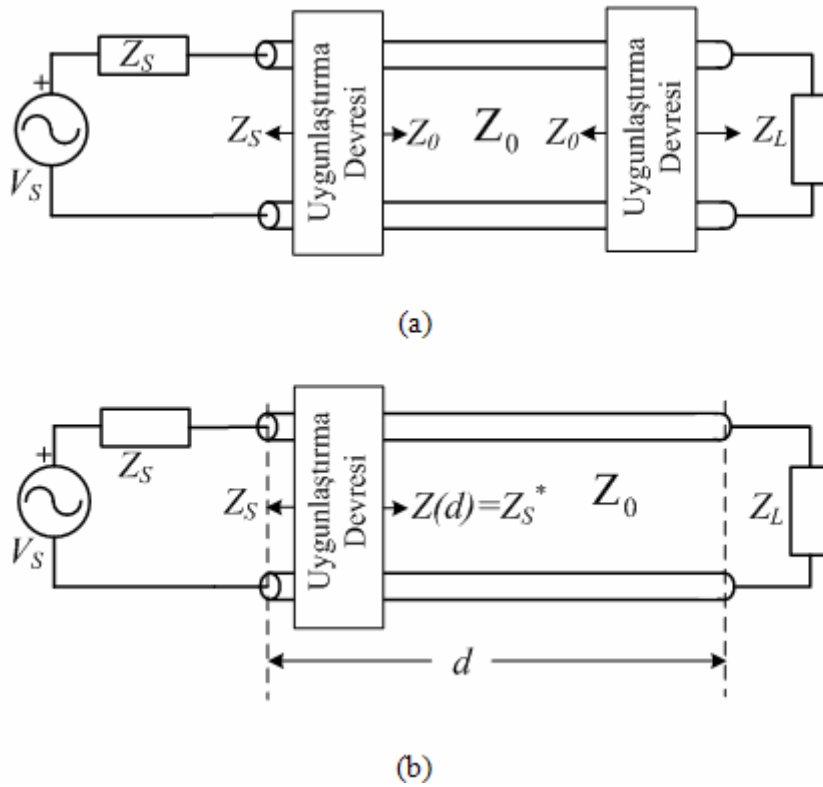
empedansından d uzaklığındaki yansıma katsayısı arasında

$$\Gamma(d) = \Gamma_L e^{-j2\beta d} = \Gamma_S^* \Leftrightarrow \Gamma(d) = \Gamma_S^* \quad (9.52)$$

ilişkisi bulunabilir. Böylece kaynak tarafında da bir eşlenik uydurma eşitliği elde edilebilir. Eğer bu genelleştirilirse hat boyunca her noktada eşlenik uydurma vardır denilebilir. Gerçekten hat, yükten ℓ uzaklıktaki kesiti düşünülürse (9.51) ve (9.52) kullanılarak aşağıdaki ifade yazılabilir.

$$\Gamma(\ell) = \Gamma_L e^{-j2\beta\ell} = \Gamma_S^* e^{j2\beta(d-\ell)} \quad (9.53)$$

Pratikte eşlenik uydurma yansısız uydurma ile aynı şeyi ifade etmez. Yansısız uydurma, yük empedansının kayıpsız iletim hattının karakteristik empedansına eşitlenmesi ile gerçekleşir. Şekil 9.11’ de her iki uydurmayı gösteren devreler verilmektedir.



Şekil 9.11 (a) Yansısız uydurma (b) Eşlenik uydurma.

Birinci durumda, yani Şekil 9.11e’ de $Z_S = Z_L = Z_0$ yapılarak kaynak ve yük empedansları tam olarak iletim hattına uygunlaştırılmış olmasından hattın başında ve sonunda yansıma katsayısının sıfır olur ve yansıyan dalga söz konusu değildir. Dolayısı ile yüke maksimum güç aktarımı olacaktır. İkinci durumda, yani Şekil 9.11(b)’ de ise yük empedansı iletim hattına

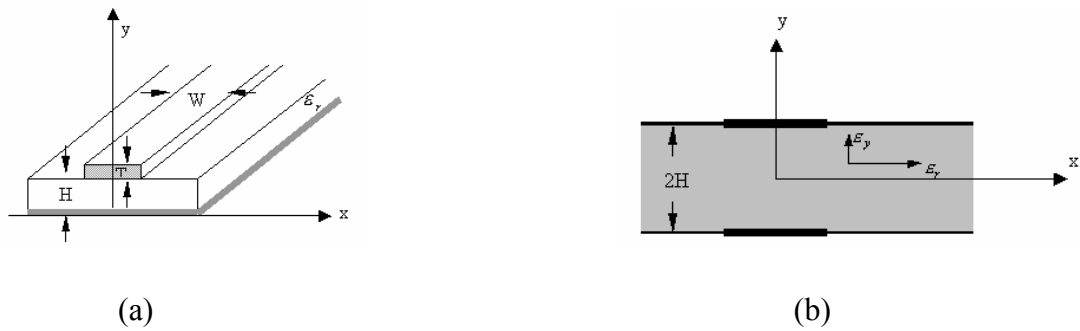
uygunlaştırılmamış ve iletim hattı kaynak tarafında eşlenik uygunlaştırılmıştır. Burada $Z(d)$ empedansı

$$Z(d) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta d}{Z_0 + jZ_L \tan \beta d} \quad (9.54)$$

olduğundan $\tan \beta d$ den dolayı frekansa, Z_0 'a ve Z_L 'ye bağlıdır. Çünkü $\beta = \omega/v_p$ olarak tanımlanmıştı. Dolayısı ile frekansla değişen $Z(d)$ sadece tek bir frekans değerinde en iyi uydurmayı sağlayabilecektir. Eşlenik uydurma genellikle toplu parametrelili L , π ve T-uydurma devreleri için uygulama alanı oluşturmaktadır.

9.3 Düzlemsel İletim Hatları

Düzlemsel iletim hattı, iletken metal şeridin bütünüyle paralel düzlem içinde kaldığı iletim hattıdır. En çok kullanılan yapısı, bir veya daha fazla paralel metal şeridin iletken yer düzlemine bağlı taban maddesi üzerine yerleştirilmesi ile elde edilir. Düzlemsel iletim hatlarının en çok kullanılan türü Şekil 9.12 (a)'da gösterilen mikroşerit hattıdır. Mikroşerit hat yer düzlemine bağlı H kalınlığındaki taban maddesi üzerine W genişliğinde bir iletken şerit yerleştirilmesi ile oluşturulur. İmaj teorisi kullanılarak bu iletim hattının, $2H$ kalınlığında taban üzerine birbirine zıt olarak yerleştirilmiş iki paralel iletken şerit içeren iletim hattı (Şekil 9.12 (b)) ile eşdeğer olduğu belirlenebilir.

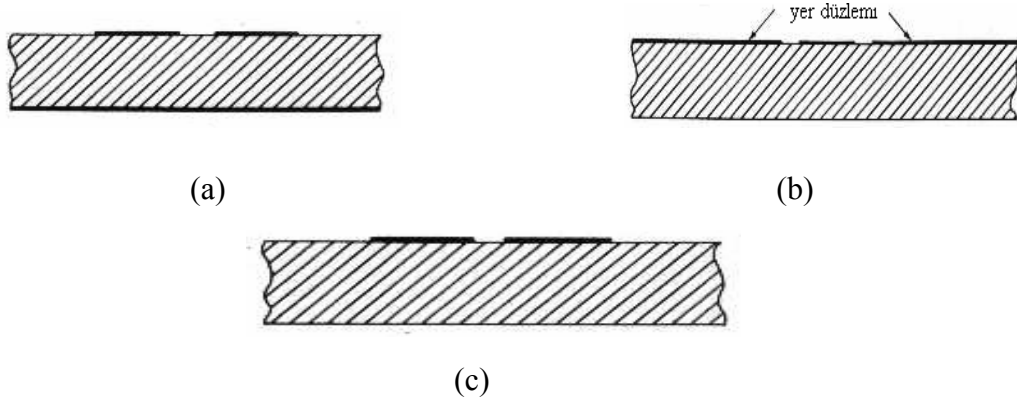


Şekil 9.12 (a) Bir mikroşerit hat geometrisi, (b) İmaj teorisine göre mikroşerit hattın paralel-şerit hat eşdeğeri.

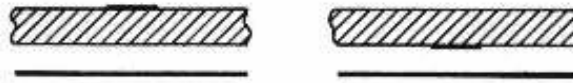
Taban madde kalınlığının 0,25 ile 1 mm, şerit genişliğinin ise 0,1 ile 5 mm arasındaki değerleri, mikroşerit hat için tipik boyutlardır. Mikroşerit iletim hatları, oldukça iyi mekanik toleransa ve düşük maliyete sahip baskı devre teknikleri ile imal edilebilir.

Mikroşerit hatta ek olarak, farklı amaçlar için kullanılan pek çok düzlemsel iletim hattı yapısı mevcuttur. Bu iletim hatlarından bazıları Şekil 9.13 – 9.15'de gösterilmiştir. Şekil 9.13 (a)'da

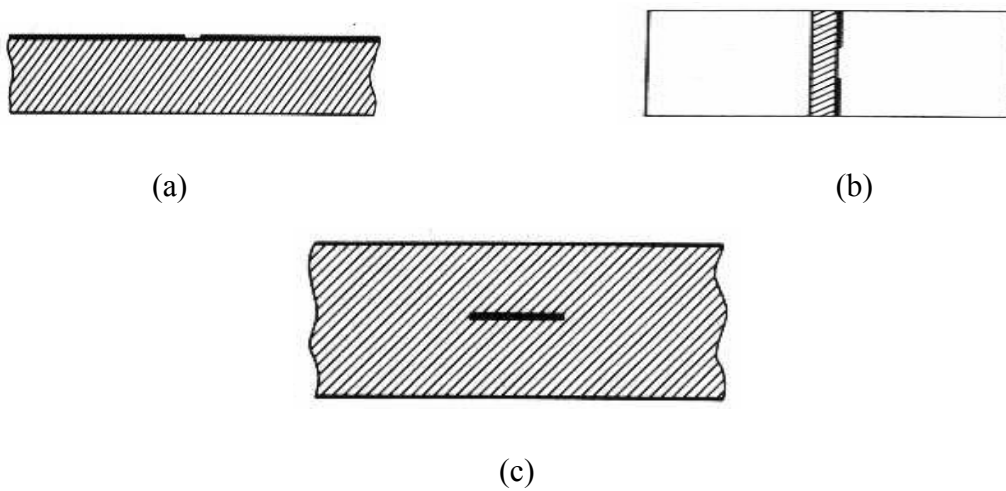
gösterilen kuplajlı mikroşerit hat birbirinden farklı iki yayılım modu sağlar. Çift yayılım modu, iki şerit üzerinde aynı akım ve gerilimin olmasını sağlarken, tek yayılım modu iki şerit üzerinde zıt gerilim ve akımın olmasını sağlar.



Şekil 9.13 (a) Kuplajlı mikroşerit hat, (b) Eş düzlemlı iletım hattı, (c) Eş düzlemlı şerit hat.



Şekil 9.14 Asılı ve ters asılı mikroşerit hat(Collins, 1992).



Şekil 9.15 (a) Yarık hat, (b) Ekranlanmış yarık hat, (c) Şerit hat(Collins, 1992).

Şekil 9.13 (b)'de gösterilen eş düzlemlı iletım hattı, taban maddesinin aynı tarafına

yerleştirilmiş, iki yer düzlemi arasındaki tek bir şeritten oluşur. Eş düzlemlı iletım hattının, mikroşerit hatta göre avantajı, şönt bağı elemanların yer düzlemi ile bağlantılarının taban maddesi ile aynı tarafı üzerinde yapılabilmesidir. Buna ek olarak, elemanların seri bağlanması mikroşerit hatları ile eş kolaylıktır. Şekil 9.13 (c)' de gösterilen eş düzlemlı şerit hat, eş düzlemlı hat ile bütün iletken şeritlerinin aynı düzlemde bulunması açısından benzerlik gösterir. Bir yer düzlemine bağı olmadığından dolayı hattaki dalga yayılımı çevrede bulunan ekranlama gibi iletkenlerden etkilenir. Bu sebepten eş düzlemlı iletım hattı kadar fazla tercih edilmez. Uygulamalarda, mikrodalga devrelerinde ekranlama, radyasyonu azaltmak, devreler arasında oluşabilecek elektromagnetik kuplajı engellemek ve çevresel korumadan dolayı gereklidir. Şekil 9.14' de gösterilen asılı ve ters asılı mikroşerit hatlar yapısal özellikleri açısından mikroşerit hat ile benzerlik gösterir. Farkları asılı ve ters asılı mikroşerit hatların daha az taban maddesi içermesidir. Şekil 9.15 (a) bir yarık hat yapısını gösterir. Açık yarık hat, mikroşerit hat veya eş düzlemlı hat kadar geniş kullanıma sahip değildir. Tipik yarık hattın dikdörtgen iletım hattı içerisine yerleştirilmesi ile oluşan ekranlanmış yarık hat Şekil 9.15 (b)' de yer alır ve pek çok devre uygulamalarında kullanılabilir.

Sonuncu şekilde yer alan iletım hattı yapısı, şerit hattır ve yer düzlemi olarak kullanılan iki paralel tabaka arasına yerleştirilmiş şeritten oluşur. Şerit hatlar diğer düzlemsel iletım hatlarının yaygın kullanımından önce genelde mikrodalga filtrelerinde ve kuplörlerde kullanılırdı. Şerit hattın üretimi zordur fakat filtrelerin ve kuplörlerin özel uygulamalarında avantajları olduğu kesindir.

Düzlemsel iletım hat yapıları ve bağı devre elemanlarının üretiminde kullanılan teknikler entegre devre üretimi ile uyumludur. Bu mikrodalga entegre devrelerinin (MIC devreleri) gelişimini kolaylaştırmıştır. Entegre mikrodalga devrelerinde aktif elemanlar ile bütün iletım hatları, empedans uydurma elemanları, gerekli kapasite ve dirençler ,vs. aynı kırmık üzerinde imal edilir. Bu uygulamalarda, mikroşerit ve eş düzlemlı iletım hatları kırmık teknolojisine göre daha rahat uygulanabilir. MIC devrelerinde taban maddesi kalınlığı ve hat genişliği genellikle hibrit devrelerinkine oranla çok daha küçüktür. Hibrit terimi transistör, kapasite, direnç gibi ayrı elemanların bir yere lehimlendiği entegre mikrodalga devrelerini tanımlamak için kullanılır.

Düzlemsel iletım hatlarında kullanılan taban maddesi düşük kayıplı olmalıdır. Dielektrik sabitinin büyük bir değere sahip olması daha kısa yayılım dalga boyuna sebep olur. Taban maddesinin mekanik kuvveti ve ısı iletimi iyi olmalıdır. Aktif elemanlar düzlemsel iletım hattı devresine monte edildiğinde, aktif elemanın oluşturduğu ısı bir kısmı taban maddesi

üzerinden toprağa iletilir. Mikrodalga devrelerinde metal ısı azalmasını kullanmak, bu büyük metal yapıların elektromagnetik alanlarının istenmeyen bir biçimde etkilenmesi sebebi ile zordur. Sonuç olarak güç yükseltici devrelerinde iyi ısı iletkenliğine sahip madde gereklidir. Düşük frekans devrelerinde kullanılan taban maddeleri, mikrodalga iletim hatlarında kullanmak için çok kayıplıdır. Dielektrik sabiti ve taban maddesi kalınlığı madde üretiminde oldukça dikkat edilmesi gereken hususlardır. Aksi takdirde üretilen iletim hatları hat sabitinin ve karakteristik empedansın bu parametrelere bağlı olmasından dolayı istenilen sonucu vermeyecektir.

Uygun kalınlık ve dielektrik sabiti filtre tasarımında ve boyutları öneme sahip empedans uydurma elemanlarında kısmen önemlidir. Tasarlanan mikrodalga yapısı imal edildikten sonra istenilen şartları sağlamak amacı ile dışarıdan eleman eklemek kolay değildir. Sıklıkla kullanılan taban maddelerinden politetrafluetilen (PTFE), 2,1 dielektrik sabiti değerine ve 1MHz’de 0,00002, mikrodalga frekanslarında 0,0005 tanjant kaybına sahiptir.

Mekanik gücünü arttırmak amacı ile, bu madde fiberglas örülü hasır ile veya cam mikro parçacıklar ile doldurulabilir. Bu işlem dielektrik sabitinin değerini 2,2 – 3 aralığına çeker. Fiberglas madde kullanımı dielektrik sabitinin anizotropik yapıya sahip olmasına sebep olur. Üretim işleminde fiberglas madde ile paralel sıralanır. Böylece dielektrik sabiti madde boyunca normal maddeye oranla %5-10 arasında artış gösterir. Dolgu maddesi olarak seramik toz kullanılırsa (örn: titanyumoksit) çok daha büyük dielektrik sabiti elde edilebilir.

Aluminyumoksit (alumina) ve boronnitrat gibi seramik maddeler ve safir gibi camsı maddelerde taban maddesi olarak kullanılır. Bu maddelere şekil vermek zordur. Isıl iletkenliği mükemmel derecede olan alumina en çok kullanılan taban maddesidir. Entegre ve mikrodalga devreleri için kullanılan yarı iletken maddeler ise germanyum, silikon ve galyum arsenittir. Bu maddeler yüksek dielektrik sabitlerine sahiptir.

Çizelge 9.1 ’ de sıklıkla kullanılan maddelerin önemli özellikleri özetlenmiştir. Bu tabloda ϵ_r , madde boyunca dielektrik sabiti, ϵ_y ise maddeye dik dielektrik sabitidir.

Maddeler genelde 0,5-1 veya 2 oz ağırlığında bakır ile kaplanır. 1oz bakırın kullanımı 0,0014 in kalınlığında tabaka oluşturur. Altın kaplama bazı durumlarda metalin oksitlenmesini engellemek amacı ile kullanılır. Entegre mikrodalga imalatında tipik kalınlık birkaç mikrondur. (Collins, 1992)

Çizelge 9.1 Madde özellikleri

Madde	ϵ_r	ϵ_y	tanjan kayı	ısı iletkenlik	ışlenebilme
PTFE/woven cam	2.84	2.45	0.001-0.002	düşük	iyi
PTFE/mikrofiberglas	2.26	2.2	0.0005-0.001	düşük	iyi
CuFlon	2.1	2.1	0.0004	düşük	iyi
RT/Duroid 5880	2.26	2.2	0.001	düşük	iyi
RT/Duroid 6006	6.36	6		orta	iyi
Epsilam 10	13	10.3		orta	iyi
Boron nitrit	5.12	3.4		iyi	zayıf
Silikon	11.7-12.9	11.7-12.9	0.001-0.003	orta	zayıf
Germanyum	16	16		orta	zayıf
Galyum arsenit	12.9	12.9	0.0005-0.001	orta	zayıf
Alumina	9.6-10.1	9.6-10.1	0.005-0.002	iyi	zayıf
Safir	9.4	11.6	0.0002	iyi	zayıf
Berilyum oksit	6.7	6.7	0.001-0.002	iyi	zayıf

9.4 Mikroşerit İletim Hattı

Mikroşerit iletim hatlarında taban maddesi iletken şeridi tamamıyla sarmaz. Bu sebepten dolayı yayılan temel mod saf TEM modu değildir. Düşük frekanslarda, uygulamadaki mikroşerit hatlarında, birkaç GHz’de yayılan mod kuvazi-TEM modudur. GHz veya daha yüksek frekans aralığında, mikroşerit iletim hattı dağılmış kapasitesi ve indüktansı cinsinden karakterize edilebilir. Düzlemsel iletim hatlarının karakteristiğini veya alan dağılımını tanımlayan basit analitik ifadeler mevcut değildir. Formal çözümler iletim hattının karakteristiğini tanımlamak amacı ile kullanılabilir. Alçak frekans karakteristiğini elde etmek amacı ile statik alan analizi de kullanılır.

Düzlemsel iletim hatlarının analizi, yapıdaki elektrik ve magnetik alanların çözümünü temel alır. Skaler ve vektörel potansiyel fonksiyonlarının çözümlerini kullanarak elektromagnetik alanları bulmak buna alternatif bir yaklaşım olabilir. Yayılım sabiti ve karakteristik empedans potansiyellerden kolayca bulunabilir. Analizlerde skaler ve vektörel potansiyellerinin kullanımının avantajı bu yaklaşımın bilinen alçak frekans kuvazi-statik çözümlerle bağlantılı olmasıdır.

Mikroşerit iletim hattının skaler ve vektörel potansiyelleri kullanılarak elde edilmiş eşitliklerden, alçak frekanslarda kuvazi-TEM modu yayılımını açıklayan basite indirgenmiş denklemler elde edilebilir. Alçak frekans terimi göreceli bir terimdir ve mikroşerit hattın kuvazi-TEM modunda yayılımını belirleyen dalga boyu ile hat boyutlarının oranıdır. MIC devrelerinde hat genişliği 100 µm olduğunda alçak frekans bandı 20-30 GHz' e kadar genişleyebilir.

Pratik uygulamalarda, mikroşerit hattın kapasitansı hesaplanırken tam çözümleri ile yakın sonuçlar veren basite indirgenmiş çözümleri kullanılabilir. Bu çözümler, birçok araştırmacı tarafından, analitik çözümleri temel alınarak ve yeterli sonucu elde etmek için değişik nümerik sabitlerinde eklenmesi ile elde edilmiştir. Bu formüller (1)-(9)' da yer alır.

W genişliğinde şeride ve yer düzlemi üzerinde H kalınlığında hava dielektriğine sahip mikroşeridin kapasitansı:

$$Ca = \frac{2\pi\epsilon_o}{\ln\left(\frac{8H}{W} + \frac{W}{4H}\right)}, W/H \leq 1 \quad (9.55)$$

$$Ca = \epsilon_o \left[\frac{W}{H} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{H} + 1.444\right) \right], W/H > 1 \quad (9.56)$$

Şerit kalınlığı, T'nin etkisi genellikle ihmal edilir. Gerekli olduğu durumlarda, şerit kalınlığı etkisi W'nın yerine, efektif genişlik, W_e konulması ile elde edilir.

$$We = W + 0.398T \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{T} \right), W/H \leq \frac{1}{2\pi} \quad (9.57)$$

$$= W + 0.398T \left(1 + \ln \frac{2\pi}{T} \right), W/H > \frac{1}{2\pi} \quad (9.58)$$

Yukarıdaki ifadeler izotropik veya anizotropik taban maddesine sahip mikroşerit hattın kapasitansını hesaplamak için kullanılır. Hattın efektif dielektrik sabiti ϵ_{eff} , (9.59) numaralı denklem ile verilebilir. Karakteristik empedans ise (9.60)' de yer almaktadır.

Efektif dielektrik sabitini elde etmek amacı ile elde edilen formüller yapılan çalışmalar sonucunda basite indirgenmiştir.(9.59)'de tam çözümlere %1'den daha küçük hata ile yaklaşan çözümü yer almaktadır.

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12H}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} + F(\varepsilon_r, H) - 0.217(\varepsilon_r - 1) \frac{T}{\sqrt{WH}} \quad (9.59)$$

$$Z_c = \frac{\sqrt{\varepsilon_{eff}} \sqrt{\mu_o \varepsilon_o}}{C} = \sqrt{\frac{\mu_o \varepsilon_o}{\varepsilon_{eff}}} \frac{1}{C_a} \quad (9.60)$$

Burada;

$$F(\varepsilon_r, H) = 0.02(\varepsilon_r - 1) \left(1 - \frac{W}{H} \right)^2, \quad \frac{W}{H} \leq 1 \quad (9.61)$$

$$0, \quad \frac{W}{H} > 1 \quad (9.62)$$

(9.59) no' lu denklemdeki son terim şerit kalınlığı T' nin etkisini gösterir. Anizotropik yapılara bu çözümler uygulanırsa (9.63)-(9.66) denklemleri elde edilebilir. Burada H_e, anizotropik yapı göz önünde bulundurulduğunda H' nin yerini alan efektif kalınlıktır. (9.64) no'lu denklemde yer alan ε_g ise ε_r yerine kullanılır.

$$H_e = \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_y}} H, \quad \varepsilon_g = \sqrt{\varepsilon_r \varepsilon_y} \quad (9.63), (9.64)$$

$$\frac{C(\varepsilon_g, H_e)}{Ca(H_e)} = \frac{\varepsilon_g + 1}{2} + \frac{\varepsilon_g - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{H_e}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} + F(\varepsilon_g, H_e) \quad (9.65), (9.66)$$

$$\varepsilon_{eff} = \left[\frac{\varepsilon_g + 1}{2} + \frac{\varepsilon_g - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{H_e}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} + F(\varepsilon_g, H_e) \right] \frac{C(\varepsilon_g, H_e)}{Ca(H_e)}$$

Farklı W/H değerleri için, efektif dielektrik sabitinin tam analiz formülleri ile basite indirgenmiş formüllerinden elde edilen sonuçları Çizelge 9.2' de karşılaştırmak amacı ile verilmiştir. (Edwards, 1981)

Çizelge 9.2 Farklı formüller kullanılarak efektif dielektrik sabitinin elde edilen değerleri

	İntegral eşitliği	Denklem-9	İntegral eşitliği	Denklem-9
W/H	$\epsilon_r = 2$		$\epsilon_r = 5.12, \epsilon_y = 3.4$	
0.25	1.588	1.583	2.671	2.69
0.5	1.61	1.605	2.694	2.721
1	1.645	1.639	2.731	2.731
2	1.696	1.689	2.797	2.794
4	1.762	1.75	2.906	2.890
6	1.801	1.789	2.979	2.963
	$\epsilon_r = 6$		$\epsilon_r = 10$	
0.25	3.896	3.913	6.195	6.244
0.5	4.003	4.025	6.387	6.445
1	4.173	4.193	6.69	6.748
2	4.428	4.444	7.15	7.201
4	4.763	4.75	7.757	7.750
6	4.966	4.943	8.127	8.098

9.4.1 Mikroşerit Hat Zayıflatması

Dielektrik kayıpları ve iletken kayıpları zayıflatmayı doğurur. Mikroşerit hattın dağılmış devre modeli, iletkenin sonlu iletkenliğinden dolayı oluşan zayıflatma seri direnç R ile, dielektriksel kayıptan dolayı oluşan zayıflatma şönt kondüktans G ile modellenerek elde edilebilir. Zayıflatma sabitleri aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$\alpha_c = \frac{R}{2Z_c} \quad , \quad \alpha_d = \frac{G}{2Y_c} \quad (9.67), (9.68)$$

ve toplam zayıflama $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$ eşitliği ile ifade edilir.

Desibel cinsinden zayıflatma, toplam zayıflatmanın 8.686 ile çarpılması ile elde edilir.

9.4.2 Dielektrik kayıpları dolayısı ile oluşan zayıflatma

Dielektrik kayıpları, dielektrik sabiti ϵ kompleks olduğunda oluşur (Denklem 9.70). Tanjant kaybı;

$$\tan \delta_l = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \approx \delta_l \quad (9.69)$$

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (9.70)$$

Dielektrik kaybından dolayı oluşan zayıflatma sabiti;

$$\alpha_d = \frac{GZc}{2} = \frac{\pi}{\lambda_o} \frac{\varepsilon_g}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{\varepsilon_{eff} - 1}{\varepsilon_g - 1} \tan \delta_l \quad (9.71)$$

olarak bulunur. (9.71) no'lu denklem elde edilirken $w\sqrt{\mu_o\varepsilon_o} = k_o = 2\pi/\lambda_o$ kullanılır. Örnek olarak; eğer $\varepsilon_r = 9.7, \varepsilon_{eff} = 6.55$ ve $\tan \delta_l = 2.10^{-4}$ ise $\alpha_d = 1,52.10^{-3}$ Np/dalgaboyu bulunur. α_d 'nin desibel cinsinden değeri neper cinsinden değerine oranla çok küçük bir değer olan 0.013 dB/dalgaboyudur. İletken kayıplarından dolayı oluşacak zayıflatma çok daha büyük olacaktır.

9.4.3 İletkenlik zayıflatması

Süreklilik denkleminde de görüleceği gibi iletken boyunca akım yoğunluğu J_z ile, yük yoğunluğu aynı şekilde değişim gösterir. Bu sebepten W genişliğindeki iletken şeritte akım yoğunluğu yük yoğunluğuna benzer davranacaktır. Sonsuz incelikte şeridin kenarında, akım yoğunluğu kenardan uzaklığın karekökü ile ters orantılı olarak artacak ve kenarda sonsuz olacaktır. Yoğunluk, toplam akımın sonlu değerini vermesi amacı ile entegre edilebilir fakat güç kaybı hesaplamaları akım yoğunluğunun karesini entegre etmeyi gerektirdiğine göre, sonsuz ince şeritte akım yoğunluğunu bulmak için sonsuz güç kaybını elde ederiz. Pratikte iletkenler sonlu kalınlığa sahiptir ve güç kaybı da sonludur. Sonuç olarak, iletkenlerin sonlu kalınlığını göz önünde bulundurmak gereklidir. Ayrıca, toplam akımın mikroşeridin iki yüzünü böldüğü de dikkate alınmalıdır.

Akım dağılımı, akım bölünmesi ve güç kaybı konform dönüşüm teknikleri kullanılarak hesaplanabilir. Kullanımı basit formüller elde edebilmek amacı ile bazı yaklaşımlar yapmak gereklidir.(Hammerstad, 1975)

R_1 , mikroşeridin dağılmış devre parametreleri cinsinden normalize seri direnci olup aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\frac{R_1 W}{R_m} = LR \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{\pi^2} \ln \frac{4\pi W}{T} \right) \quad (9.72)$$

Kayıp oranı LR;

$$LR = 1, \quad \frac{W}{H} \leq 0.5 \quad (9.73)$$

$$LR = 0.94 + 0.132 \frac{W}{H} - 0.0062 \left(\frac{W}{H} \right)^2, \quad 0.5 < \frac{W}{H} \leq 10 \quad (9.74)$$

Kayıp oranı, akımın eşit olmayan dağılımına sebep olan direnç artışını verir. Dağılmış devre parametreleri cinsinden yer düzleminin normalize seri direnci, R_2 ;

$$W \frac{R_2}{R_m} = \frac{W / H}{W / H + 5.8 + 0.03 W / H}, \quad 0.1 \leq \frac{W}{H} \leq 10 \quad (9.75)$$

Denklem (9.75)'de R_m deri etkisi olup, (9.76) no'lu denklem ile verilir.

$$R_m = (\omega \mu / \sigma)^{\frac{1}{2}} \quad (9.76)$$

Toplam seri direnç $R_1 + R_2$ 'dır. İletken kaybı sebebi ile oluşan zayıflatma;

$$\alpha_c = \frac{R_1 + R_2}{2Z_c} \quad (9.77)$$

Toplam zayıflatma;

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c \quad (9.78)$$

Kuvazi – TEM modunda magnetik alan ve buna bağlı olan iletken kayıpları, taban maddesine bağlı değildir.

9.4.4 Mikroşerit hattın yüksek frekans davranışı

Kuvazi-TEM modunu tanımlayan eşitlikler, 1 mm kalınlığındaki taban maddesi ve 2 GHz'den 4GHz'e kadar olan frekanslarda kabul edilebilir doğrulukla kullanılır. 0.5 mm kalınlığında taban maddesi için, üst frekans limiti 4-8 GHz' e çıkacaktır. Bu limitler aşıldığında efektif dielektrik sabitinin frekans dispersiyonu ve karakteristik empedansın frekans ile değişimini göz önünde bulundurmak gereklidir. Yüksek frekanslarda, elektrik alan mikroşerit ile yer düzlemi arasında sınırlandırılır. Bu bölgede alanın yoğun konsantrasyonu, efektif dielektrik sabitinde ve zayıflatmada artmaya sebep olur.

Deri etkisi direnci R_m 'in artması ve akımın büyük bir çoğunluğunun mikroşeridin iç yüzü üzerinde akması sebebi ile iletken kaybı da artış gösterir. Sonuçların yer aldığı 5. bölümde

sıklıkla kullanılan taban maddelerinden RT/Duroid 6006, PTFE/ microfiber glass, Alumina ve Gallium-arsenide için dispersif özellikler yer almaktadır.

Mikroşerit hatların bilgisayar destekli modellenmesinde(CAD), efektif dielektrik sabitini bulmak amacı ile basit formüllere sahip olmak önemlidir. Geliştirilmiş pek çok formülasyon arasından doğruluğu çok geniş bir banda sahip formülasyonlar aşağıda yer almaktadır.

$$\varepsilon_{eff}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_e(0)}{1 + \left(\frac{f}{f_a}\right)^m} \quad (9.79)$$

$$Z_o(f) = Z_o \left(\frac{\varepsilon_e(0)}{\varepsilon_{eff}(f)} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\varepsilon_{eff}(f) - 1}{\varepsilon_e(0) - 1} \quad (9.80)$$

$\varepsilon_{eff}(f)$; f frekansındaki bağıl efektif dielektrik sabiti,

$\varepsilon_{eff}(0)$; 0 frekansındaki bağıl efektif dielektrik sabiti,

$Z_o(f)$; f frekansındaki karakteristik empedans,

$Z_o(0)$; 0 frekansındaki karakteristik empedans.

Burada;

$$f_a = \frac{f_b}{0.75 + (0.75 - 0.332\varepsilon_r^{-1.73})W/H} \quad (9.81)$$

$$f_b = \frac{47.746}{H\sqrt{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}(0)}} \tan^{-1} \varepsilon_r \sqrt{\frac{\varepsilon_{eff}(0) - 1}{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}(0)}} \quad (9.82)$$

$$m = m_o m_c \leq 2.32 \quad (9.83)$$

$$m_o = 1 + \frac{1}{1 + \sqrt{W/H}} + 0.32(1 + \sqrt{W/H})^{-3} \quad (9.84)$$

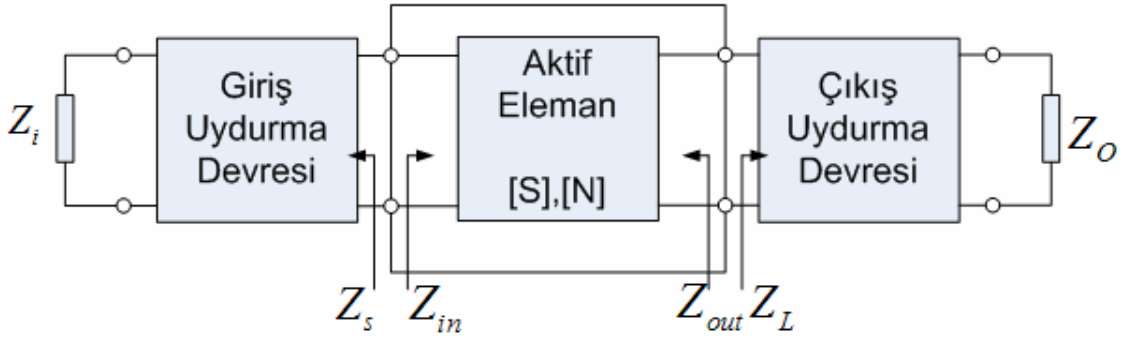
$$m_c = 1 + \frac{1.4}{1 + W/H} (0.15 - 0.235e^{-0.45f/f_a}) \quad W/H \leq 0.7 \quad (9.85)$$

$$= 1 \quad W/H > 0.7 \quad (9.86)$$

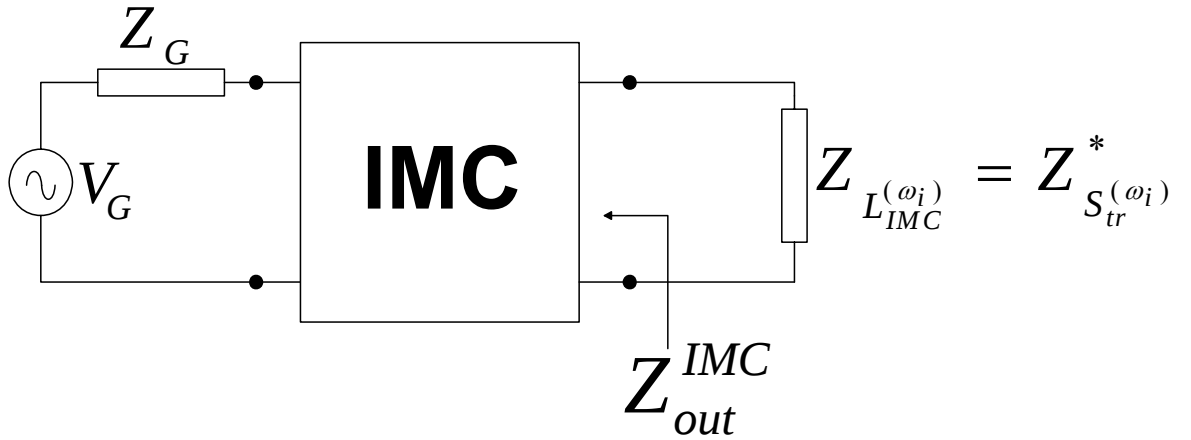
10. TEMEL UYDURMA İKİ-KAPILILARI VE ABCD MATRİSLERİ İLE TEŞKİL EDİLMELERİ

Bir mikrodalga kuvvetlendiricisinin giriş ve çıkış uydurma devreleri ile birlikte genel görünümü Şekil 10.1’ de gösterilmiştir. Transistörün “Performans Karakterasyonu” teorisi kullanılarak elde edilen uyumlu performans (F_{req} , V_{ireq} , G_{Treq}), (F_{req} , V_{outreq} , G_{Treq}) ve (F_{req} , V_{ireq} , V_{outreq} , G_{Treq}) değerlerinin kuvvetlendirici içinde gerçekleştirilebilmesi için transistörün kaynak (Z_{Sreq}) ve yük (Z_{Lreq}) empedansları ile yüklenmesi gerekmektedir. Bu yaklaşımda, Z_{Sreq} ’ta Giriş Uydurma Devresi (IMC), Z_{Lreq} ’ın Çıkış Uydurma Devresi (OMC) ile ayrı ayrı optimizasyon ile gerçekleştirilmektedir (Şekil 10.1).

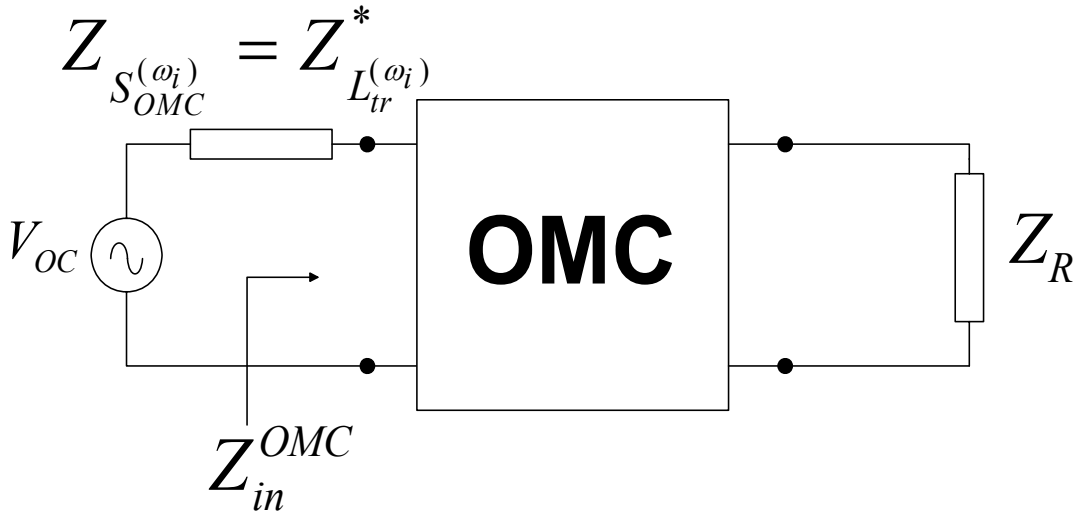
Z_{Sreq} ’ı gerçekleştiren IMC devresi Şekil 10.2’ de Z_{Lreq} ’ın gerçekleştirildiği OMC devresi Şekil 10.3 te verilmektedir.



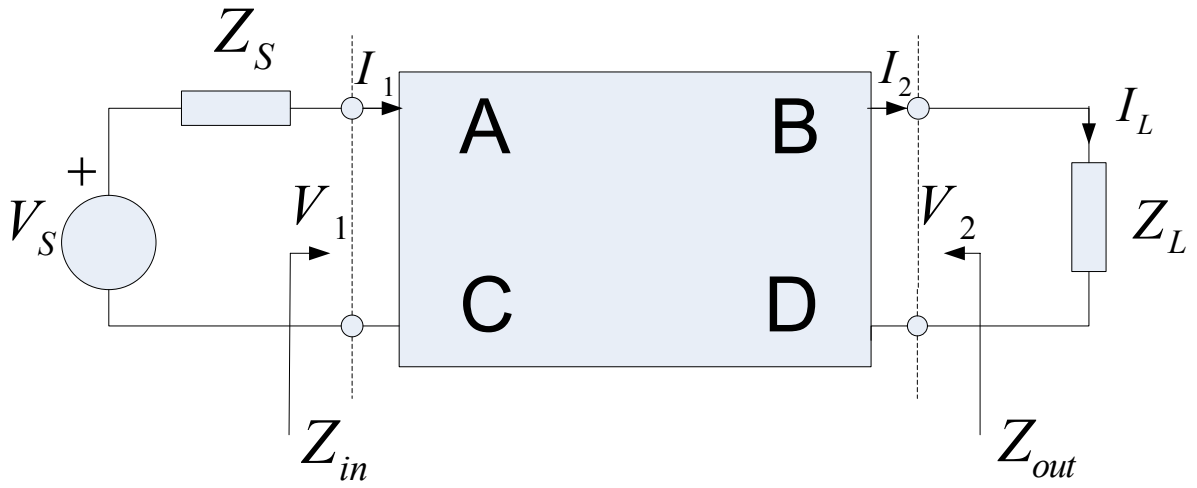
Şekil 10.1 Giriş ve çıkış uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisi



Şekil 10.2 Transistöre Z_S ’in sürülme empedansının devresi



Şekil 10.3 Transistöre Z_L 'nin yük empedansının devresi



Şekil 10.4 İki kapılı bir devrenin ABCD parametreleri ile gösterimi

Zincir matrisi verilen bir 2-kapılı için, devre değişkenleri (10.1)- (10.6) denklemleri ile gösterilmiştir:

$$[A] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (10.1)$$

$$Z_{in} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \quad (10.2)$$

$$Z_{out} = \frac{DZ_S + B}{CZ_S + A} \quad (10.3)$$

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_S^*}{Z_{in} + Z_S} \quad (10.4)$$

$$\Gamma_{out} = \frac{Z_{out} - Z_L^*}{Z_{out} + Z_L} \quad (10.5)$$

$$G_T = 4 \operatorname{Re}\{Z_S\} \operatorname{Re}\{Z_L\} \left| \frac{1}{AZ_L + B + Z_S(CZ_L + D)} \right|^2 \quad (10.6)$$

E, minimize edilecek hata fonksiyonu ve x ise değişken vektörü olmak üzere

$$\begin{aligned} G_T &= G_T(x) \\ \varepsilon &= f(G_T) \Rightarrow \varepsilon(x) = f(G_T) \end{aligned} \quad (10.7)$$

olarak elde edilir.

Bu tezde hata fonksiyonları olarak kayıpsız ve resiprok iki kapılı uydurma devresinin dönüştürücü güç kazancı ifadesiyle teşkil edilmiştir;

$$\varepsilon \cong \sum_{i=1}^N (1 - G_{T_i})^2_{(\omega_i)} \quad (10.8)$$

kullanılmıştır.

Her iki optimizasyon prosedüründe de aynı hata fonksiyonu (10.8) kullanılmıştır. Hata fonksiyonunu tüm çalışma bandı içerisindeki kazanç ifadelerinin exponansiyel toplamından oluşmaktadır. Yansımanın sıfır olduğu ($\rho=0$) değer için kazanç ifadesinin 1 olması gerektiği yaklaşımdan yola çıkarak elde edilen kazanç değerleri hata fonksiyonunda 1'den çıkartılmıştır. Ağırlık katsayısı ve $(1 - G_T)$ ifadesinin kaçınıcı dereceden üstsel ifadesinin alınacağı farklı deneme yanılma metodaları kullanılarak belirlenmiştir. Yapılan çalışmalar sonunda gerek ağırlık katsayısının ve gerekse üstsel ifadenin 2 değeri en optimal sonuç vermiştir.

$$G_T = 1 - |\rho_{in}|^2 \quad (10.9)$$

Burada, $|\rho|$: Bir kapıdaki yansıma katsayısının modülü olup örneğin Giriş Uydurma Devresi için aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$|\rho_{in}|^2 = \left| \frac{Z_{out}^{IMC} - Z_{L_{IMC}}^*}{Z_{out}^{IMC} + Z_{L_{IMC}}} \right|^2 = \left| \frac{Z_{out}^{IMC} - Z_S(\omega)}{Z_{out}^{IMC} + Z_S^*(\omega)} \right|^2 \quad (10.10)$$

şeklinde hesaplanır. Burada;

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

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

Z_S = Kaynak empedansıdır.

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

Çıkış Uydurma Devresi için yansıma katsayısı aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$|\rho_{out}|^2 = \left| \frac{Z_{in}^{OMC} - Z_{S_{OMC}}^*}{Z_{in}^{OMC} + Z_{S_{OMC}}} \right|^2 = \left| \frac{Z_{in}^{OMC} - Z_L(\omega)}{Z_{in}^{OMC} + Z_L^*(\omega)} \right|^2 \quad (10.11)$$

Burada;

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

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

Z_L = Yük empedansıdır.

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

1: Seri transmisyon hat iki-kapılısı

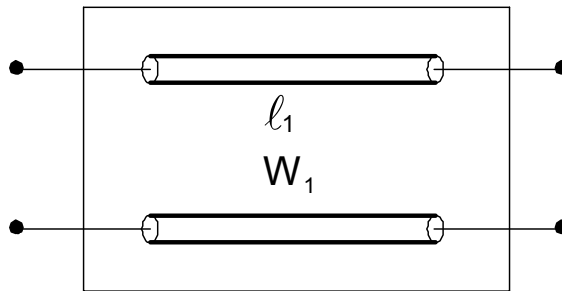
2: Paralel transmisyon hat iki-kapılısı

10.1 Seri Transmisyon Hat İki-Kapılısı

Seri transmisyon hat iki kapılısı, Şekil 10.5'te verilmiş olup zincir parametreleri aşağıdadır (Collins).

$$[A]_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_{o1} \sin \theta_1 \\ j\frac{1}{Z_{o1}} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta_1 \ell_1) & jZ_{o1} \sin(\beta_1 \ell_1) \\ \frac{j \sin(\beta_1 \ell_1)}{Z_{o1}} & \cos(\beta_1 \ell_1) \end{bmatrix} \quad (10.12)$$

$$\theta_i = \beta_i \cdot \ell_i = \frac{2\pi}{\lambda_i} \cdot \ell_i \Rightarrow \theta_i = \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot \sqrt{\epsilon_{eff_i}} \cdot \ell_i \quad (10.13)$$



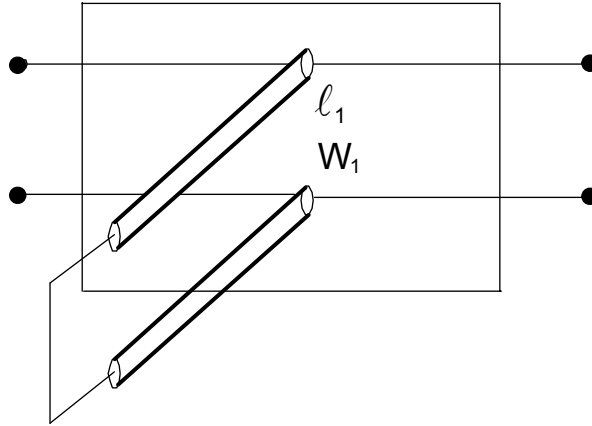
Şekil 10.5 Seri transmisyon hat iki-kapılısı

10.2 Paralel Transmisyon Hat İki-Kapılısı

Paralel transmisyon hat iki kapılısı, Şekil 10.6’da verilmiş olup zincir parametreleri aşağıdadır (Collins).

$$[A]_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{j}{Z_{01} \tan(\theta_1)} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{j}{Z_{01} \tan(\beta_1 \ell_1)} & 1 \end{bmatrix} \quad (10.14)$$

$$\theta_i = \beta_i \cdot \ell_i = \frac{2\pi}{\lambda_i} \cdot \ell_i \Rightarrow \theta_i = \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot \sqrt{\epsilon_{eff_i}} \cdot \ell_i \quad (10.15)$$



Şekil 10.6 Paralel transmisyon hat iki-kapılısı

10.3 Uydurma Devreleri

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.

10.3.1 “T” Devresi

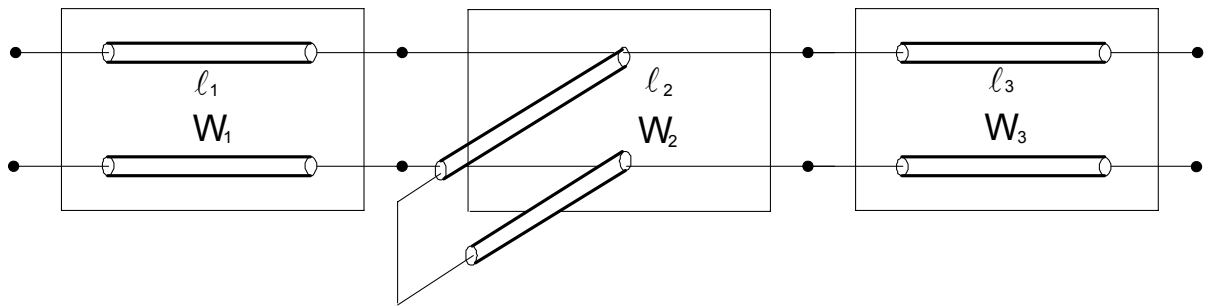
“T” devresi seri, paralel, seri hat iki-kapılılarının kaskad bağlanması sonucu oluşturulduğundan devrenin $[ABCD]$ matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Şekil 10.7):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} x \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} x \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} \quad (10.16)$$

(10.12) ve (10.14) nolu formülleri (10.16) eşitliğinde yerine konularak eleman parametreleri cinsinden “T” devresi zincir parametreleri,

$$[ABCD]_T = \begin{bmatrix} \cos(\beta_1 \ell_1) \cdot \cos(\beta_3 \ell_3) & 0 \\ \frac{j \cdot \sin(\beta_1 \ell_1) \cdot \sin(\beta_3 \ell_3)}{\tan(\beta_2 \ell_2) \cdot Z_{O1} Z_{O2} Z_{O3}} & \cos(\beta_1 \ell_1) \cdot \cos(\beta_3 \ell_3) \end{bmatrix} \quad (10.17)$$

olarak bulunabilir.



Şekil 10.7 “T” tipi uydurma devresi

10.3.2 “Π” Devresi

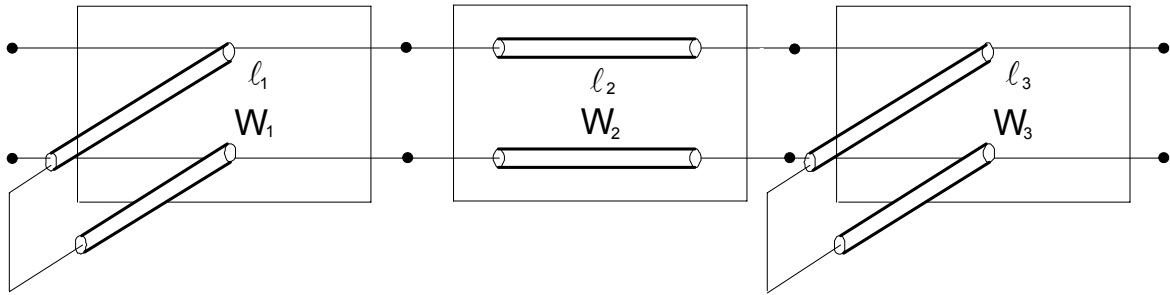
“Π” devresi paralel, seri, paralel hat iki-kapılılarının kaskad bağlanması sonucu oluşturulduğundan devrenin $[ABCD]$ matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Şekil 10.8):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{Pi} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} x \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} x \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} \quad (10.18)$$

(10.12) ve (10.14) nolu formülleri (10.18) eşitliğinde yerine konularak eleman parametreleri cinsinden “Π” devresi zincir parametreleri,

$$[ABCD]_{pi} = \begin{bmatrix} \cos(\beta_2 \ell_2) & 0 \\ -\frac{j \cdot \sin(\beta_2 \ell_2)}{\tan(\beta_1 \ell_1) \cdot \tan(\beta_3 \ell_3) Z_{O1} Z_{O2} Z_{O3}} & \cos(\beta_2 \ell_2) \end{bmatrix} \quad (10.19)$$

olarak bulunabilir.



Şekil 10.8 “Π” tipi uydurma devresi

10.3.3 Paralel + Seri “L” Devresi

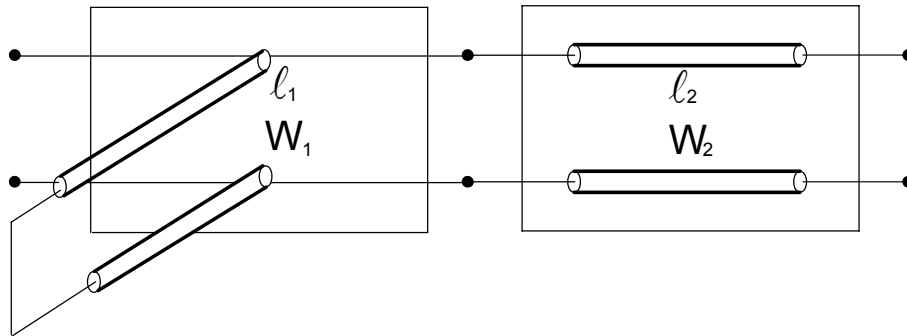
Paralel+seri “L” devresi, sırasıyla paralel ve seri transmisyon hat iki-kapılılarının kaskad bağlanmaları sonucu oluştuğundan devrenin $[ABCD]$ matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Şekil 10.9):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_L = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} \quad (10.20)$$

(10.12) ve (10.14) nolu formülleri (10.20) eşitliğinde yerine konularak eleman parametreleri cinsinden “L” devresi zincir parametreleri,

$$[ABCD]_L = \begin{bmatrix} \cos(\beta_2 \ell_2) & 0 \\ \frac{\sin(\beta_2 \ell_2)}{\tan(\beta_1 \ell_1) Z_{O1} Z_{O2}} & \cos(\beta_2 \ell_2) \end{bmatrix} \quad (10.21)$$

olarak bulunur.



Şekil 10.9 Paralel + Seri “L” uydurma devresi

10.3.4 Seri + Paralel “L” Devresi

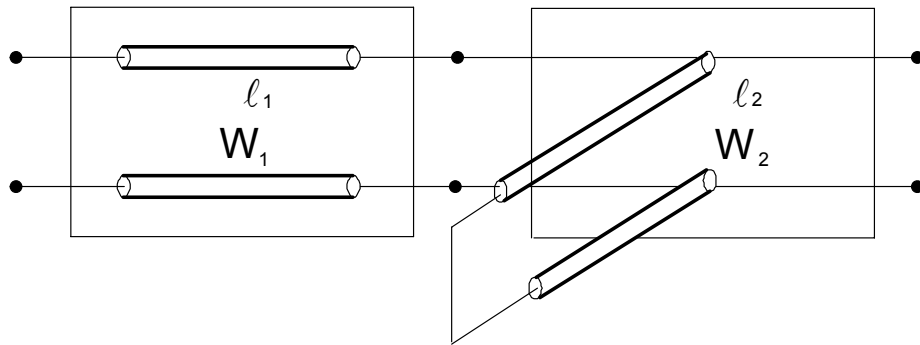
Paralel + seri “L” devresi, sırasıyla paralel ve seri transmisyon hat iki-kapılılarının kaskad bağlanmaları sonucu olduğundan devrenin $[ABCD]$ matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Şekil 10.10):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} \quad (10.22)$$

(10.12) ve (10.14) nolu formülleri (10.22) eşitliğinde yerine konularak eleman parametreleri cinsinden “L” devresi zincir parametreleri,

$$[ABCD]_L = \begin{bmatrix} \cos(\beta_1 \ell_1) & 0 \\ \frac{\sin(\beta_1 \ell_1)}{\tan(\beta_2 \ell_2) Z_{O1} Z_{O2}} & \cos(\beta_1 \ell_1) \end{bmatrix} \quad (10.23)$$

olarak bulunur.



Şekil 10.10 Seri + Paralel transmisyon hattı

11. UYGULAMALAR

11.1 “Performans Karakterizasyonu” Teorisi ile Kararlı Çalışma Bölgesindeki Pasif Sonlandırmalarının Tayini

11.1.1 Giriş VSWR ile sınırlandırılmış Bir Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin “Gerçeklenebilir Tasarım Uzaı” nın Tayini

11.1.1.1 NE3511S02 Transistörü ile Kuvvetlendirici Tasarım Uzaı

NE3511S02 transistörünün $V_{DS}=2V$, $I_{DS}=5\text{ mA}$, kutuplaması için $F_{min}(f)$ -f (Çizelge 11.1) $F_{req}=F_{min}$ seçilmiş ve $V_{in}=1.2$ sınırlamaları içinde maksimum kazanç G_{Tmax} frekans değişimi Şekil 17.2’de verilmiştir. Buna göre “Tasarım Hedef Uzaı” olarak Şekil 11.2’deki $G_{Tmax}-f$ değişim eğrisinden $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ band genişliği $B=8-18\text{GHz}$ belirlenmiştir. Ayrıca bu performans hedeflerini gerçekleyen kaynak Z_S ve yük Z_L sonlandırmaları da Çizelge 11.2’de verilmiştir.

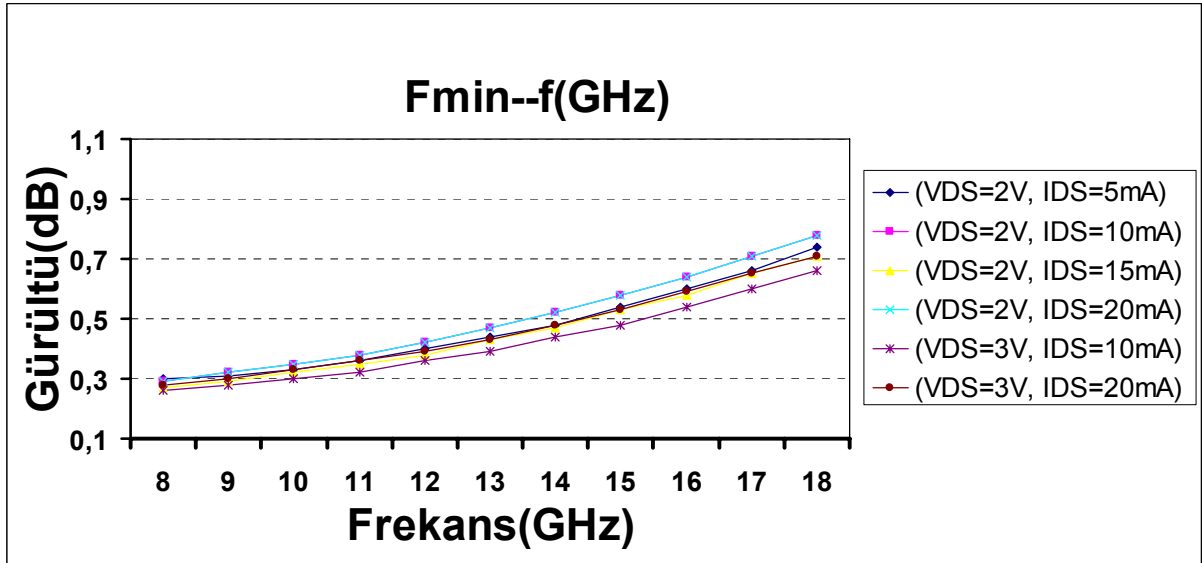
Transistörün Ad: NE3511S02

Kutuplama Koşulu: $V_{DS}=2V$, $I_{DS}=5\text{ mA}$

Çalışma Band: 8-18 GHz

Çizelge 11.1 NE3511S02 Transistörünün farklı kutuplamaları için $F_{min}(f)$ Değişimi

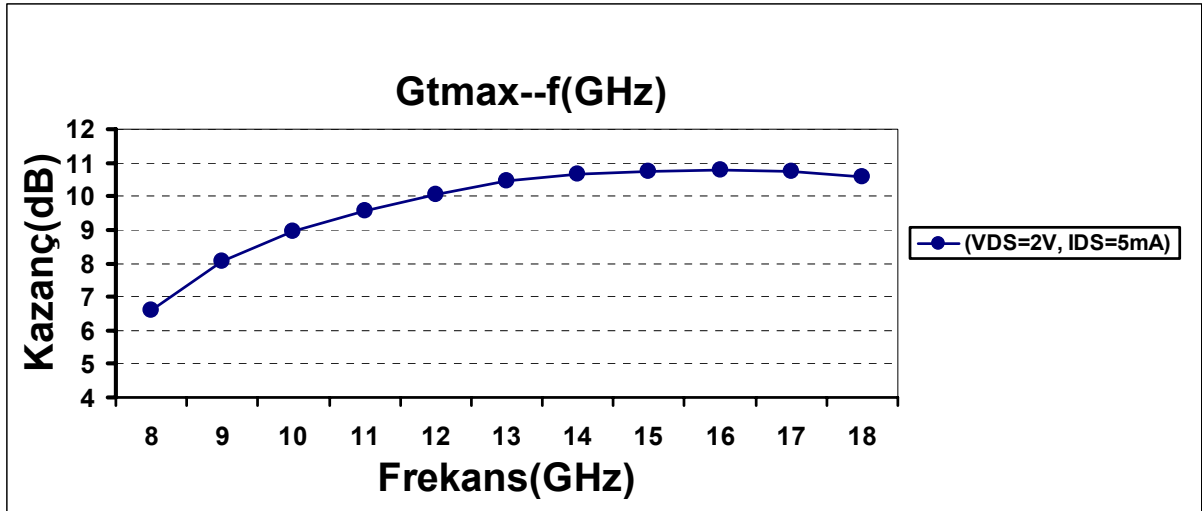
f(GHz)	($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=5\text{mA}$)	($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=10\text{mA}$)	($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=15\text{mA}$)	($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=20\text{mA}$)	($V_{DS}=3V$, $I_{DS}=10\text{mA}$)	($V_{DS}=3V$, $I_{DS}=20\text{mA}$)
	$F_{req}(\text{dB})=F_{min}$	$F_{req}(\text{dB})=F_{min}$	$F_{req}(\text{dB})=F_{min}$	$F_{req}(\text{dB})=F_{min}$	$F_{req}(\text{dB})=F_{min}$	$F_{req}(\text{dB})=F_{min}$
8	0,30	0,29	0,27	0,29	0,26	0,28
9	0,31	0,32	0,29	0,32	0,28	0,30
10	0,33	0,35	0,32	0,35	0,30	0,33
11	0,36	0,38	0,35	0,38	0,32	0,36
12	0,40	0,42	0,38	0,42	0,36	0,39
13	0,44	0,47	0,43	0,47	0,39	0,43
14	0,48	0,52	0,47	0,52	0,44	0,48
15	0,54	0,58	0,53	0,58	0,48	0,53
16	0,60	0,64	0,58	0,64	0,54	0,59
17	0,66	0,71	0,65	0,71	0,60	0,65
18	0,74	0,78	0,71	0,78	0,66	0,71



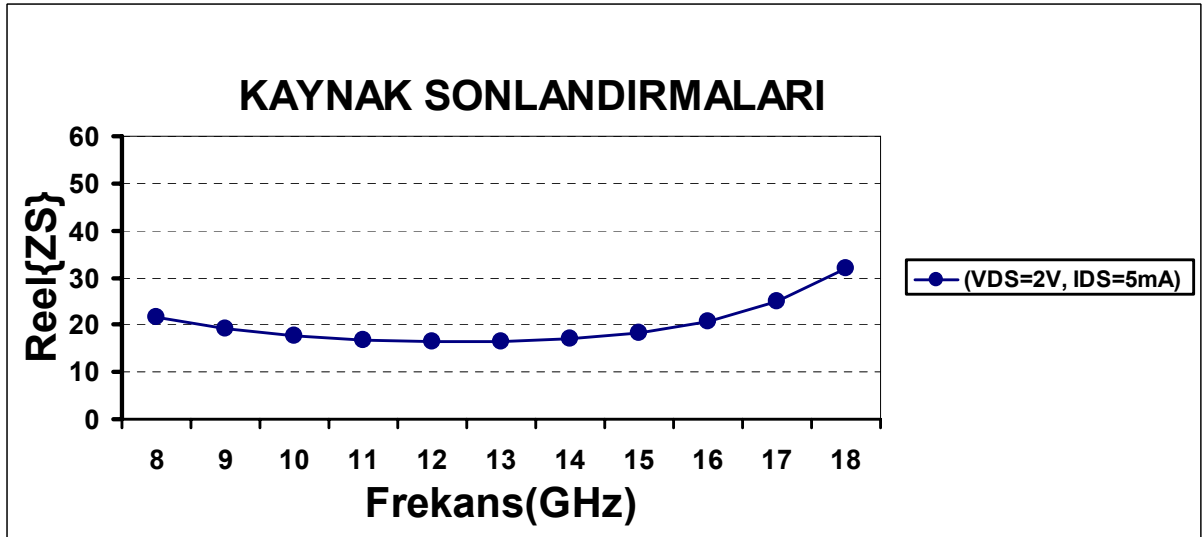
Şekil 11.1 NE3511S02 Transistörünün farklı kutuplamaları için $F_{min}(f)$ Değişimi

Çizelge 11.2 NE3511S02 Transistörünün 2V-5mA kutuplaması için B Bandı boyunca $G_{Tmax}(f)$ Değişimi ve kaynak ve yük sonlandırması empedans değerleri

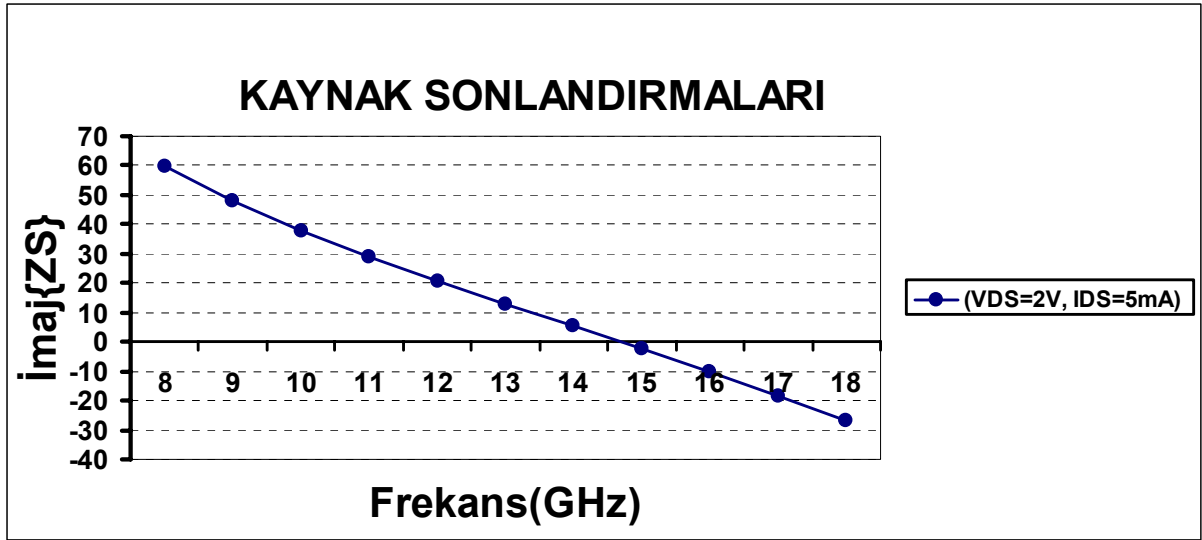
f(GHz)	V_{ireq}	$F_{req}(dB) = F_{min}(dB)$	$G_{Tmax} (dB)$	Reel $\{Z_L\}$	İmaj $\{Z_L\}$	Reel $\{Z_S\}$	İmaj $\{Z_S\}$
5	1,2	0,29	-1,567	1,858	-83,033	38,493	116,014
6	1,2	0,29	-0,302	2,772	-75,519	30,198	92,289
7	1,2	0,29	4,103	8,145	-66,742	25,033	74,228
8	1,2	0,3	6,593	15,208	-58,408	21,633	59,946
9	1,2	0,31	8,072	20,888	-48,700	19,226	48,026
10	1,2	0,33	8,945	24,522	-39,515	17,746	37,882
11	1,2	0,36	9,579	26,884	-31,274	16,765	28,833
12	1,2	0,4	10,048	27,886	-23,801	16,308	20,649
13	1,2	0,44	10,453	27,422	-16,471	16,352	12,866
14	1,2	0,48	10,644	25,895	-11,146	16,970	5,323
15	1,2	0,54	10,755	24,089	-8,318	18,348	-2,230
16	1,2	0,6	10,762	22,861	-8,906	20,845	-10,053
17	1,2	0,66	10,721	25,208	-11,767	25,015	-18,286
18	1,2	0,74	10,567	33,363	-15,478	32,100	-26,900



Şekil 11.2 NE3511S02 Transistörünün 2V, 5mA kutuplaması için $G_{Tmax}(f)$ Değişimi

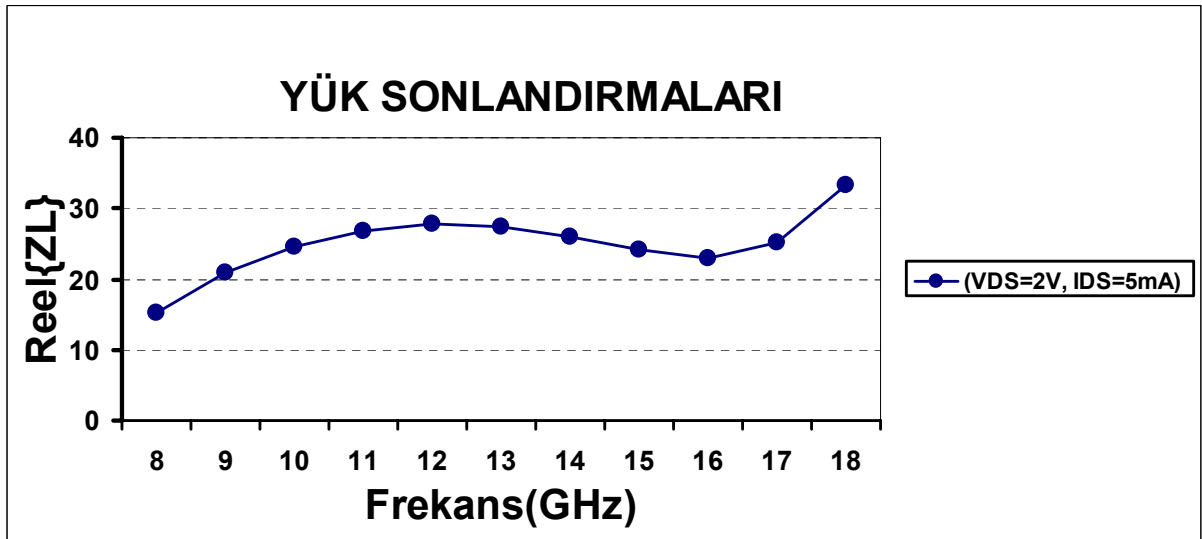


(a)

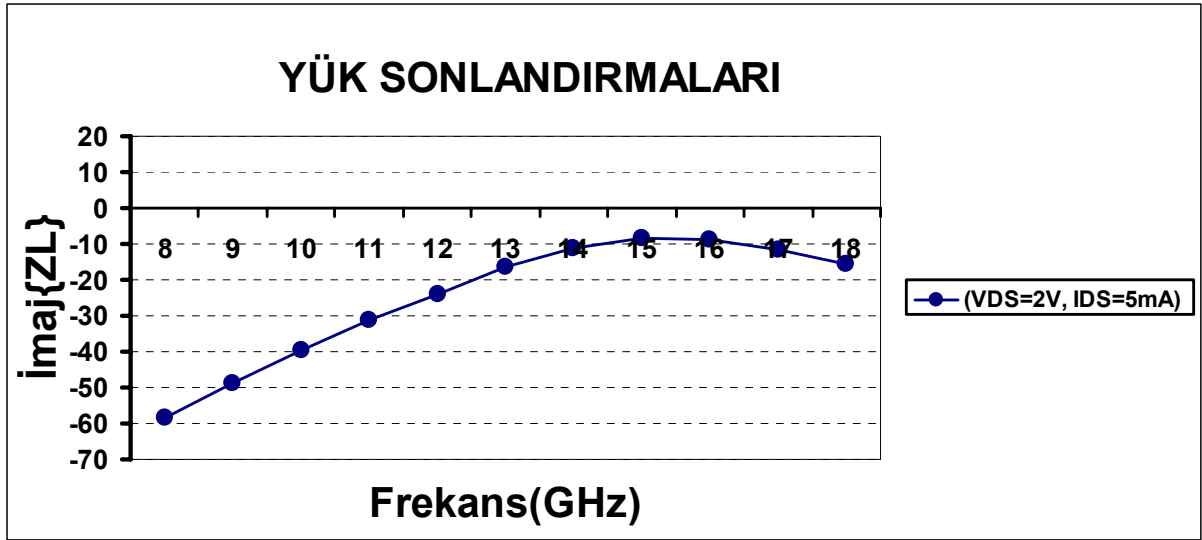


(b)

Şekil 11.3 (a), (b) NE3511S02 Transistörü için $F_{\text{req}} = F_{\text{min}}$, $V_{\text{in}} = 1.2$, $G_{\text{Treq}} = G_{\text{Tmax}}$ uyumlu üçlülerinin kaynak sonlandırma fonksiyonları



(a)



(b)

Şekil 11.4 (a), (b) NE3511S02 Transistörü için $F_{req} = F_{min}$, $V_{in} = 1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin yük sonlandırma fonksiyonları

11.1.1.2 Ön Kat Transistörü için “Performans Karakterizasyonu”nun Optimizasyon Problemi Olarak Kurulması

Bu çalışmada hızlı ve verimli olan Parçacık Sürüsü Optimizasyonu kullanılmıştır. Optimizasyon problemi bu ifadelerin sağlamalarıyla teşkil edilmiştir;

$F_{req} - F(R_S, X_S) = 0$, $V_{inreq} - V_{in}(R_S, X_S, R_L, X_L) = 0$ ve $G_{Tmax} - G_T(R_S, X_S, R_L, X_L) = 0$ bu ifadeler minimize edilerek hedefe ulaşılmıştır.

Objektif fonksiyon $= |F_{req} - F_{min}| + |V_{in} - 1| + |e^{-G_T}|$ teşkil edilmiştir. Burada gürültü ve giriş VSWR değerleri bizim sağlamasını istediğimiz değerlere minimize edilirken, kazanç değeri paydada üstel olacağı için $|e^{-G_T}|$ değeri minimize kazanç maksimize edilmiştir.

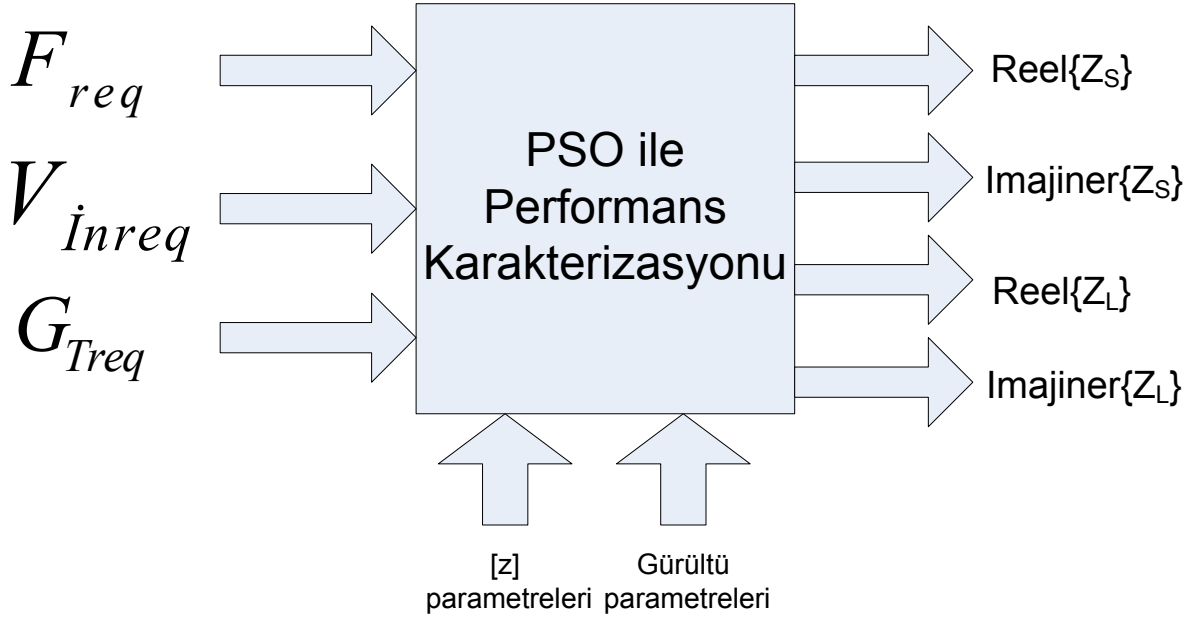
Parçacık Sürüsü Optimizasyonu program içeriğinde kullandığımız fonksiyonlar;

$$F\{Z_S\} = F_{min} + \frac{R_n}{|Z_{opt}|^2} \frac{|Z_S - Z_{opt}|^2}{R_S} \quad [11.1]$$

$$V_i = \frac{1 + |\rho_{in}|^2}{1 - |\rho_{in}|^2} \Leftrightarrow |\rho_{in}| = \left| \frac{Z_S - Z_{in}^*}{Z_S + Z_{in}} \right| \Leftrightarrow Z_{in} = z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22} + Z_L} \quad [11.2]$$

$$G_T\{Z_S, Z_L\} = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{4.R_S.R_L|z_{21}|^2}{|(z_{11} + Z_S)(z_{22} + Z_L) - z_{12}.z_{21}|^2} \quad [11.13]$$

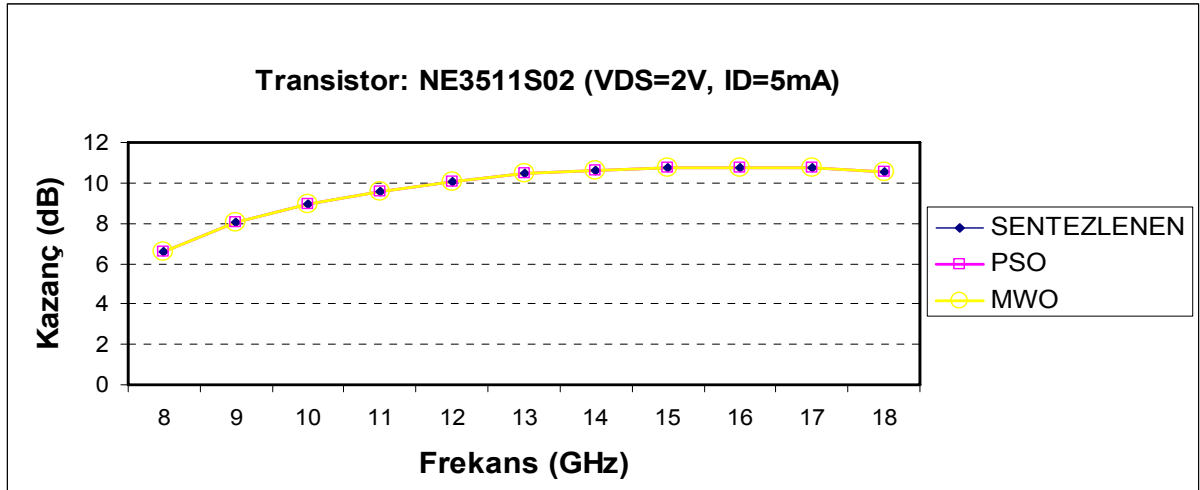
Gürültü, giriş VSWR ve kazanç denklemleri alınır.



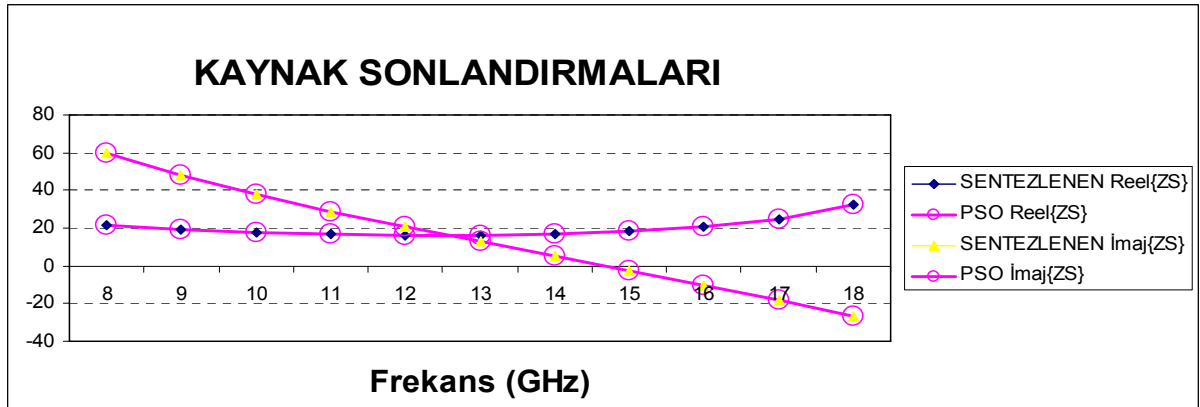
Şekil 11.5 Parçacık Sürüşü Optimizasyonu'nun ön-kat transistörü için programlama kutusu

Yukarıdaki blok diyagramdan görüldüğü üzere, Gürültü, giriş VSWR ve kazanç denklemleri ile transistörün [z] ve [N] gürültü parametreleri girilir. Program değişkenleri ise transistörün kaynak ve yük empedans değerlerinin, reel ve imajiner kısımları olarak 4 boyutludur.

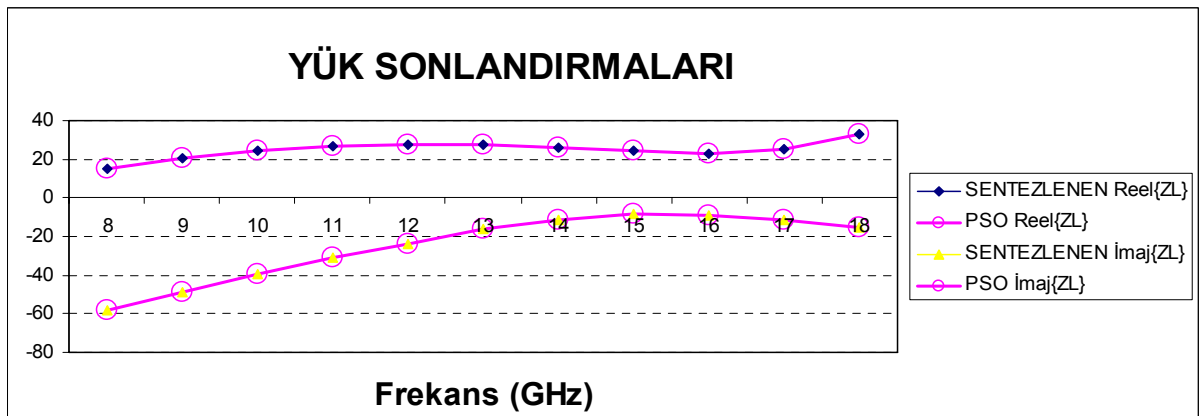
Programda maksimum iterasyon sayısı 200, parçacık sayısı 50 alınmıştır. Kullanılan bilgisayar Pentium 4 CPU, 3GHz Processor, 512 MB RAM. Bu bilgisayarla program 6-9 saniye arasında sonuç vermiştir.



Şekil 11.6 NE3511S02 Transistörünün 2V, 5mA kutuplaması için $G_{Tmax}(f)$ Değişiminin farklı metodlarla sağlamaları



Şekil 11.7 (a) NE3511S02 Transistörü için $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin kaynak sonlandırma fonksiyonlarının Parçacık Sürü Optimizasyonu ile sağlaması

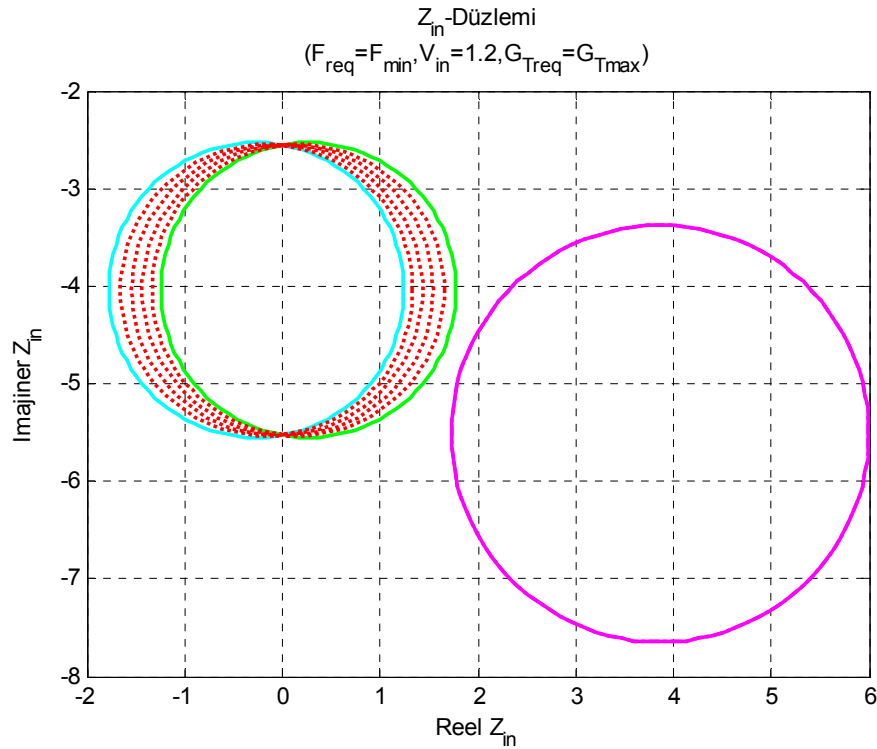


Şekil 11.7 (b) NE3511S02 Transistörü için $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin yük sonlandırma fonksiyonlarının Parçacık Sürü Optimizasyonu ile sağlaması

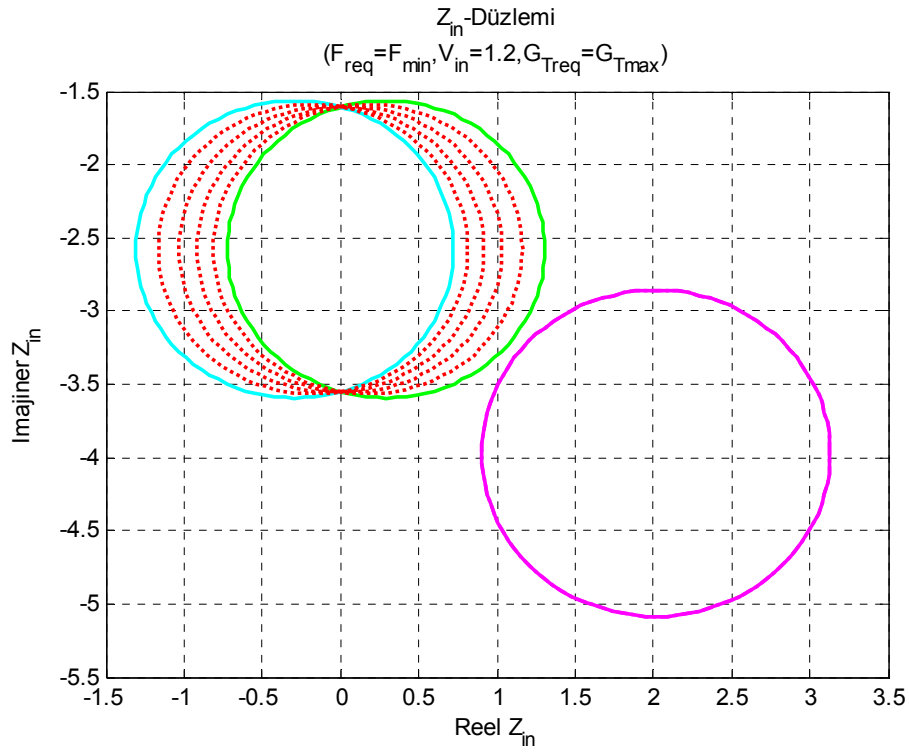
11.1.1.3 NE3511S02 Transistörü için “Performans Karakterizasyonu” programının grafiksel sonuçları

Aşağıdaki grafiklerde ise çözüm bölgeleri teşkil edilmiş ve bizim bu koşullarda elde edebileceğimiz çözüm takımlarını sağlayıp sağlamadığını gösteren grafiklerdir. İlk grafikler bize 2GHz, 3GHz, 4GHz’ler için çözüm bölgesi olmadığını gösterirken 5GHz ve sonraki grafikler için çözümün olduğunu göstermektedir.

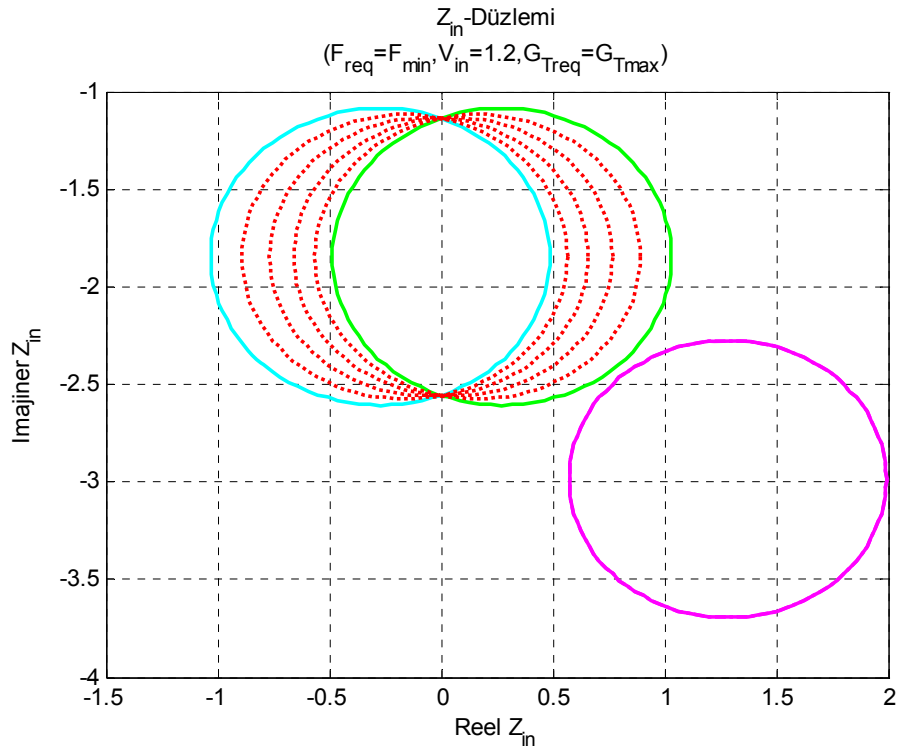
Çözüm Bölgesi; Turkuaz renkli çember, kompleks eşlenik kaynak kararlılık çemberidir. Yeşil renkli çember, kazancın 0 olduğu çemberdir. Pembe çember, gürültü ve Giriş VSWR çemberlerinin ortak çözüm çemberidir. Mavi çember, çözüm olunca oluşacak ve hedefleri sağlayan kazanç çemberi olacaktır.



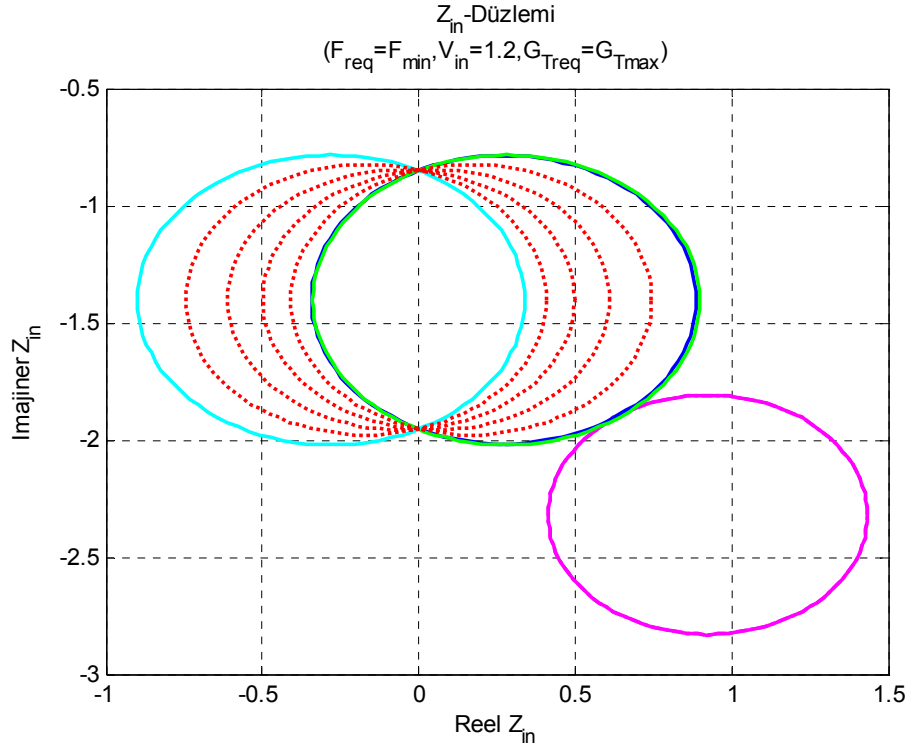
Şekil 11.8 NE3511S02 Transistörü için 2 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi



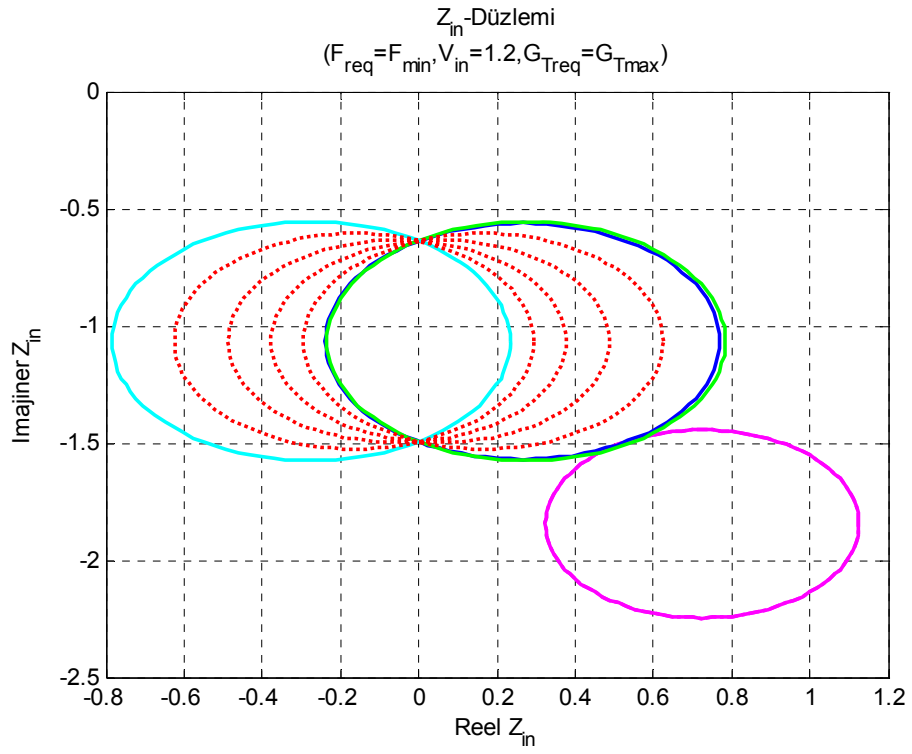
Şekil 11.9 NE3511S02 Transistörü için 3 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{in} -düzleminde gösterimi



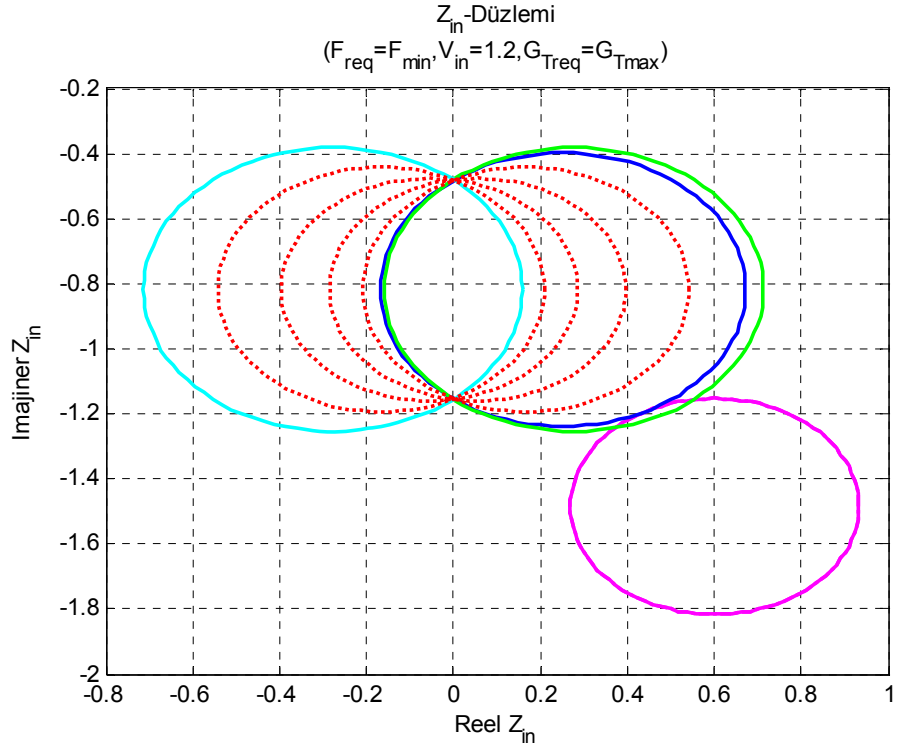
Şekil 11.10 NE3511S02 Transistörü için 4 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{in} -düzleminde gösterimi



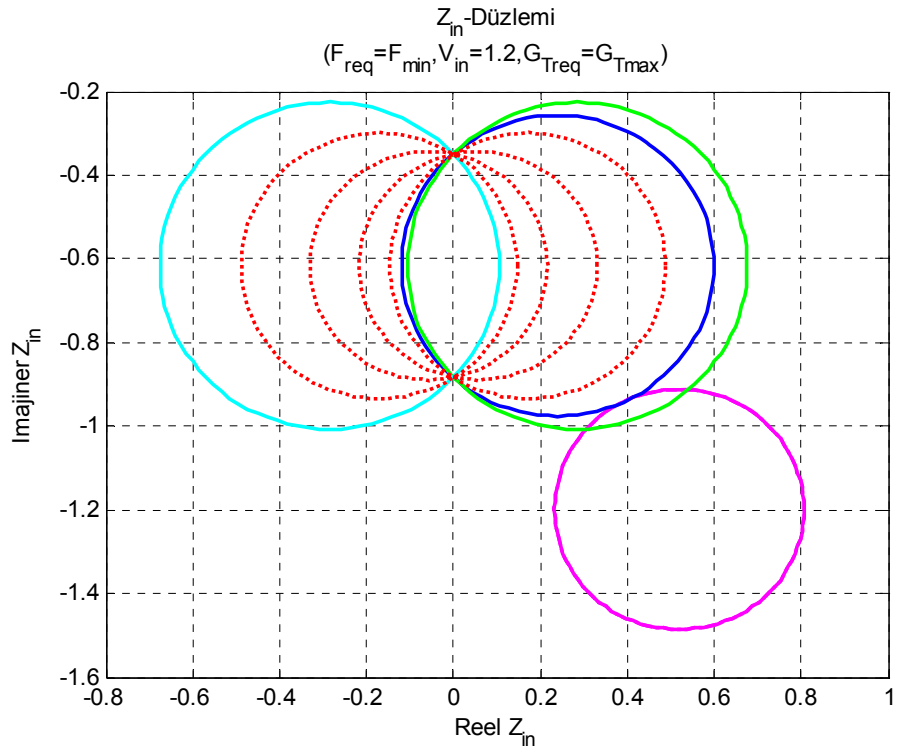
Şekil 11.11 NE3511S02 Transistörü için 5 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{in} -düzleminde gösterimi



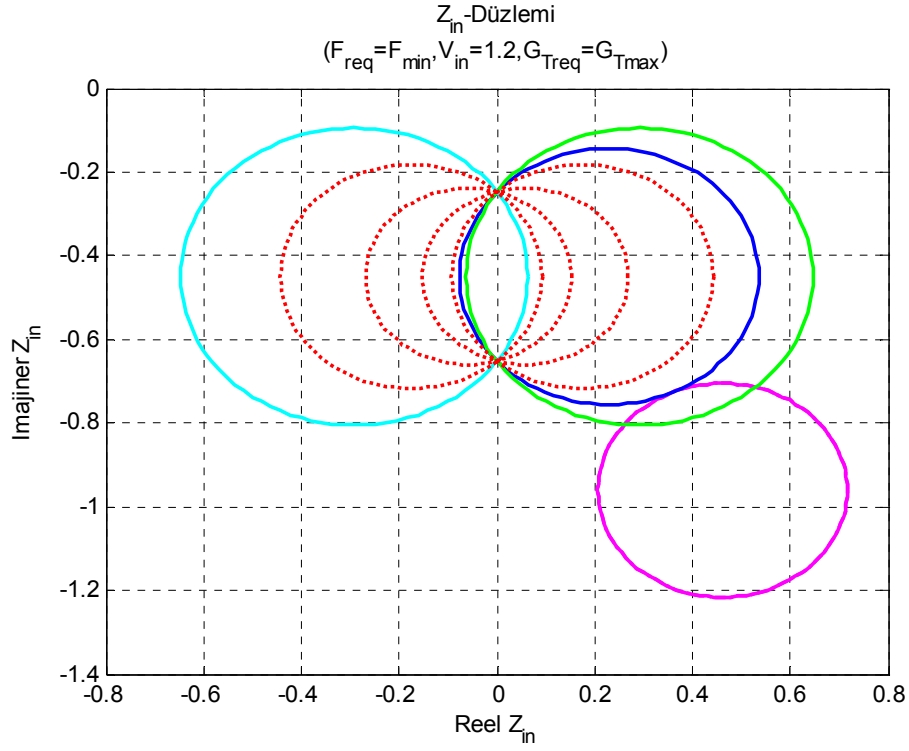
Şekil 11.12 NE3511S02 Transistörü için 6 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{in} -düzleminde gösterimi



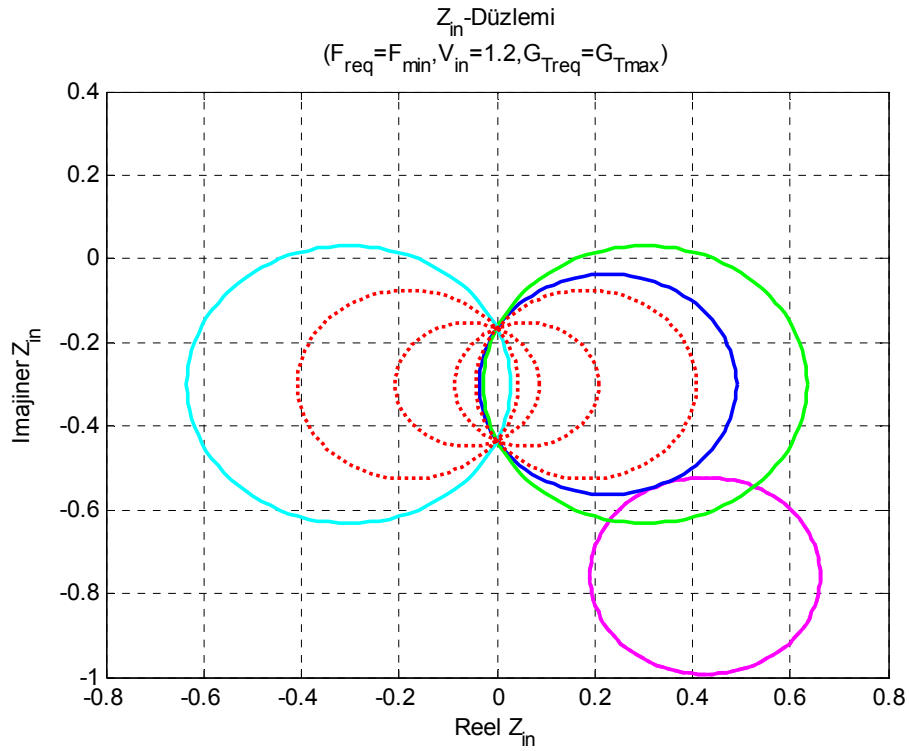
Şekil 11.13 NE3511S02 Transistörü için 7 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{in} -düzleminde gösterimi



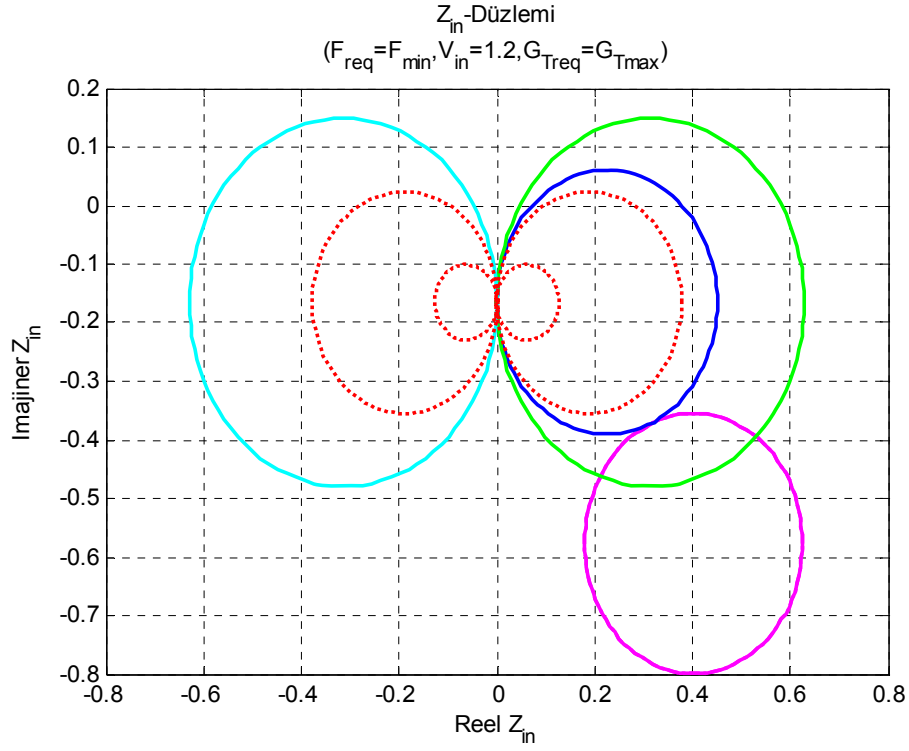
Şekil 11.14 NE3511S02 Transistörü için 8 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{in} -düzleminde gösterimi



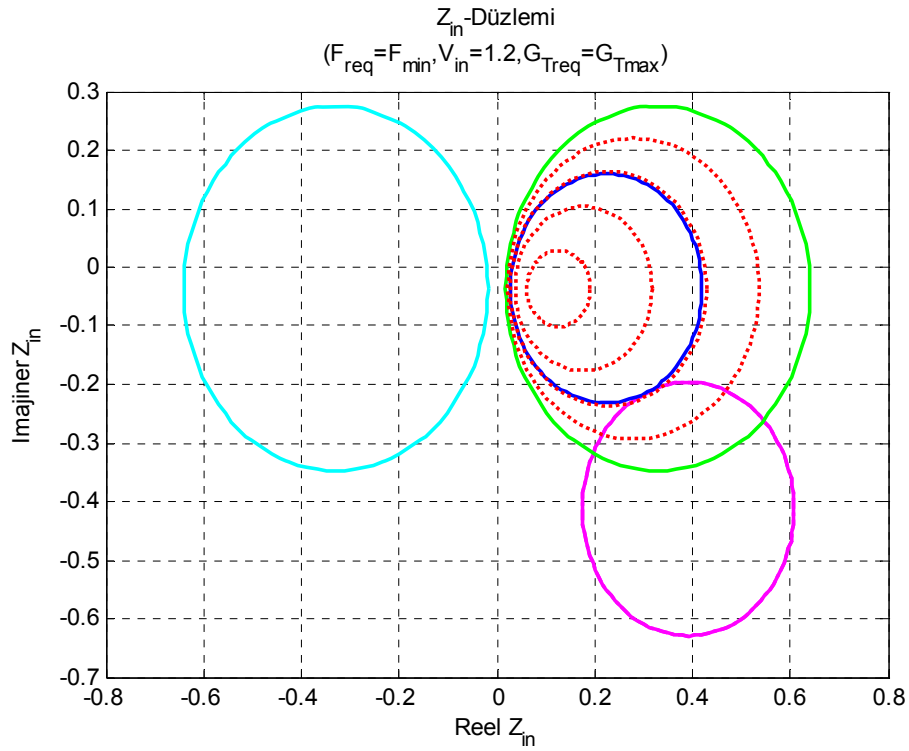
Şekil 11.15 NE3511S02 Transistörü için 9 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{in} -düzleminde gösterimi



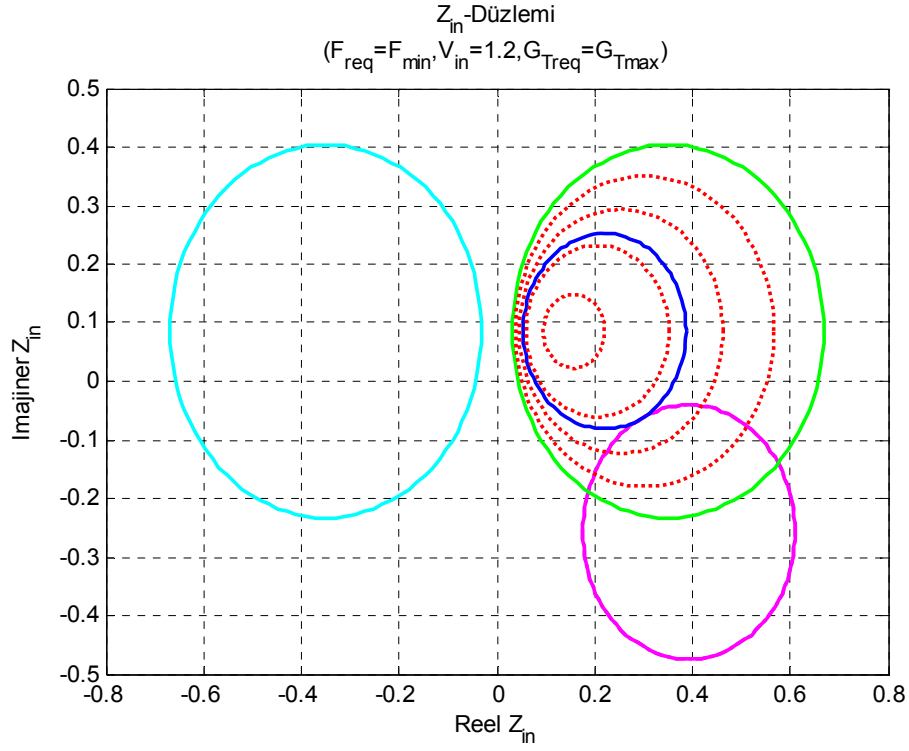
Şekil 11.16 NE3511S02 Transistörü için 10 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{in} -düzleminde gösterimi



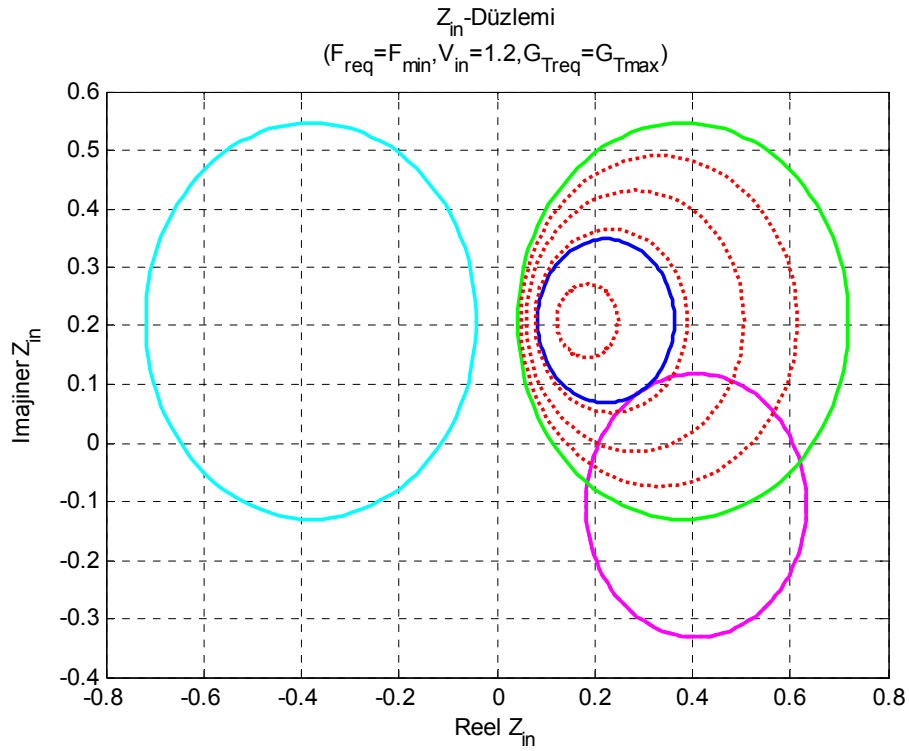
Şekil 11.17 NE3511S02 Transistörü için 11 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{in} -düzleminde gösterimi



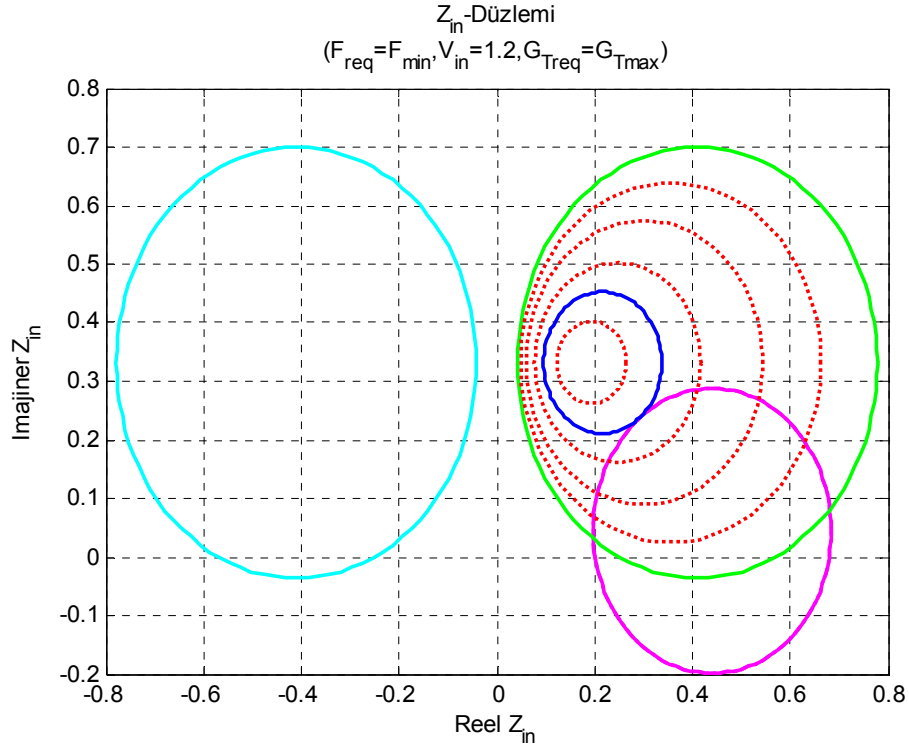
Şekil 11.18 NE3511S02 Transistörü için 12 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{in} -düzleminde gösterimi



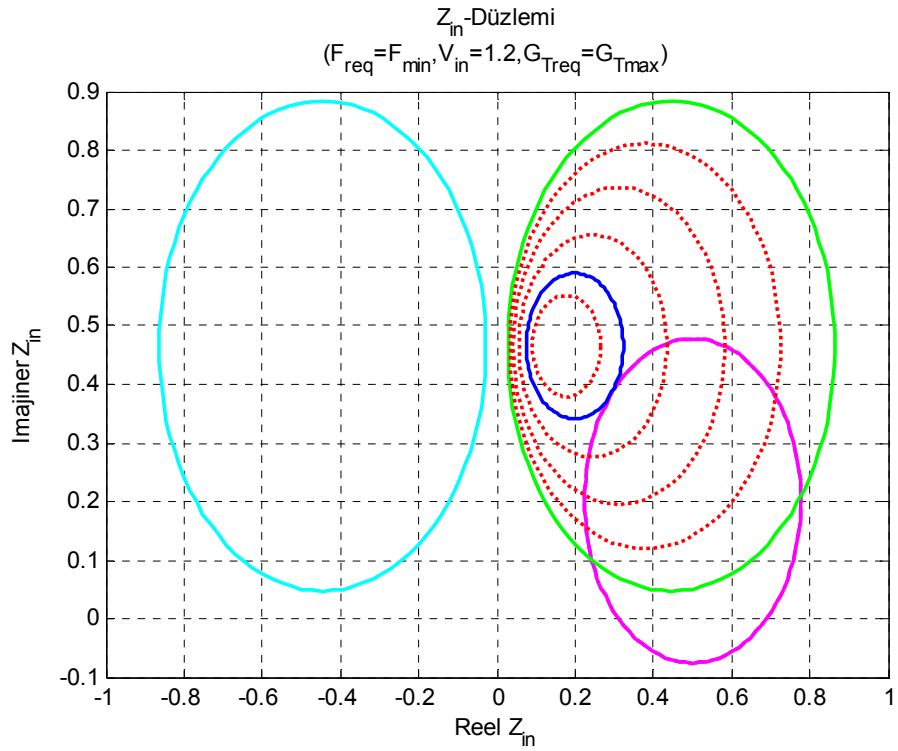
Şekil 11.19 NE3511S02 Transistörü için 13 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{in} -düzleminde gösterimi



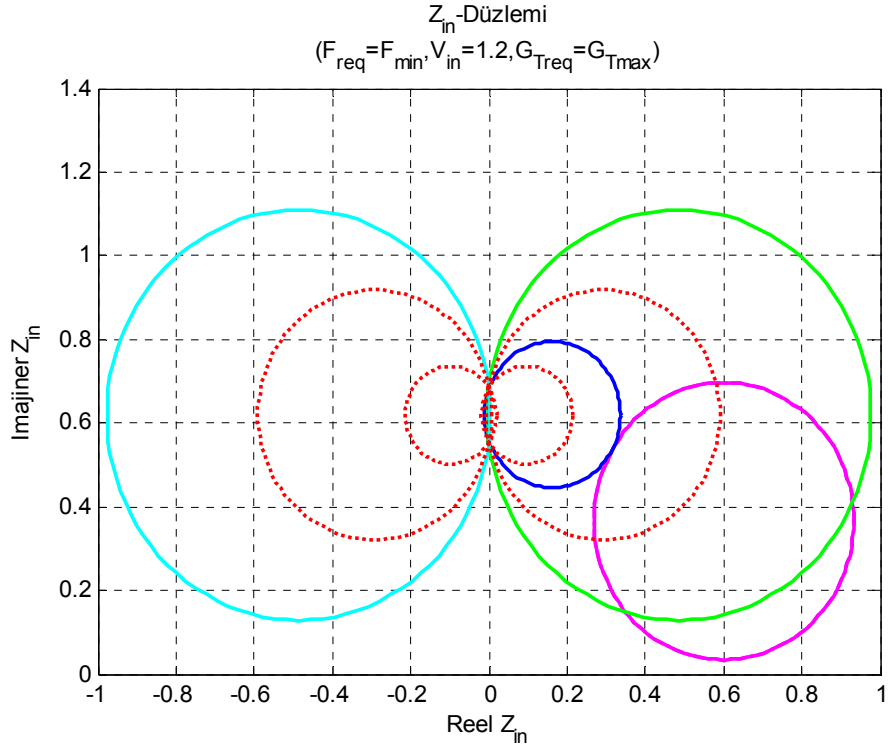
Şekil 11.20 NE3511S02 Transistörü için 14 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{in} -düzleminde gösterimi



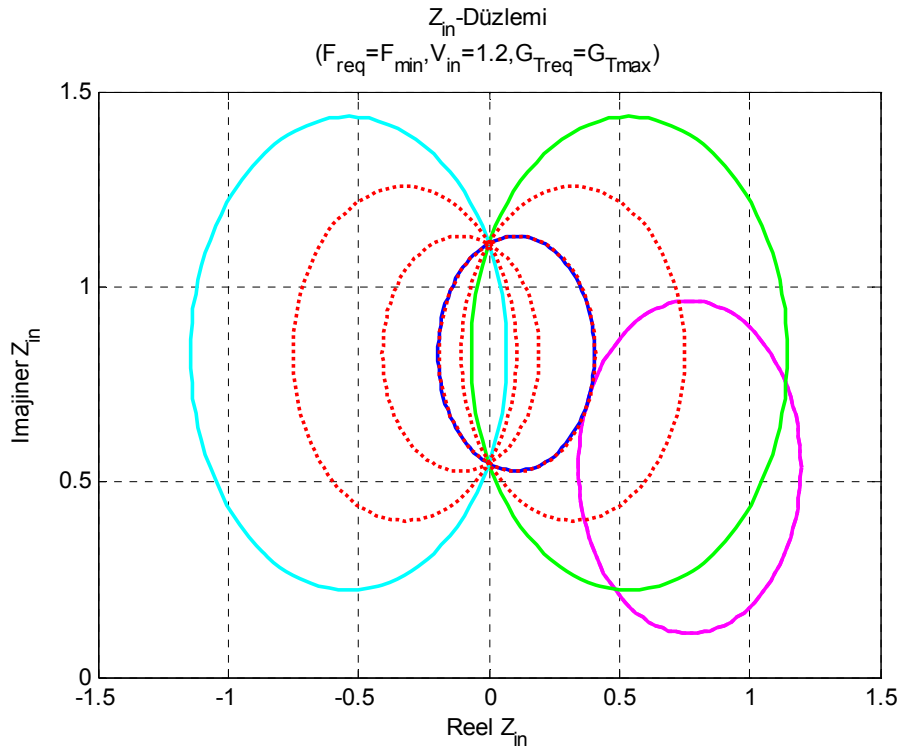
Şekil 11.21 NE3511S02 Transistörü için 15 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{in} -düzleminde gösterimi



Şekil 11.22 NE3511S02 Transistörü için 16 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{in} -düzleminde gösterimi



Şekil 11.23 NE3511S02 Transistörü için 17 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{in} -düzleminde gösterimi



Şekil 11.24 NE3511S02 Transistörü için 18 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{in} -düzleminde gösterimi

11.1.2 Çıkış VSWR ile sınırlandırılmış Bir Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin “Gerçeklenebilir Tasarım Uzaı” nın Tayini

11.1.2.1 NE3511S02 Transistörü ile Kuvvetlendirici Tasarım Uzaı

NE3511S02 transistörünün $V_{DS}=2V$, $I_{DS}=5\text{ mA}$, kutuplaması için $F_{req}=F_{min}$ seçilmiş ve $V_{Out}=1$ sınırlaması içinde maksimum kazanç G_{Tmax} frekans değişimi Şekil 17.25’de verilmiştir. Buna göre “Tasarım Hedef Uzaı” olarak $G_{Tmax}-f$ değişim eğrisinden $F_{req}=F_{min}$, $V_{Out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ band genişliği $B=8-18GHz$ belirlenmiştir. Ayrıca bu performans hedeflerini gerçekleyen kaynak Z_S ve yük Z_L sonlandırmaları da Çizelge 11.4’de verilmiştir.

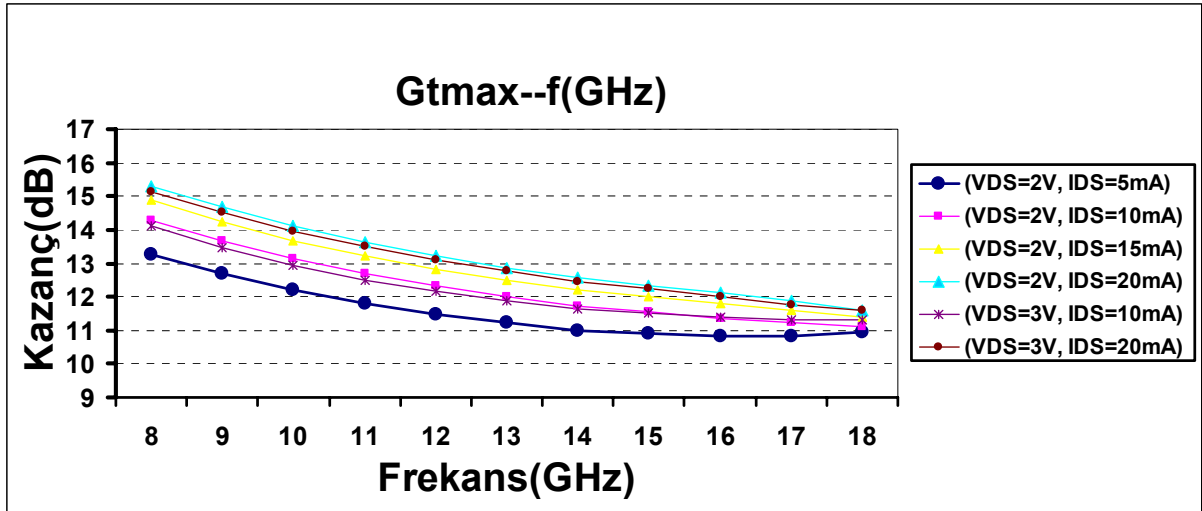
Transistörün Ad: NE3511S02

Kutuplama Koşulu: $V_{DS}=2V$, $I_{DS}=5\text{ mA}$

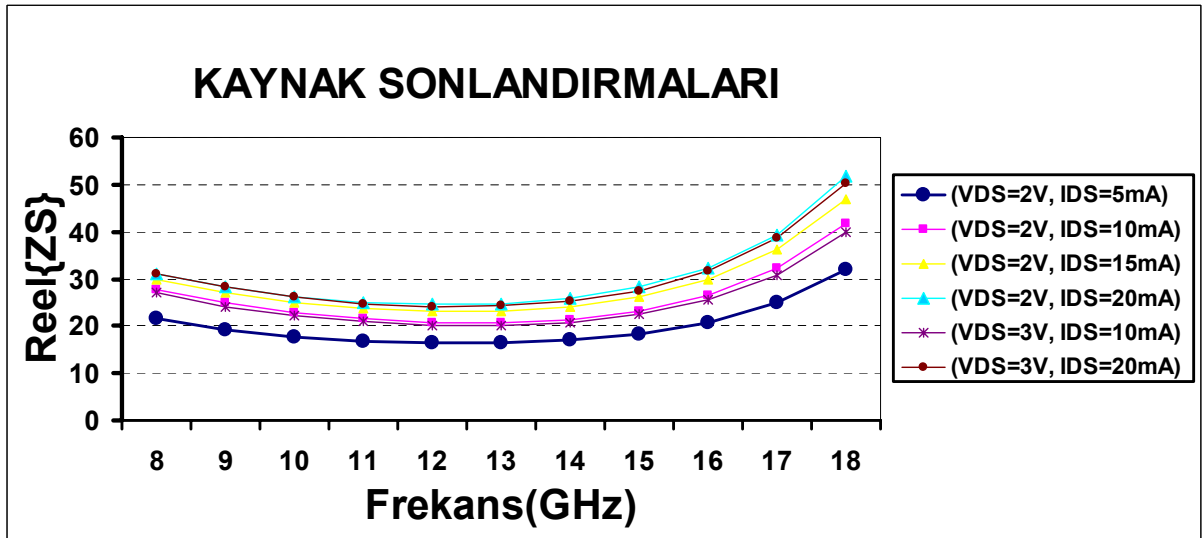
Çalışma Band: 8-18 GHz

Çizelge 11.3 NE3511S02 Transistörünün farklı kutuplamaları için $G_{Tmax}(f)$ Değişimi

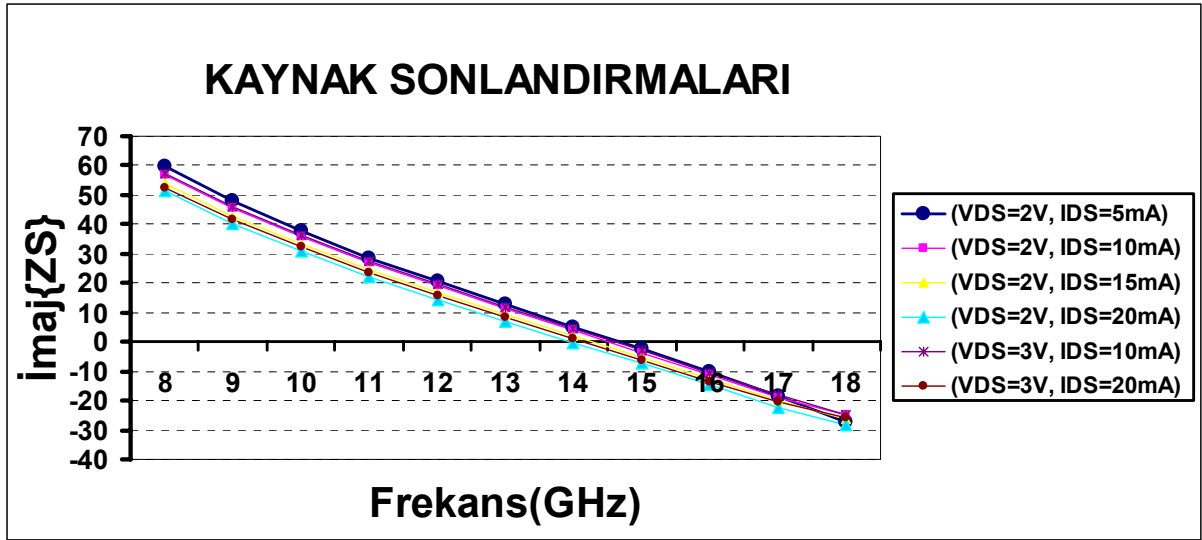
	($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=5mA$)	($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=10mA$)	($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=15mA$)	($V_{DS}=2V$, $I_{DS}=20mA$)	($V_{DS}=3V$, $I_{DS}=10mA$)	($V_{DS}=3V$, $I_{DS}=20mA$)
f(GHz)	$G_{Tmax}(dB)$	$G_{Tmax}(dB)$	$G_{Tmax}(dB)$	$G_{Tmax}(dB)$	$G_{Tmax}(dB)$	$G_{Tmax}(dB)$
8	13,25	14,29	14,89	15,30	14,10	15,15
9	12,71	13,67	14,25	14,68	13,47	14,51
10	12,22	13,13	13,68	14,10	12,95	13,95
11	11,81	12,68	13,23	13,63	12,51	13,49
12	11,48	12,31	12,83	13,22	12,16	13,12
13	11,23	11,99	12,49	12,87	11,88	12,77
14	11,00	11,71	12,20	12,56	11,64	12,46
15	10,90	11,55	11,99	12,34	11,53	12,24
16	10,84	11,37	11,81	12,14	11,41	12,01
17	10,84	11,22	11,61	11,88	11,32	11,78
18	10,94	11,10	11,41	11,60	11,30	11,61



Şekil 11.25 NE3511S02 Transistörünün farklı kutuplamaları için $G_{Tmax}(f)$ Değişimi

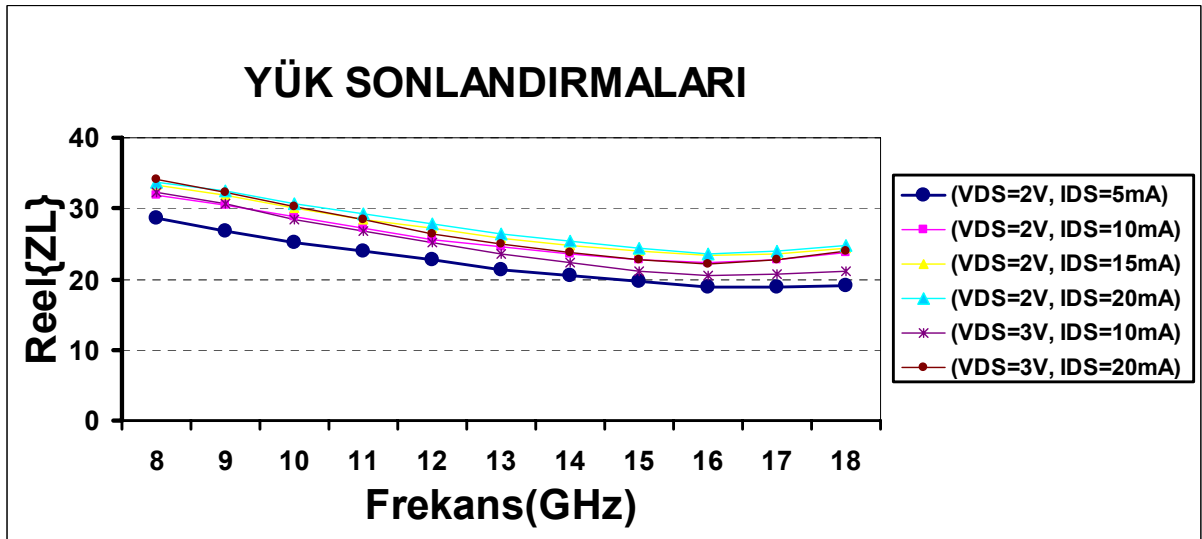


(a)

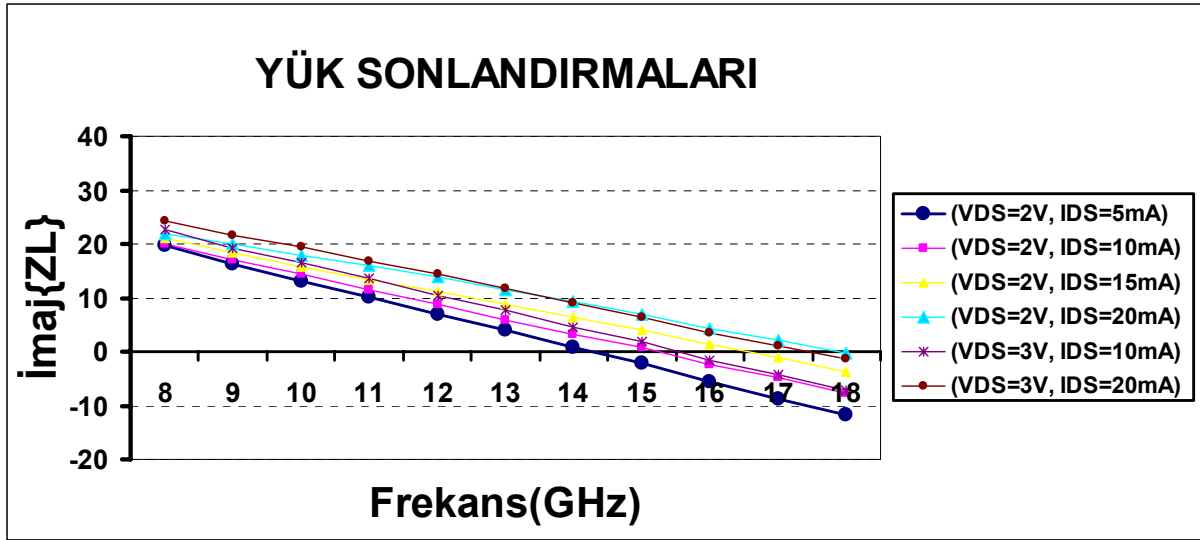


(b)

Şekil 11.26 (a), (b) NE3511S02 Transistörü için $F_{\text{req}} = F_{\text{min}}$, $V_{\text{Out}}=1$, $G_{\text{Treq}} = G_{\text{Tmax}}$ uyumlu üçlülerinin kaynak sonlandırma fonksiyonları



(a)



(b)

Şekil 11.27 (a), (b) NE3511S02 Transistörü için $F_{req} = F_{min}$, $V_{Out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin yük sonlandırma fonksiyonları

11.1.2.2 Çıkış Kat Transistörü için “Performans Karakterizasyonu”nun Optimizasyon Problemi Olarak Kurulması

Bu çalışmada hızlı ve verimli olan Parçacık Sürüsü Optimizasyonu kullanılmıştır. Optimizasyon problemi bu ifadelerin sağlamalarıyla teşkil edilmiştir;

$F_{req}-F(R_S, X_S) = 0$, $V_{Outreq} - V_{Out}(R_S, X_S, R_L, X_L) = 0$ ve $G_{Tmax}-G_T(R_S, X_S, R_L, X_L) = 0$ bu ifadeler minimize edilerek hedefe ulaşılmıştır.

Objektif fonksiyon $= |F_{req} - F_{min}| + |V_{Out} - 1| + |e^{-G_T}|$ teşkil edilmiştir. Burada gürültü ve giriş VSWR değerleri bizim sağlamasını istediğimiz değerlere minimize edilirken, kazanç değeri paydada üstel olacağı için $|e^{-G_T}|$ değeri minimize kazanç maksimize edilmiştir.

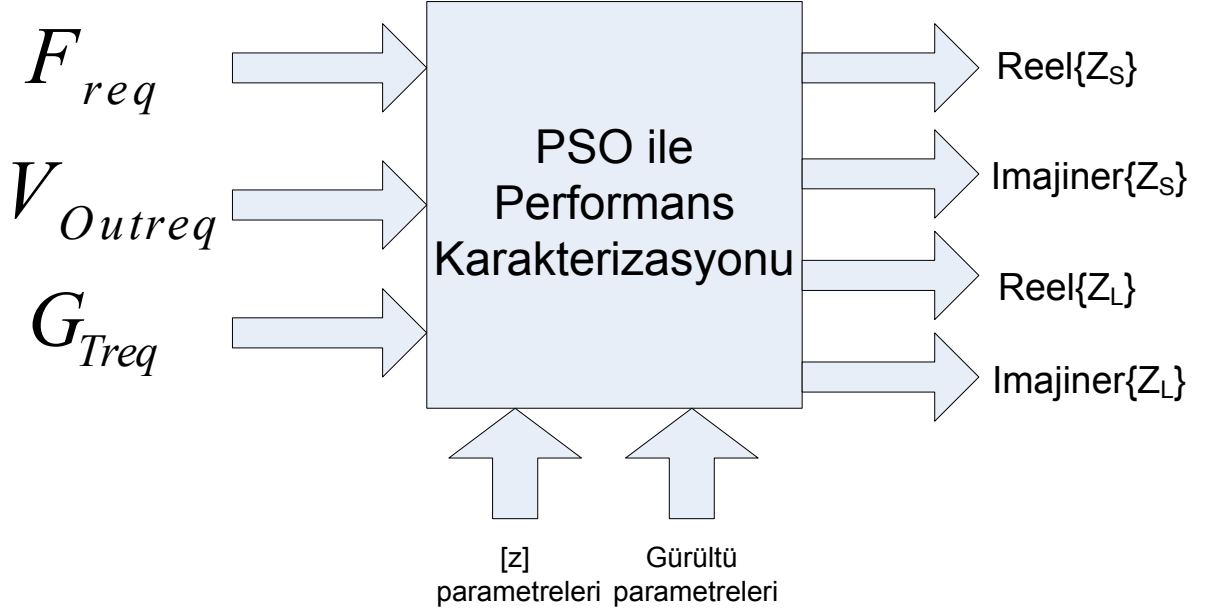
Parçacık Sürüsü Optimizasyonu program içeriğinde kullandığımız fonksiyonlar;

$$F\{Z_S\} = F_{min} + \frac{R_n}{|Z_{opt}|^2} \frac{|Z_s - Z_{opt}|^2}{R_s} \quad [11.14]$$

$$V_{out} = \frac{1 + |\rho_{out}|^2}{1 - |\rho_{out}|^2} \Leftrightarrow |\rho_{out}| = \left| \frac{Z_{out} - Z_L^*}{Z_{out} + Z_L} \right| \Leftrightarrow Z_{out} = z_{22} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{11} + Z_S} \quad [11.15]$$

$$G_T\{Z_S, Z_L\} = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{4.R_S.R_L|z_{21}|^2}{|(z_{11} + Z_S)(z_{22} + Z_L) - z_{12} \cdot z_{21}|^2} \quad [11.16]$$

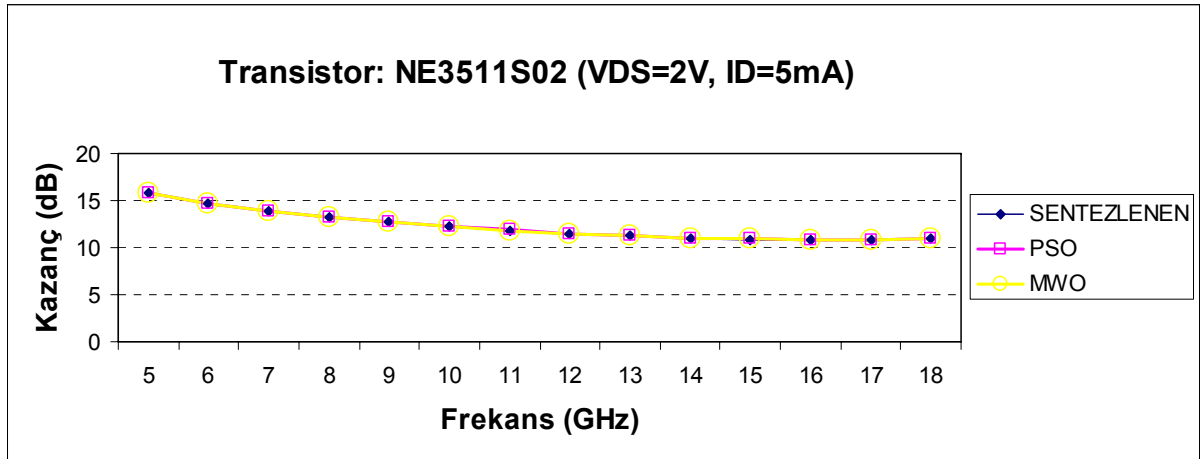
Gürültü, çıkış VSWR ve kazanç denklemleri alınır.



Şekil 11.28 Parçacık Sürüş Optimizasyonu'nun çıkış-kat transistörü için programlama kutusu

Yukarıdaki blok diyagramdan görüldüğü üzere, Gürültü, giriş VSWR ve kazanç denklemleri ile transistörün [z] ve [N] gürültü parametreleri girilir. Program değişkenleri ise transistörün kaynak ve yük empedans değerlerinin, reel ve imajiner kısımları olarak 4 boyutludur.

Programda maksimum iterasyon sayısı 200, parçacık sayısı 50 alınmıştır. Kullanılan bilgisayar Pentium 4 CPU, 3GHz Processor, 512 MB RAM. Bu bilgisayarla program 6-9 saniye arasında sonuç vermiştir.



Şekil 11.29 NE3511S02 Transistörünün 2V, 5mA kutuplaması için $G_{Tmax}(f)$ Değişiminin farklı metodlarla sağlamaları

Çizelge 11.4 NE3511S02 Transistörünün 2V-5mA kutuplaması için “Performans Karakterizasyonu” programının $G_{Tmax}(f)$ Değişimi, $F_{min}(f)$, kaynak ve yük sonlandırması empedans değerleri

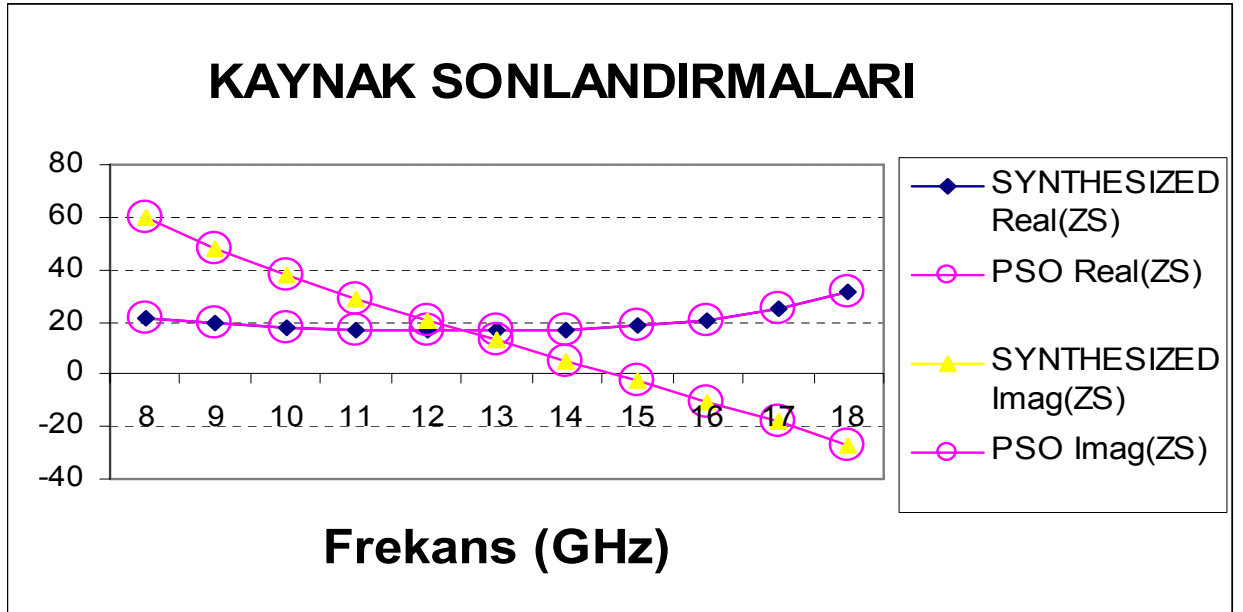
PERFORMANS KARAKTERİZASYONU							
f(GHz)	Mod(ROut)	$F_{req}(dB)=F_{min}$	$G_{Tmax}(dB)$	$Reel\{Z_L\}$	$İmaj\{Z_L\}$	$Reel\{Z_S\}$	$İmaj\{Z_S\}$
5	0	0,29	15,807	34,970	30,267	38,493	116,014
6	0	0,29	14,700	33,736	26,945	30,198	92,289
7	0	0,29	13,914	30,743	23,120	25,033	74,228
8	0	0,30	13,214	28,758	19,697	21,633	59,946
9	0	0,31	12,681	26,935	16,246	19,226	48,026
10	0	0,33	12,192	25,308	13,028	17,746	37,882
11	0	0,36	11,788	24,039	10,025	16,765	28,833
12	0	0,40	11,458	22,714	6,944	16,308	20,649
13	0	0,44	11,212	21,387	3,823	16,352	12,866
14	0	0,48	10,979	20,514	0,749	16,970	5,323
15	0	0,54	10,882	19,706	-2,224	18,348	-2,231
16	0	0,60	10,824	19,053	-5,656	20,845	-10,053
17	0	0,66	10,829	18,958	-8,776	25,015	-18,286
18	0	0,74	10,921	19,122	-11,821	32,100	-26,900

Çizelge 11.5 NE3511S02 Transistörünün 2V-5mA kutuplaması için Parçacık Sürü Optimizasyonu programının $G_{Tmax}(f)$ Değişimi, $F_{min}(f)$, kaynak ve yük sonlandırması empedans değerleri

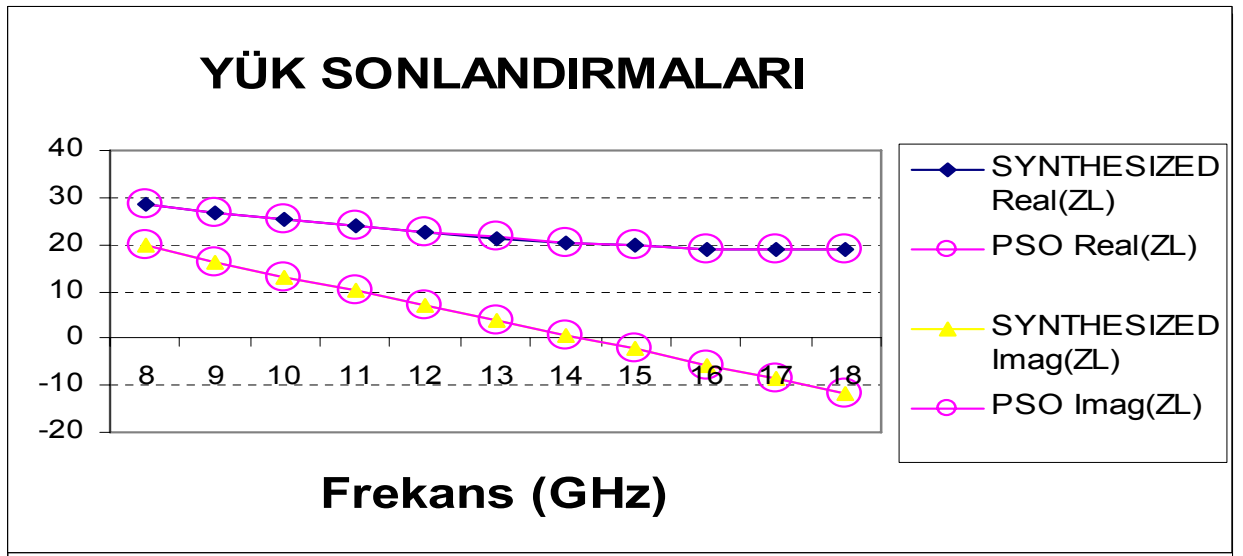
Parçacık Sürü Optimizasyonu							
f(GHz)	Mod(ROut)	$F_{req}(dB)=F_{min}$	$G_{Tmax}(dB)$	Reel$\{Z_L\}$	İmaj$\{Z_L\}$	Reel$\{Z_S\}$	İmaj$\{Z_S\}$
5	0	0,29	15,816	34,884	30,256	38,527	116,664
6	0	0,29	14,699	33,662	26,849	30,191	92,334
7	0	0,29	13,895	31,001	23,022	25,0621	74,229
8	0	0,30	13,214	28,758	19,697	21,633	59,946
9	0	0,31	12,731	26,890	16,340	19,291	47,831
10	0	0,33	12,210	25,248	13,121	17,800	37,737
11	0	0,36	11,871	23,980	10,103	16,807	28,770
12	0	0,40	11,512	22,659	7,015	16,340	20,502
13	0	0,44	11,242	21,530	3,921	16,412	12,760
14	0	0,48	10,999	20,456	0,818	16,998	5,263
15	0	0,54	10,901	19,679	-2,167	18,431	-2,401
16	0	0,60	10,840	18,979	-5,610	20,780	-10,230
17	0	0,66	10,854	18,859	-8,737	24,888	-18,471
18	0	0,74	10,942	19,000	-11,803	31,892	-27,107

Çizelge 11.6 NE3511S02 Transistörünün 2V-5mA kutuplaması için Simülasyon programının $G_{Tmax}(f)$ Değişimi, $F_{min}(f)$, kaynak ve yük sonlandırması empedans değerleri

Simülasyon Programı							
f(GHz)	Mod(ROut)	$F_{req}(dB)=F_{min}$	$G_{Tmax}(dB)$	Reel$\{Z_L\}$	İmaj$\{Z_L\}$	Reel$\{Z_S\}$	İmaj$\{Z_S\}$
5	0	0,29	15,807	34,970	30,267	38,493	116,014
6	0	0,29	14,7	33,736	26,945	30,198	92,289
7	0	0,29	13,925	30,743	23,120	25,033	74,228
8	0	0,30	13,248	28,758	19,697	21,633	59,946
9	0,07	0,31	12,712	26,935	16,246	19,226	48,026
10	0	0,33	12,219	25,308	13,028	17,746	37,882
11	0	0,364	11,812	24,039	10,025	16,765	28,833
12	0,0718	0,40	11,479	22,714	6,944	16,308	20,649
13	0	0,44	11,232	21,387	3,823	16,352	12,866
14	0	0,48	10,996	20,514	0,749	16,970	5,323
15	0	0,54	10,896	19,706	-2,224	18,348	-2,231
16	0	0,60	10,838	19,053	-5,656	20,845	-10,053
17	0	0,66	10,838	18,958	-8,776	25,015	-18,286
18	0	0,74	10,940	19,122	-11,821	32,100	-26,900



Şekil 11.30 NE3511S02 Transistörü için $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin kaynak sonlandırma fonksiyonlarının Parçacık Sürü Optimizasyonu ile sağlanması

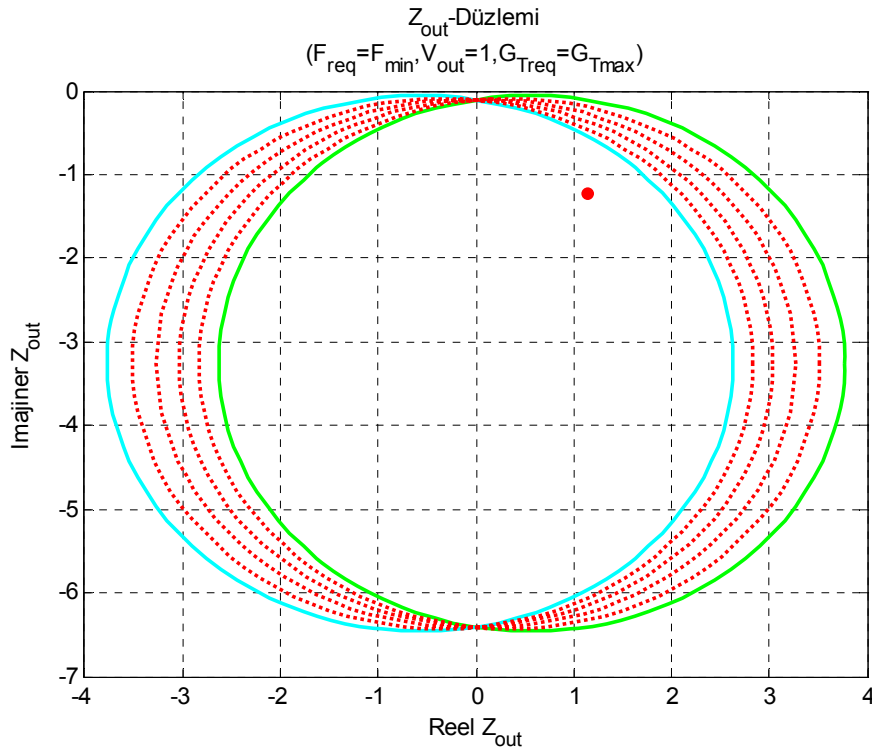


Şekil 11.31 NE3511S02 Transistörü için $F_{req} = F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin yük sonlandırma fonksiyonlarının Parçacık Sürü Optimizasyonu ile sağlanması

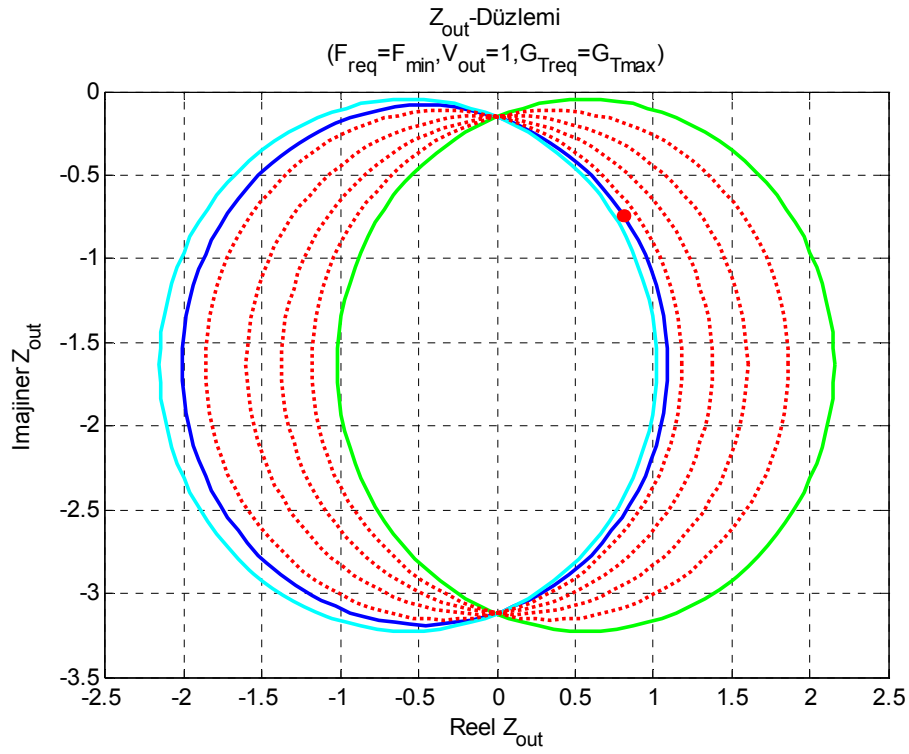
11.1.2.3 NE3511S02 Transistörü için “Performans Karakterizasyonu” programının grafiksel sonuçları

Aşağıdaki grafiklerde çözüm bölgeleri teşkil edilmiş ve bizim bu koşullarda elde edebileceğimiz çözüm takımlarını sağlayıp sağlamadığını gösteren grafiklerdir. İlk grafik bize 2GHz için çözüm bölgesi olmadığını gösterirken ikinci grafikte 4GHz ve sonrası için çözümün olduğunu göstermektedir.

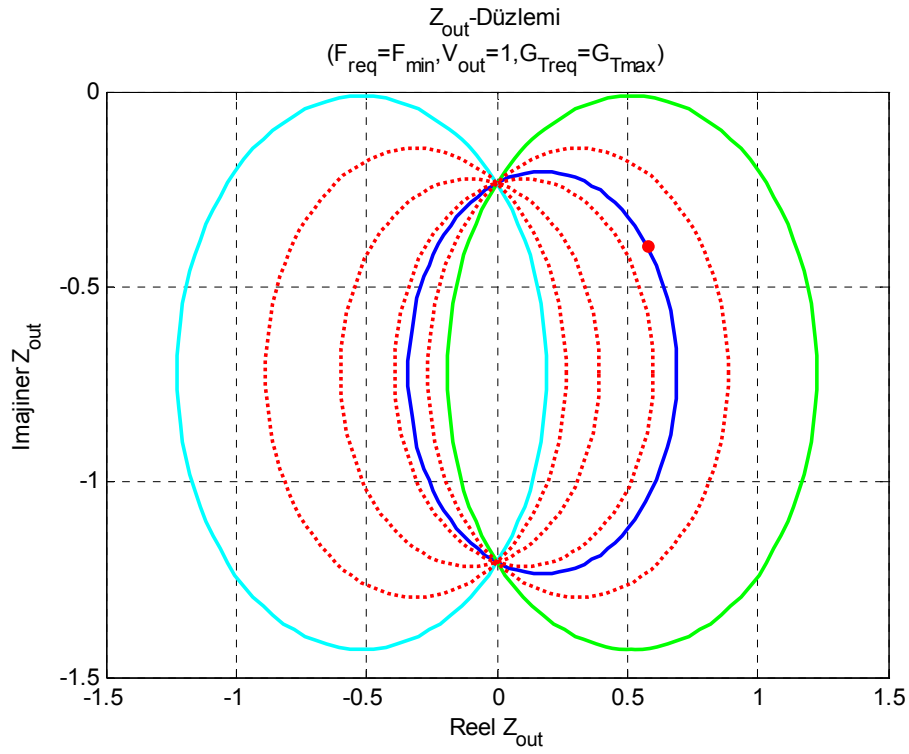
Çözüm Bölgesi; Turkuaz renkli çember, kompleks eşlenik yük kararlılık çemberidir. Yeşil renkli çember, kazancın 0 olduğu çemberdir. Kırmızı nokta, gürültü çemberidir. Mavi çember, çözüm olunca oluşacak ve hedefleri sağlayan kazanç çemberi olacaktır.



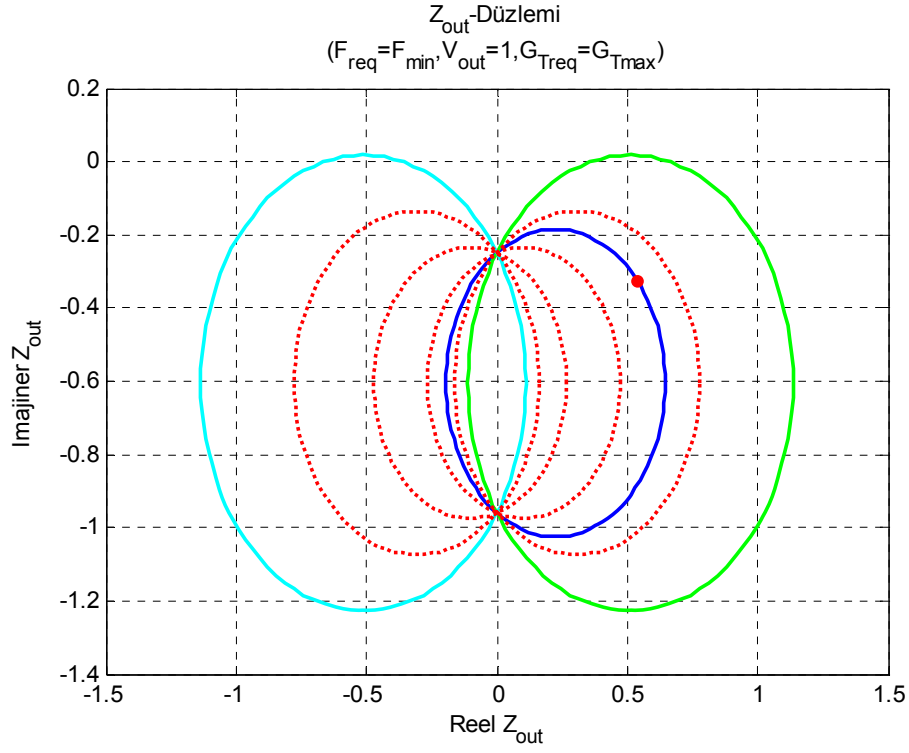
Şekil 11.32 NE3511S02 Transistörü için 2 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi



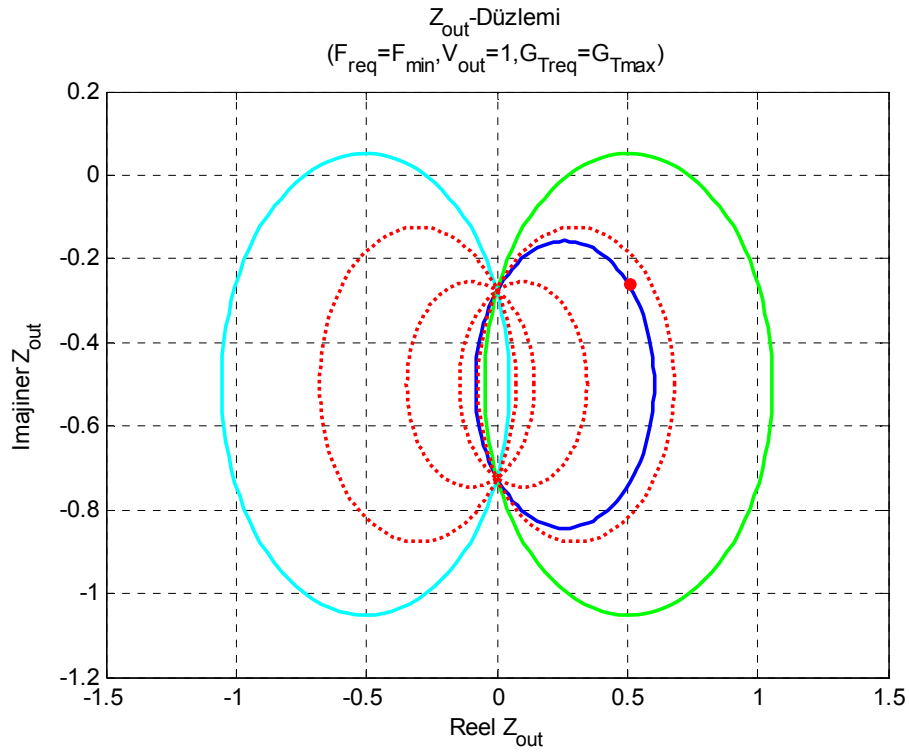
Şekil 11.33 NE3511S02 Transistörü için 4 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



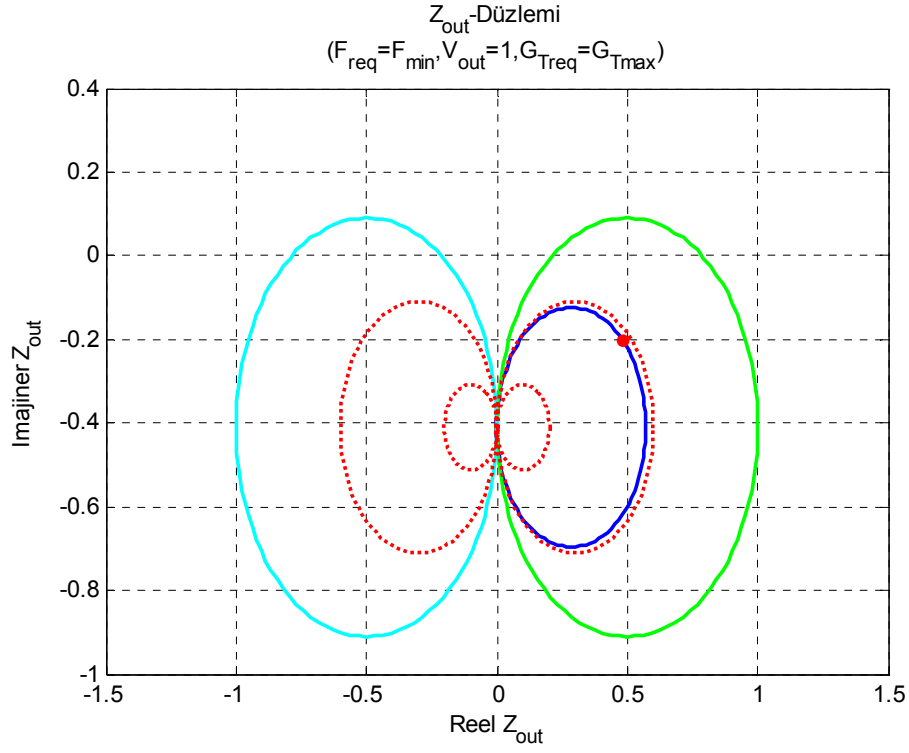
Şekil 11.34 NE3511S02 Transistörü için 8 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



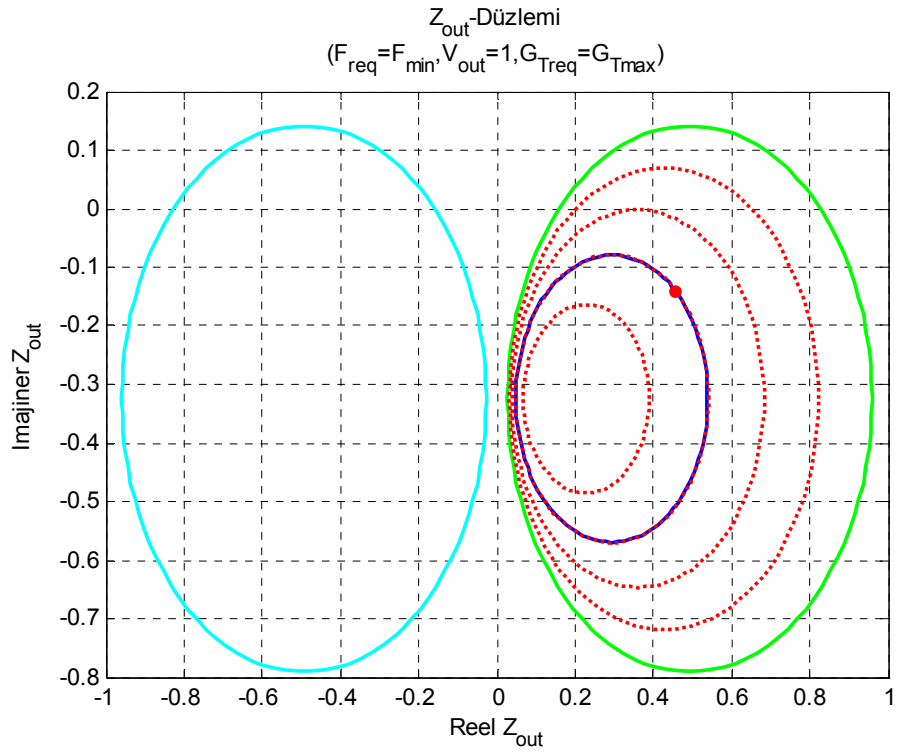
Şekil 11.35 NE3511S02 Transistörü için 9 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



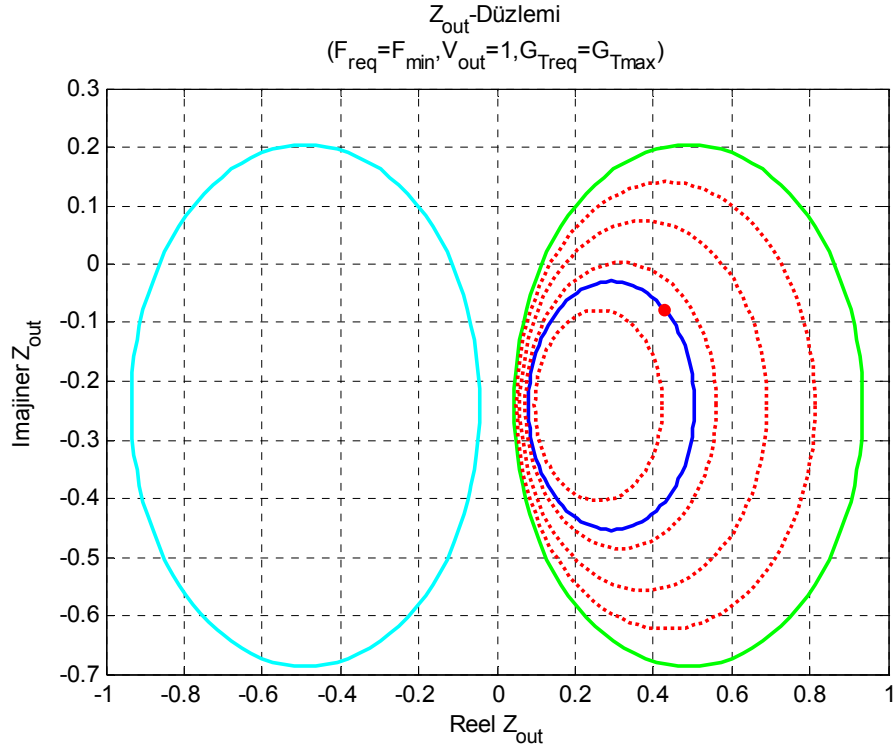
Şekil 11.36 NE3511S02 Transistörü için 10 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



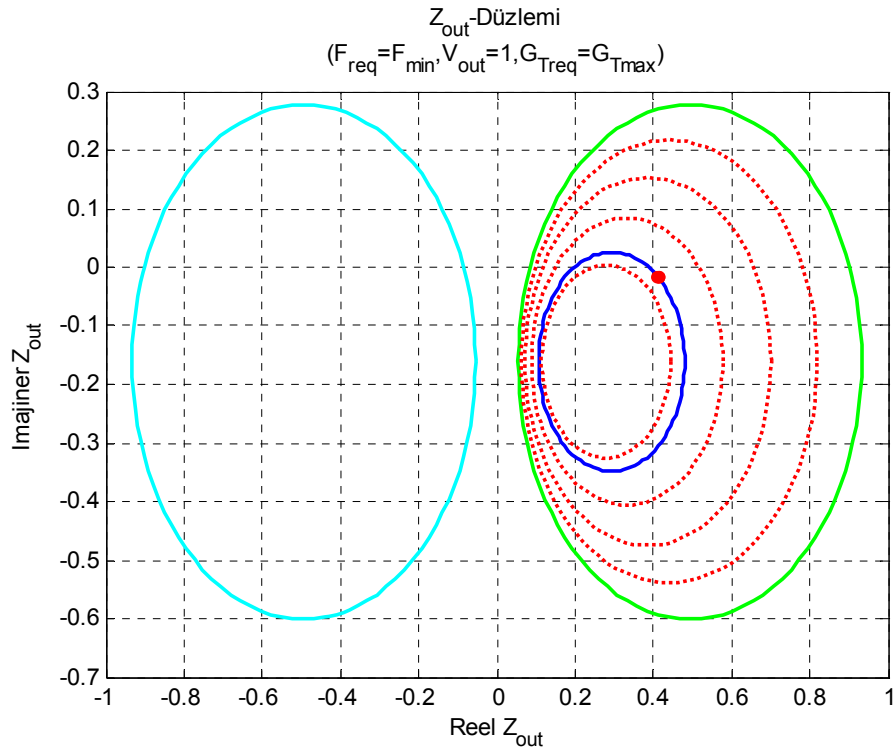
Şekil 11.37 NE3511S02 Transistörü için 11 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



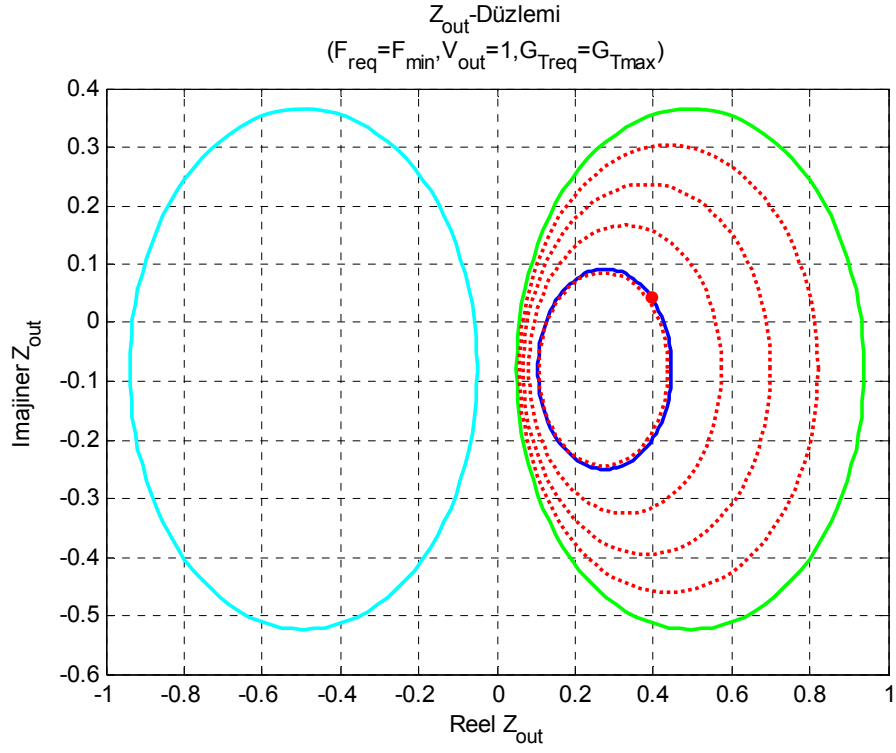
Şekil 11.38 NE3511S02 Transistörü için 12 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



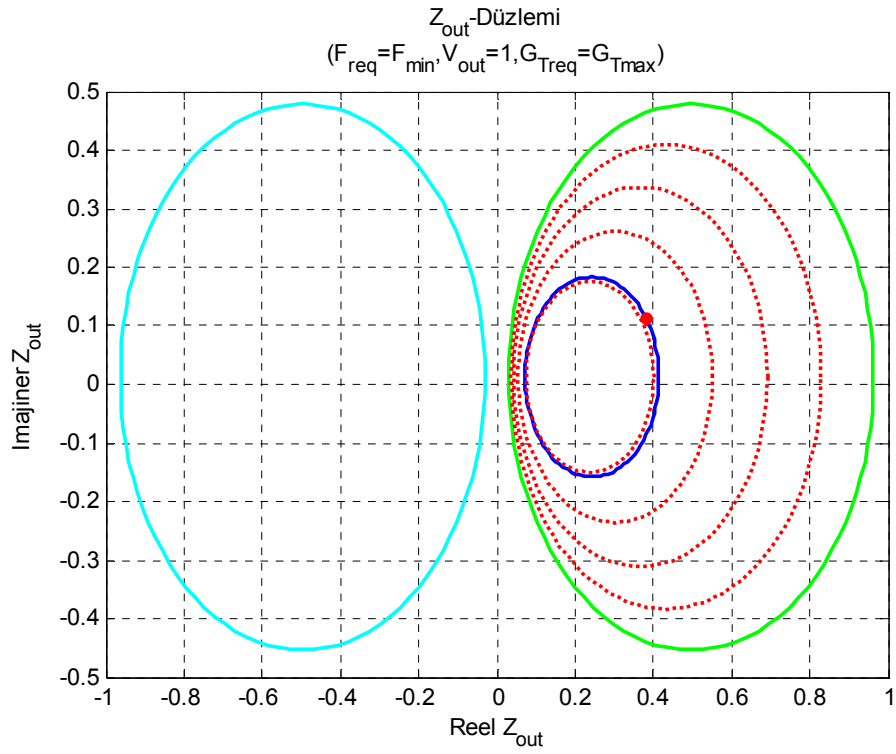
Şekil 11.39 NE3511S02 Transistörü için 13 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi



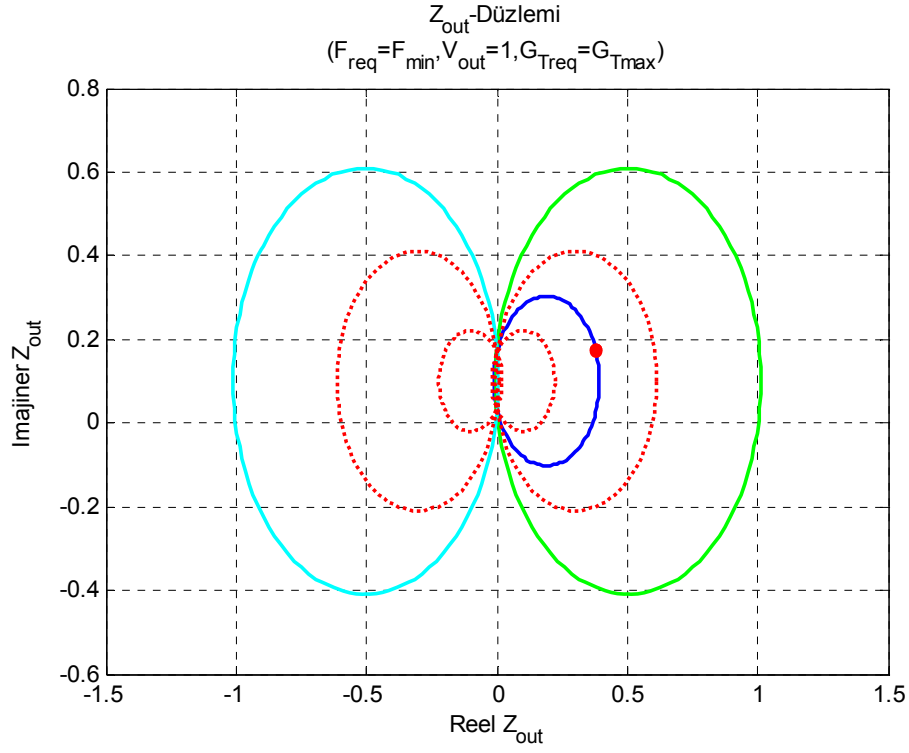
Şekil 11.40 NE3511S02 Transistörü için 14 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi



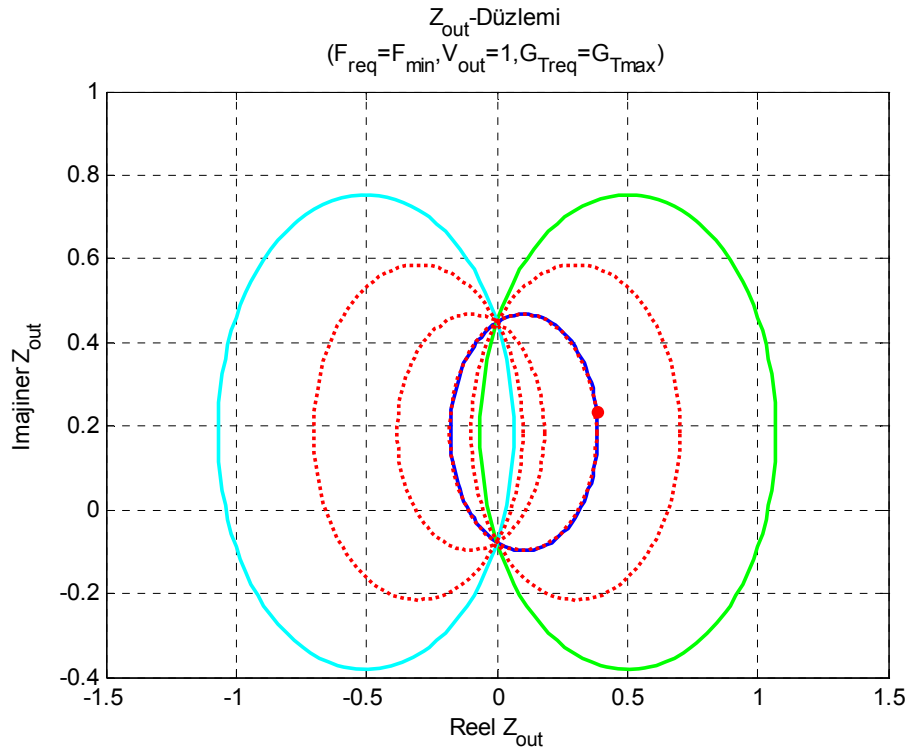
Şekil 11.41 NE3511S02 Transistörü için 15 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



Şekil 11.42 NE3511S02 Transistörü için 16 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



Şekil 11.43 NE3511S02 Transistörü için 17 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



Şekil 11.44 NE3511S02 Transistörü için 18 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi

11.1.3 Çıkış VSWR ile sınırlandırılmış ve Sabit Gürültülü Bir Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin “Gerçeklenebilir Tasarım Uzaı” nın Tayini

11.1.3.1 NE3511S02 Transistörü ile Kuvvetlendirici Tasarım Uzaı

NE3511S02 transistörünün $V_{DS}=2V$, $I_{DS}=5\text{ mA}$, kutuplaması için $F_{req}=0.8\text{ dB}$ seçilmiş ve $V_{Out}=1$ sınırlaması içinde maksimum kazanç G_{Tmax} frekans değişimi Çizelge 11.7’de verilmiştir. Buna göre “Tasarım Hedef Uzaı” olarak Çizelge 11.7’de ki $G_{Tmax} -f$ değişim eğrisinden $F_{req}=0.8\text{ dB}$, $V_{Out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ band genişliği $B=8-18\text{GHz}$ belirlenmiştir. Ayrıca bu performans hedeflerini gerçekleyen kaynak Z_S ve yük Z_L sonlandırmaları da Çizelge 11.7’de verilmiştir.

Çizelge 11.7 NE3511S02 Transistörünün 2V-5mA kutuplaması için “Performans Karakterizasyonu” programının $G_{Tmax}(f)$ değişimi, $F_{req}(f)=0.8\text{ dB}$, kaynak ve yük sonlandırması empedans değerleri

$f(\text{GHz})$	V_{Outreq}	$F_{req}(\text{dB})$ $=F_{min}$	$G_{Tmax}(\text{dB})$	$\text{Reel}\{Z_L\}$	$\text{İmaj}\{Z_L\}$	$\text{Reel}\{Z_S\}$	$\text{İmaj}\{Z_S\}$
8	1	0,8	13,9797	25,915	21,838	21,825	54,566
8,5	1	0,8	13,6615	25,456	19,898	20,573	48,810
9	1	0,8	13,3519	24,600	18,174	19,521	43,459
9,5	1	0,8	13,0320	24,079	16,398	18,770	38,549
10	1	0,8	12,7705	23,415	14,753	18,097	33,905
10,5	1	0,8	12,5193	22,995	13,153	17,548	29,515
11	1	0,8	12,2838	22,478	11,591	17,115	25,300
11,5	1	0,8	12,0838	21,802	9,969	16,806	21,320
12	1	0,8	11,8823	21,402	8,367	16,605	17,446
12,5	1	0,8	11,7319	20,766	6,590	16,492	13,635
13	1	0,8	11,5660	20,259	5,124	16,499	9,901
13,5	1	0,8	11,4456	19,762	3,647	16,606	6,156
14	1	0,8	11,2744	19,471	1,972	16,916	2,441
14,5	1	0,8	11,1939	19,151	0,264	17,312	-1,178
15	1	0,8	11,1182	18,672	-1,197	17,893	-4,917
15,5	1	0,8	11,0958	18,200	-3,074	18,663	-8,648
16	1	0,8	11,0202	17,955	-4,891	19,802	-12,475
16,5	1	0,8	11,0075	17,924	-6,611	21,289	-16,392
17	1	0,8	11,0116	17,780	-8,324	23,345	-20,333
17,5	1	0,8	11,0432	17,861	-10,104	26,343	-24,364
18	1	0,8	11,0732	18,186	-11,653	30,426	-28,369

11.1.3.2 Çıkış Kat Transistörü için “Performans Karakterizasyonu”nun Optimizasyon Problemi Olarak Kurulması

Bu çalışmada hızlı ve verimli olan Parçacık Sürüsü Optimizasyonu kullanılmıştır. Optimizasyon problemi bu ifadelerin sağlamalarıyla teşkil edilmiştir;

$F_{\text{req}} - F(R_S, X_S) = 0$, $V_{\text{Outreq}} - V_{\text{Out}}(R_S, X_S, R_L, X_L) = 0$ ve $G_{\text{Tmax}} - G_T(R_S, X_S, R_L, X_L) = 0$ bu ifadeler minimize edilerek hedefe ulaşılmıştır.

Objektif fonksiyon $= |0.8 - F_{\text{min}}| + |V_{\text{Out}} - 1| + |e^{-G_T}|$ teşkil edilmiştir. Burada gürültü ve giriş VSWR değerleri bizim sağlamasını istediğimiz değerlere minimize edilirken, kazanç değeri paydada üstel olacağı için $|e^{-G_T}|$ değeri minimize kazanç maksimize edilmiştir.

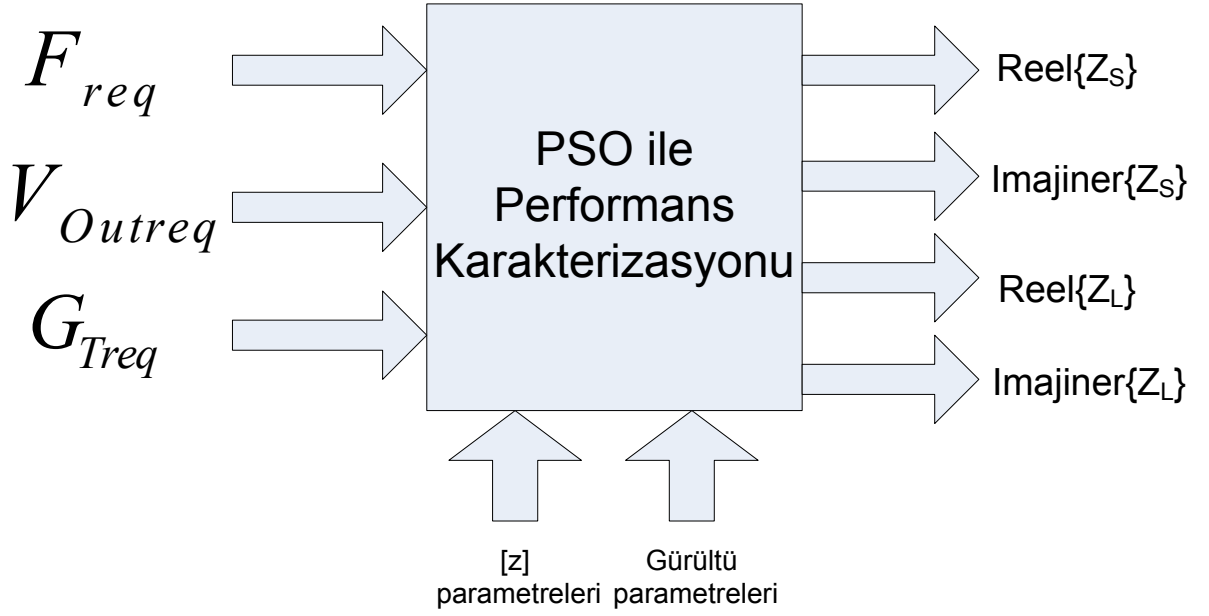
Parçacık Sürüsü Optimizasyonu program içeriğinde kullandığımız fonksiyonlar;

$$F\{Z_S\} = F_{\text{min}} + \frac{R_n}{|Z_{\text{opt}}|^2} \frac{|Z_s - Z_{\text{opt}}|^2}{R_s} \quad [11.17]$$

$$V_{\text{out}} = \frac{1 + |\rho_{\text{out}}|^2}{1 - |\rho_{\text{out}}|^2} \Leftrightarrow |\rho_{\text{out}}| = \left| \frac{Z_{\text{out}} - Z_L^*}{Z_{\text{out}} + Z_L} \right| \Leftrightarrow Z_{\text{out}} = z_{22} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{11} + Z_S} \quad [11.18]$$

$$G_T\{Z_S, Z_L\} = \frac{P_L}{P_{\text{AVS}}} = \frac{4 \cdot R_S \cdot R_L |z_{21}|^2}{|(z_{11} + Z_S)(z_{22} + Z_L) - z_{12} \cdot z_{21}|^2} \quad [11.19]$$

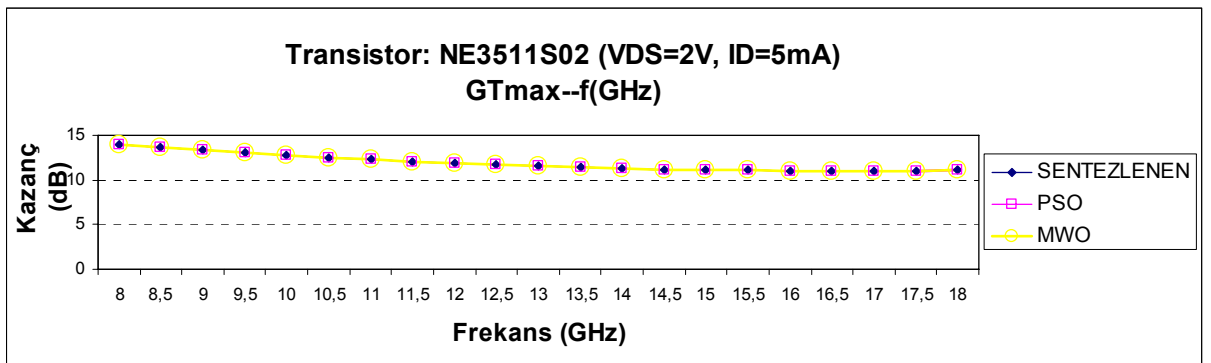
Gürültü, çıkış VSWR ve kazanç denklemleri alınır.



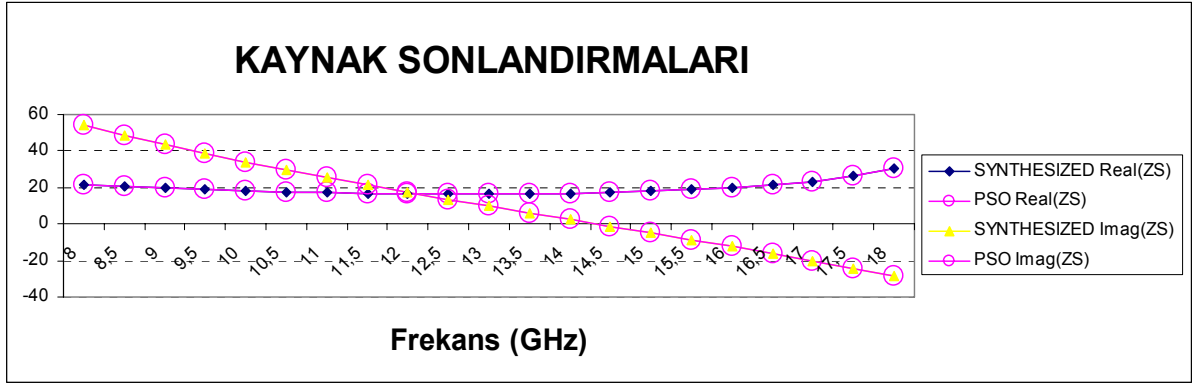
Şekil 11.45 Parçacık Sürüşü Optimizasyonu'nun çıkış-kat transistörü için programlama kutusu

Yukarıdaki blok diyagramdan görüldüğü üzere, Gürültü, giriş VSWR ve kazanç denklemleri ile transistörün [z] ve [N] gürültü parametreleri girilir. Program değişkenleri ise transistörün kaynak ve yük empedans değerlerinin, reel ve imajiner kısımları olarak 4 boyutludur.

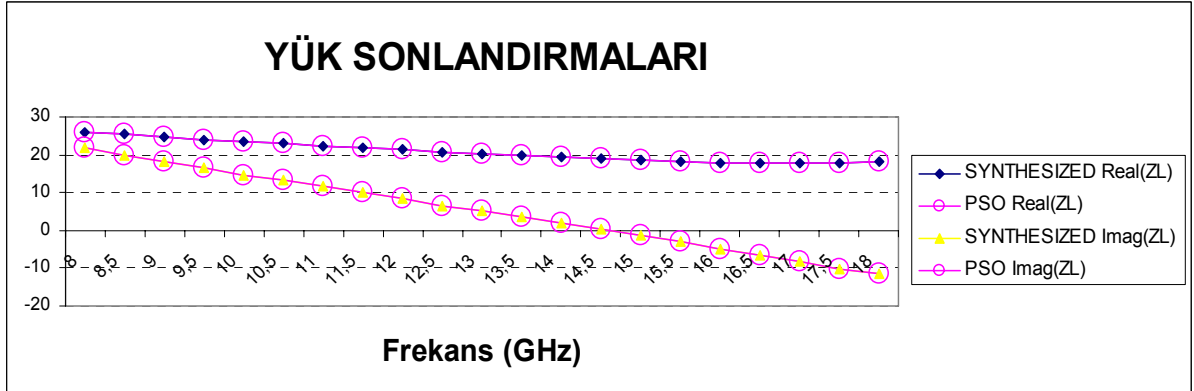
Programda maksimum iterasyon sayısı 200, parçacık sayısı 50 alınmıştır. Kullanılan bilgisayar Pentium 4 CPU, 3GHz Processor, 512 MB RAM. Bu bilgisayarla program 6-9 saniye arasında sonuç vermiştir.



Şekil 11.46 NE3511S02 Transistörünün 2V, 5mA kutuplaması için $G_{Tmax}(f)$ Değişiminin farklı metodlarla sağlamaları



Şekil 11.47 NE3511S02 Transistörü için $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin kaynak sonlandırma fonksiyonlarının Parçacık Sürü Optimizasyonu ile sağlanması

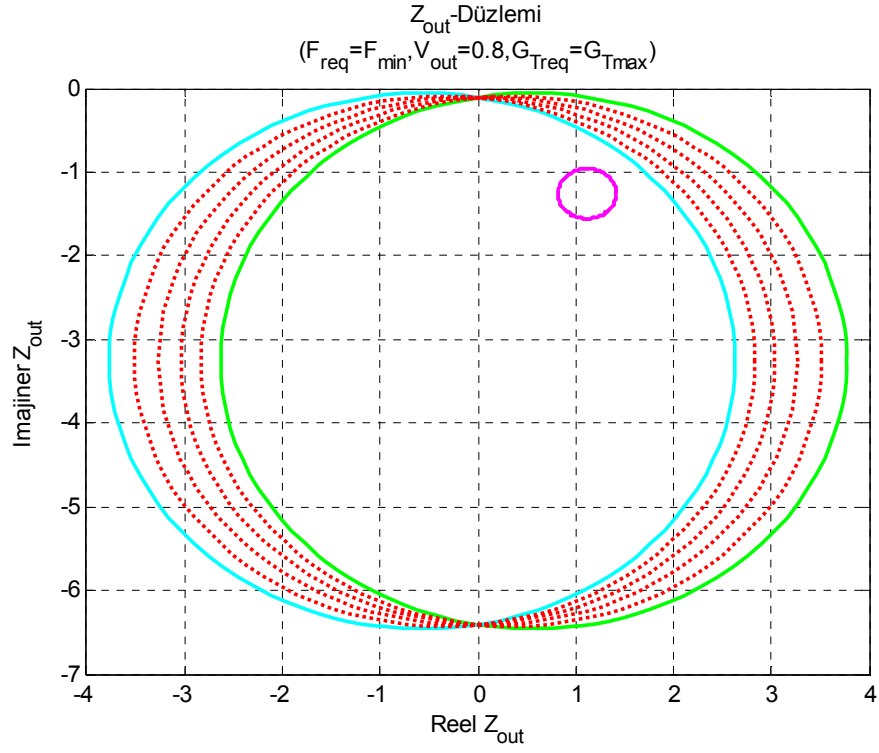


Şekil 11.48 NE3511S02 Transistörü için $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin yük sonlandırma fonksiyonlarının Parçacık Sürü Optimizasyonu ile sağlanması

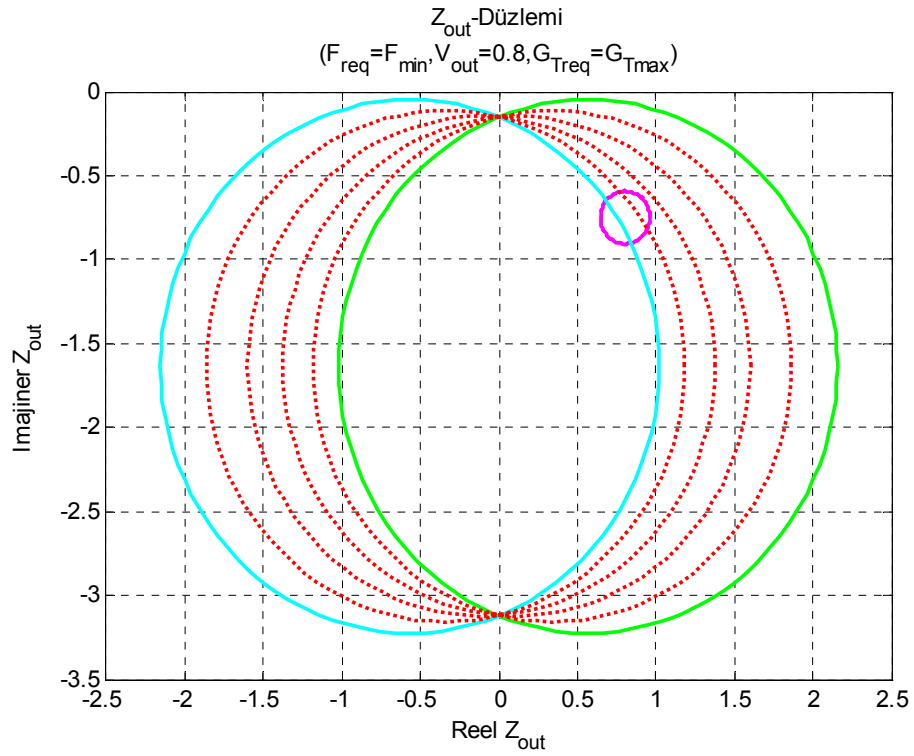
11.1.3.3 NE3511S02 Transistörü için “Performans Karakterizasyonu” programının grafiksel sonuçları

Aşağıdaki grafiklerde ise çözüm bölgeleri teşkil edilmiş ve bizim bu koşullarda elde edebileceğimiz çözüm takımlarını sağlayıp sağlamadığını gösteren grafiklerdir. İlk grafik bize 2 GHz için çözüm bölgesi olmadığını gösterirken ikinci grafikteki 8 GHz ve sonraki frekanslar için çözümün olduğunu göstermektedir.

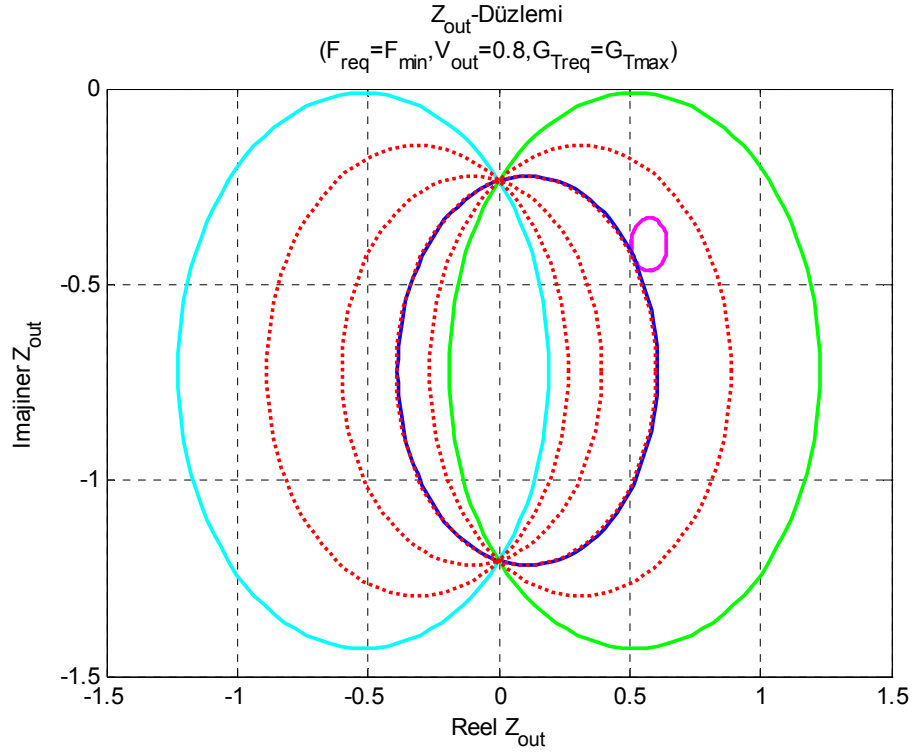
Çözüm Bölgesi; Turkuaz renkli çember, kompleks eşlenik yük kararlılık çemberidir. Yeşil renkli çember, kazancın 0 olduğu çemberdir. Pembe çember, gürültü çemberidir. Mavi çember, çözüm olunca oluşacak ve hedefleri sağlayan kazanç çemberi olacaktır.



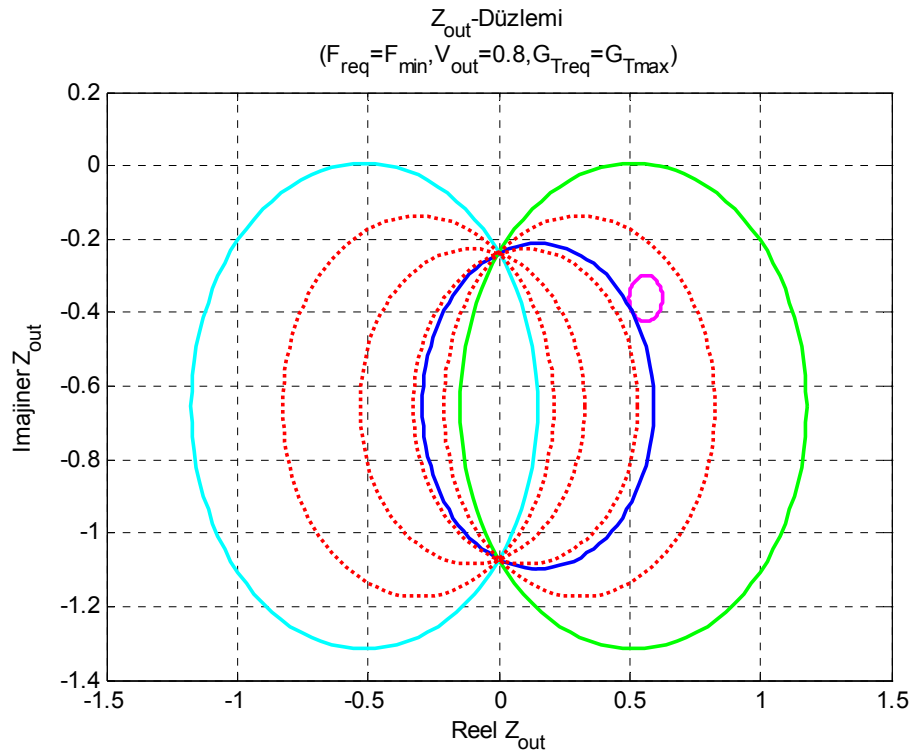
Şekil 11.49 NE3511S02 Transistörü için 2 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



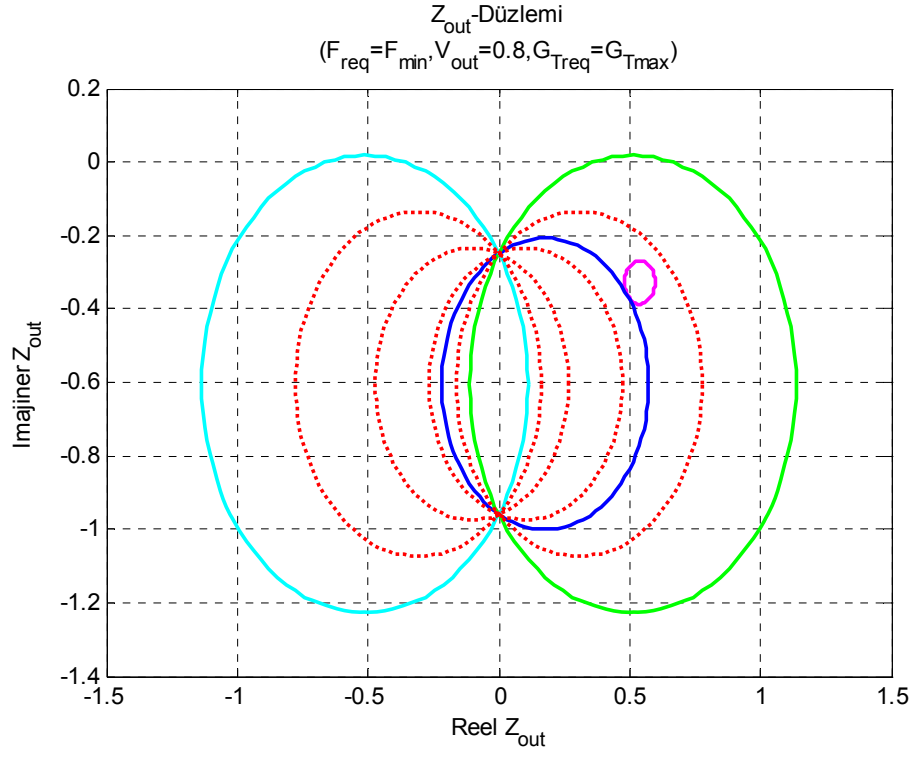
Şekil 11.50 NE3511S02 Transistörü için 2 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



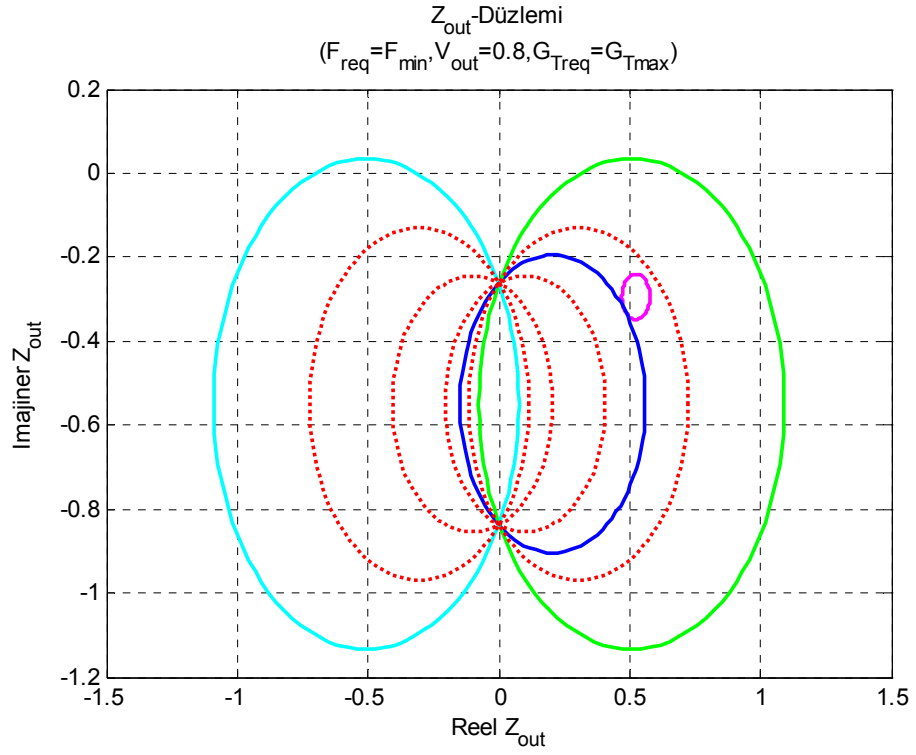
Şekil 11.51 NE3511S02 Transistörü için 8 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



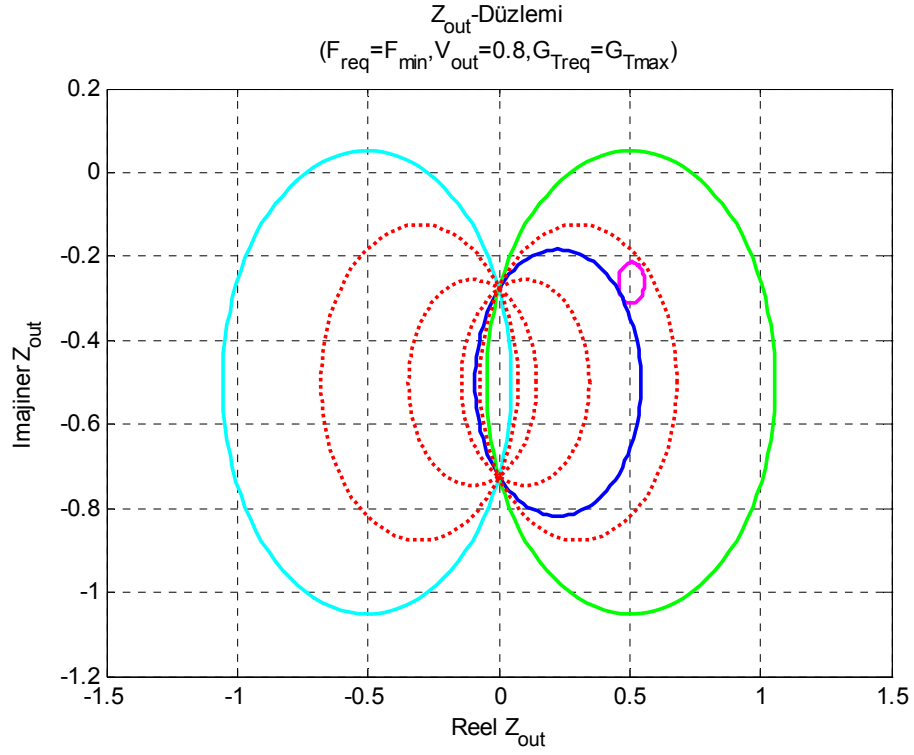
Şekil 11.52 NE3511S02 Transistörü için 8.5 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



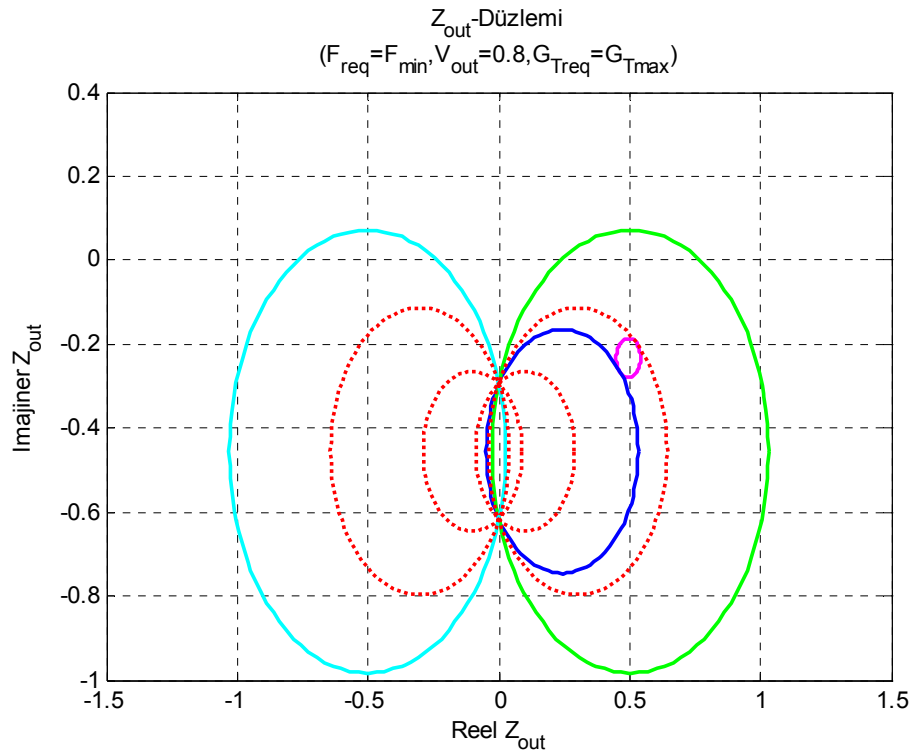
Şekil 11.53 NE3511S02 Transistörü için 9 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



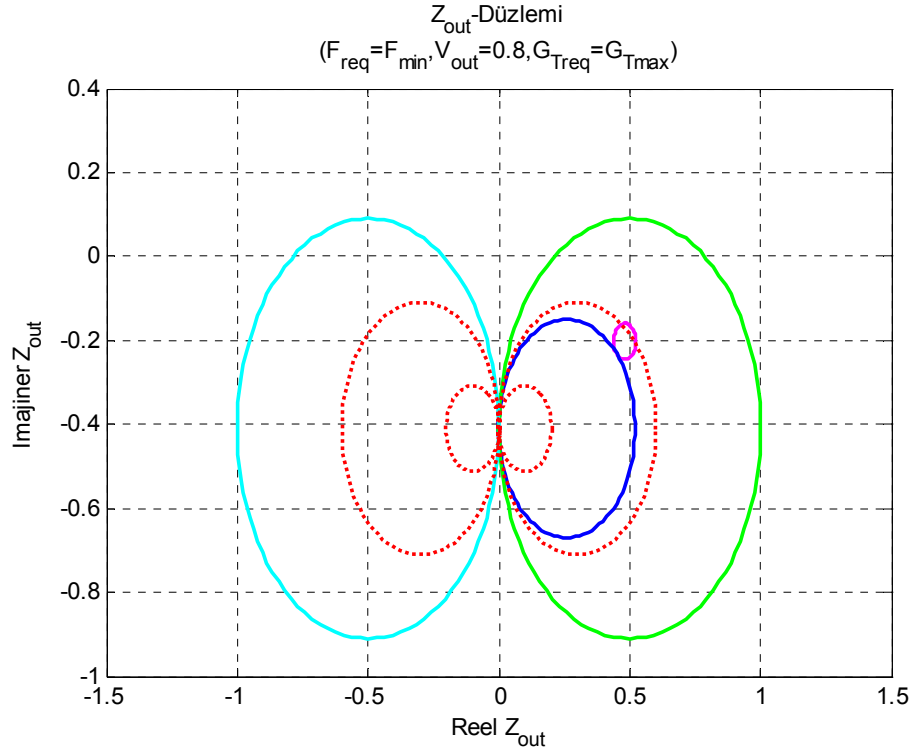
Şekil 11.54 NE3511S02 Transistörü için 9.5 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



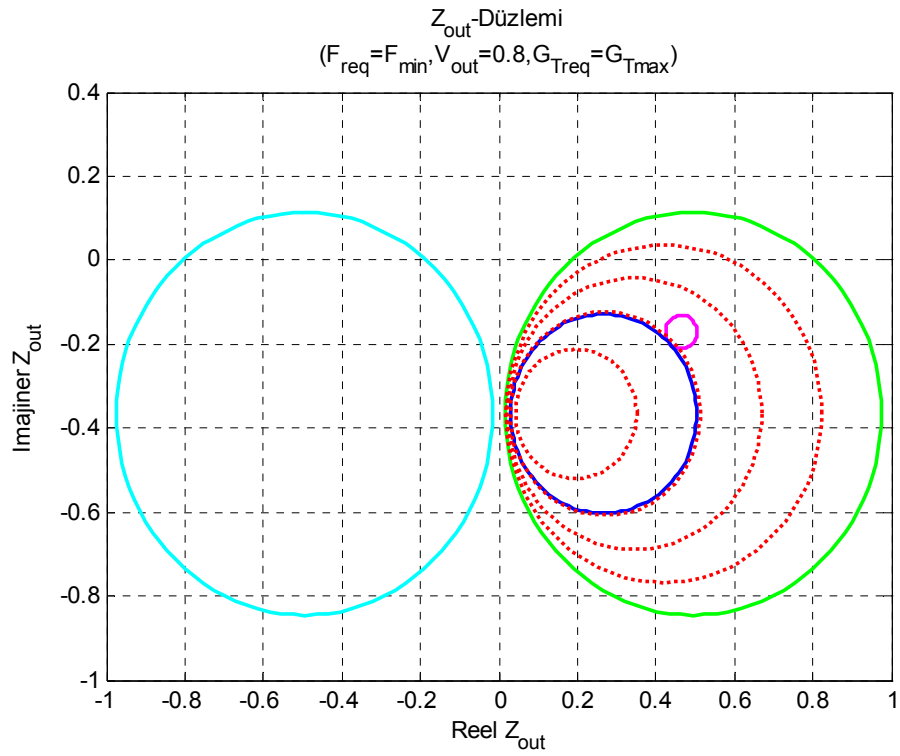
Şekil 11.55 NE3511S02 Transistörü için 10 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



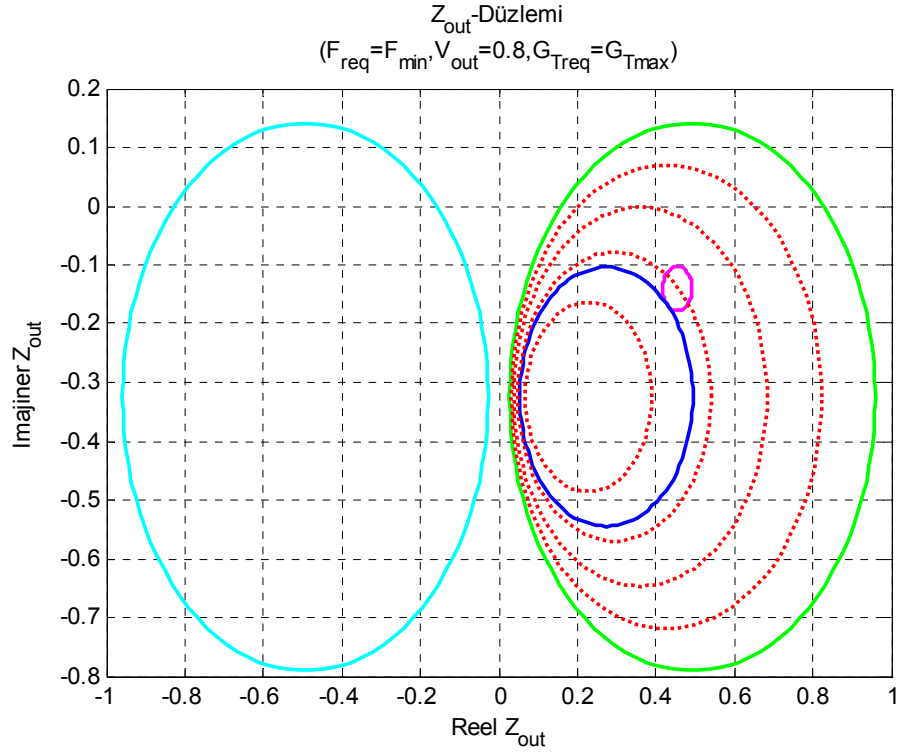
Şekil 11.56 NE3511S02 Transistörü için 10.5 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



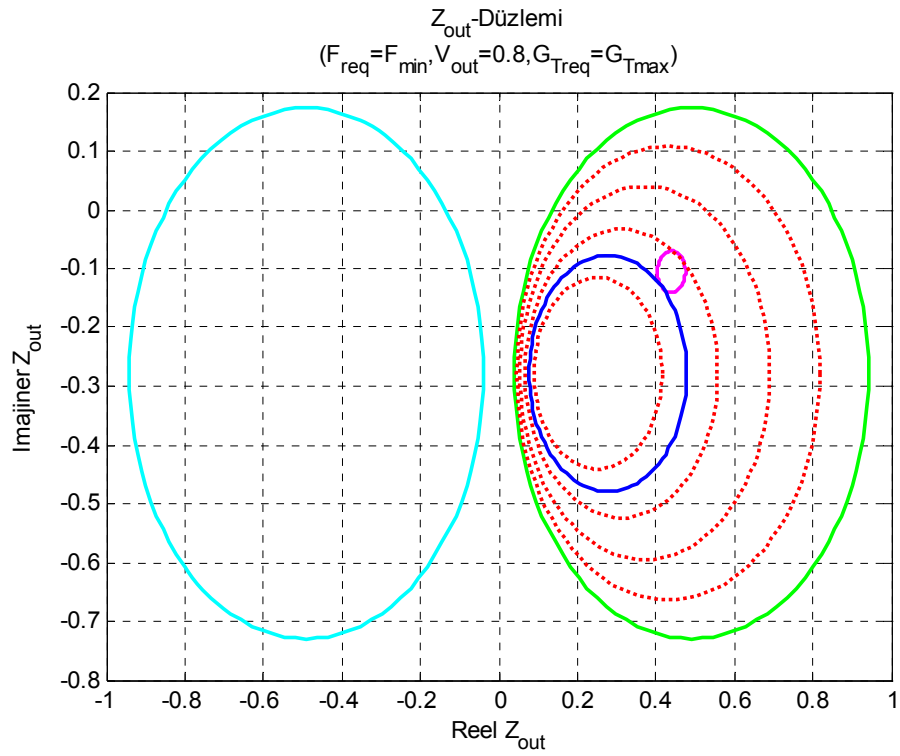
Şekil 11.57 NE3511S02 Transistörü için 11 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



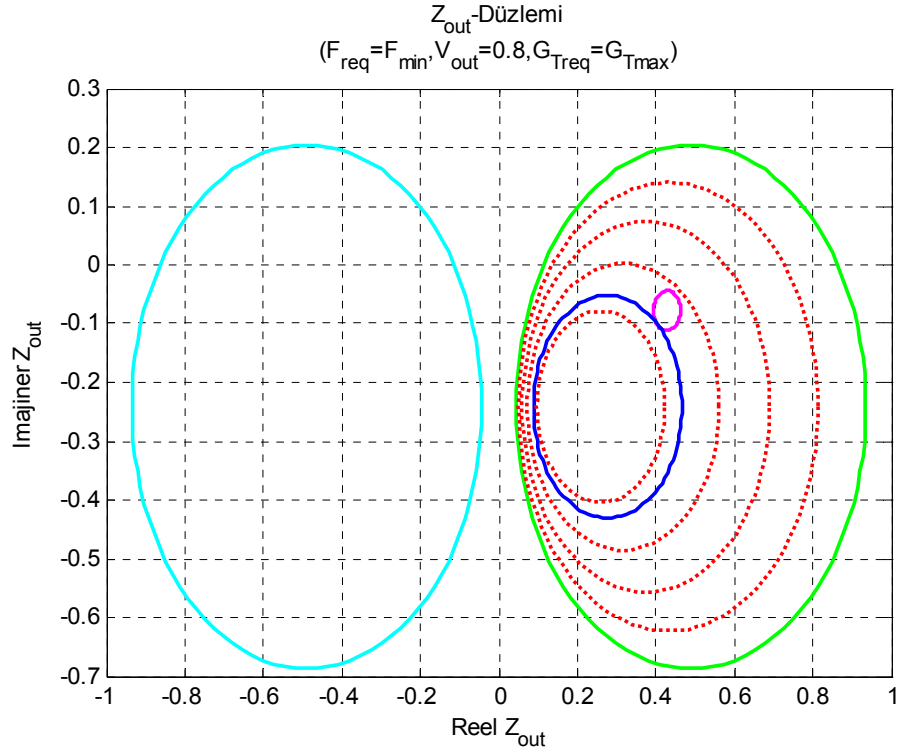
Şekil 11.58 NE3511S02 Transistörü için 11.5 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



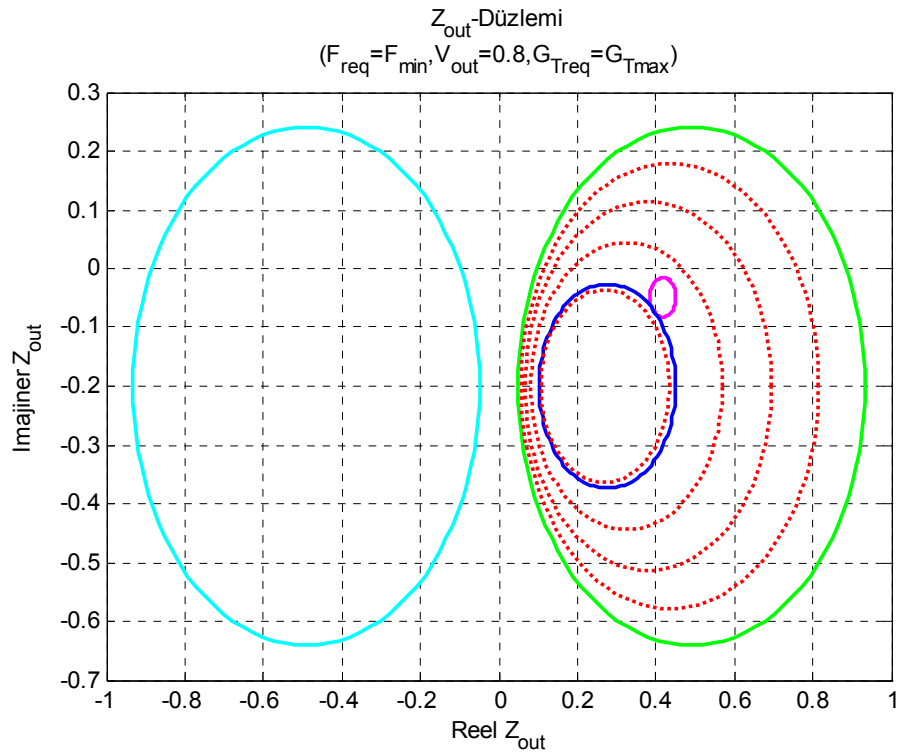
Şekil 11.59 NE3511S02 Transistörü için 12 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



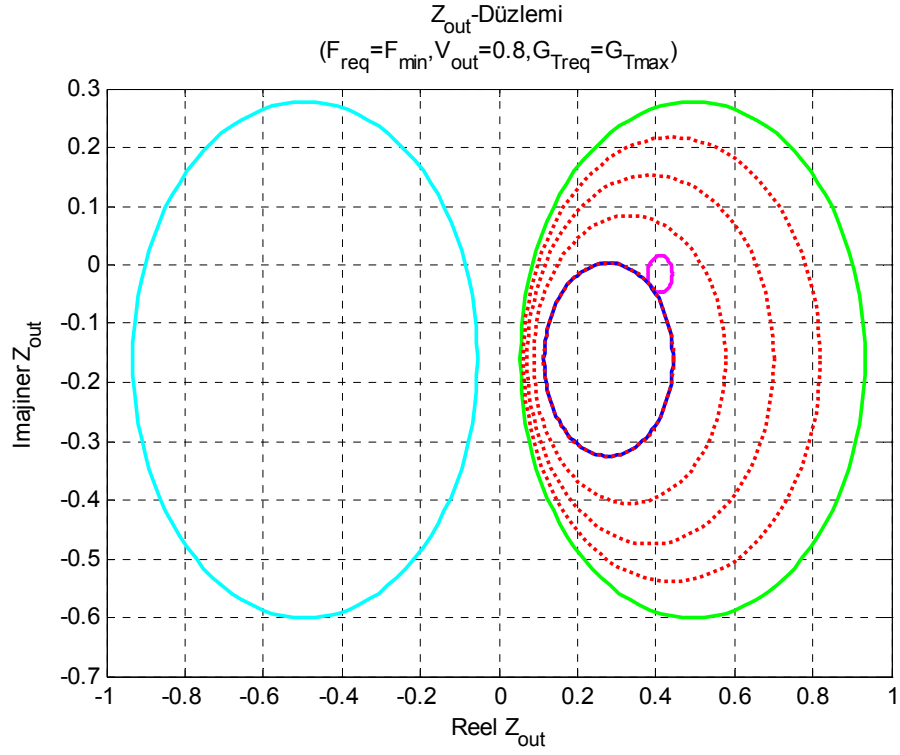
Şekil 11.60 NE3511S02 Transistörü için 12.5 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



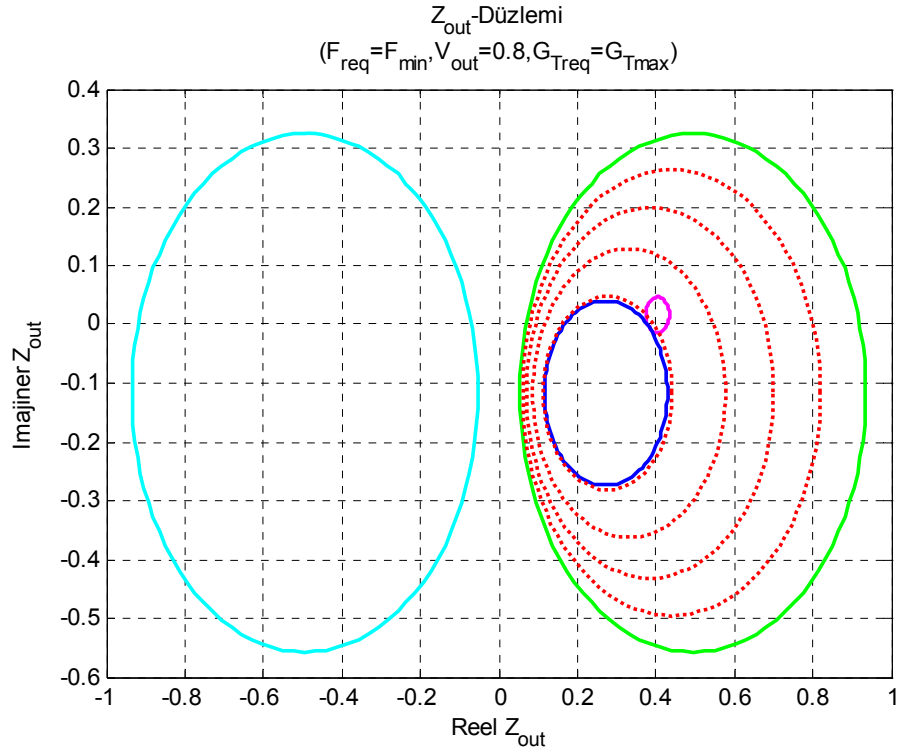
Şekil 11.61 NE3511S02 Transistörü için 13 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



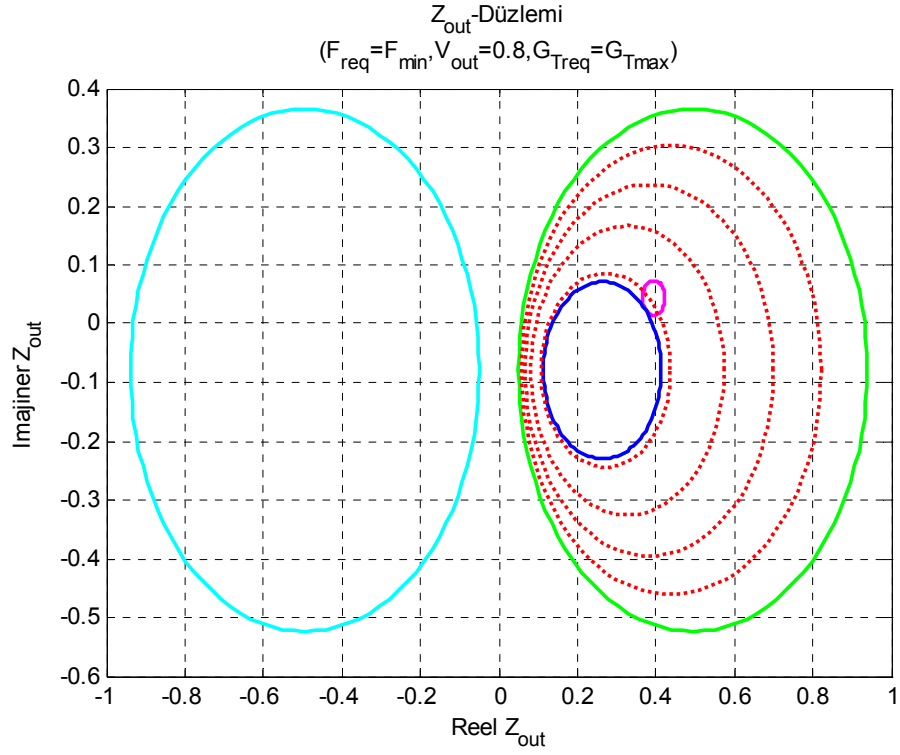
Şekil 11.62 NE3511S02 Transistörü için 13.5 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



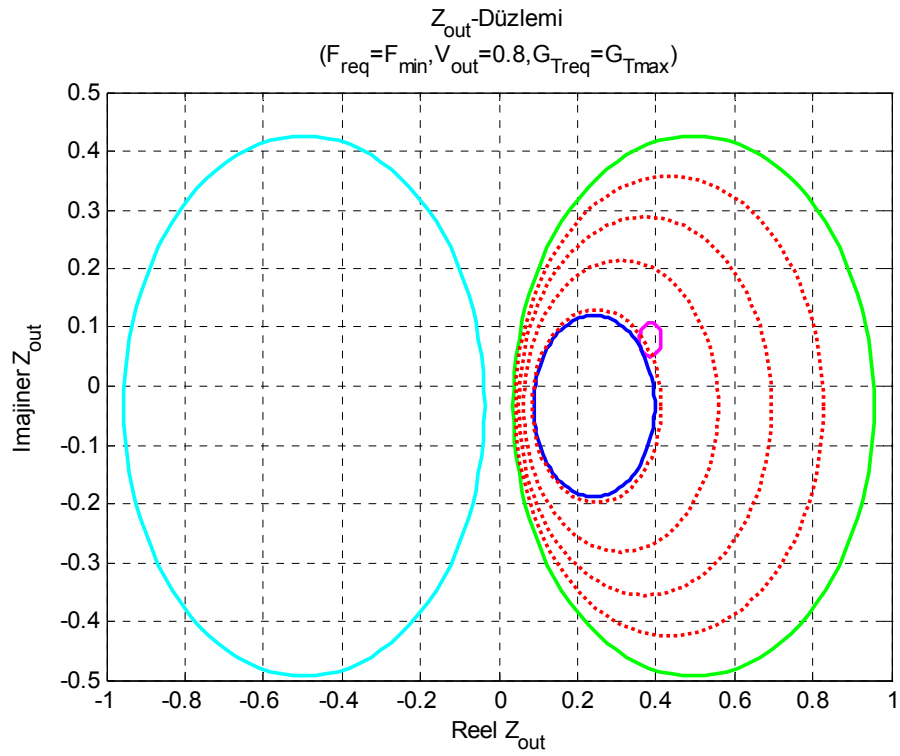
Şekil 11.63 NE3511S02 Transistörü için 14 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



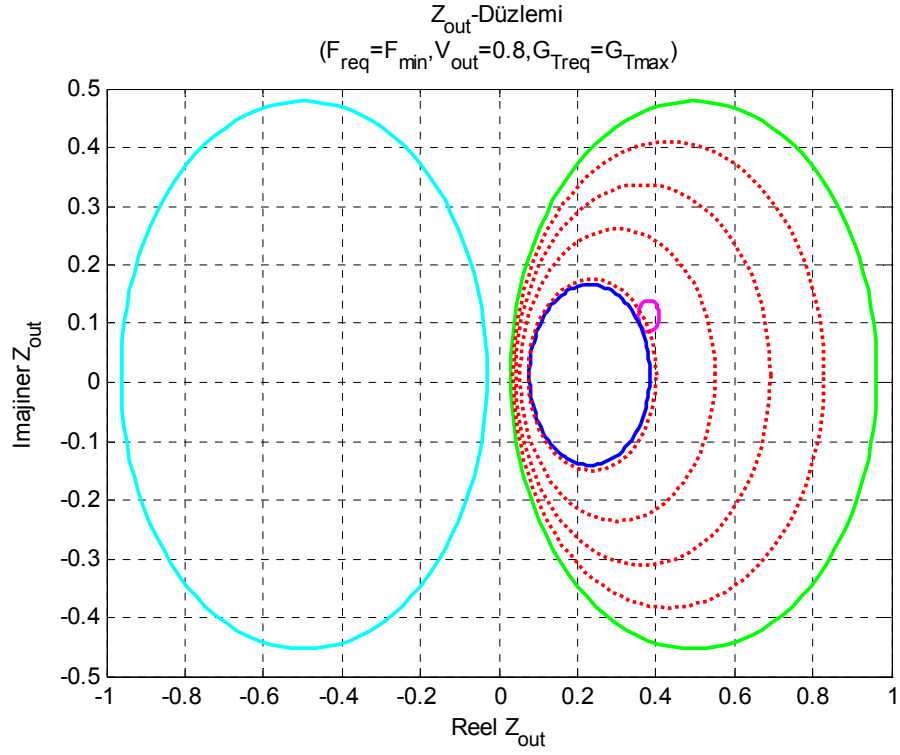
Şekil 11.64 NE3511S02 Transistörü için 14.5 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



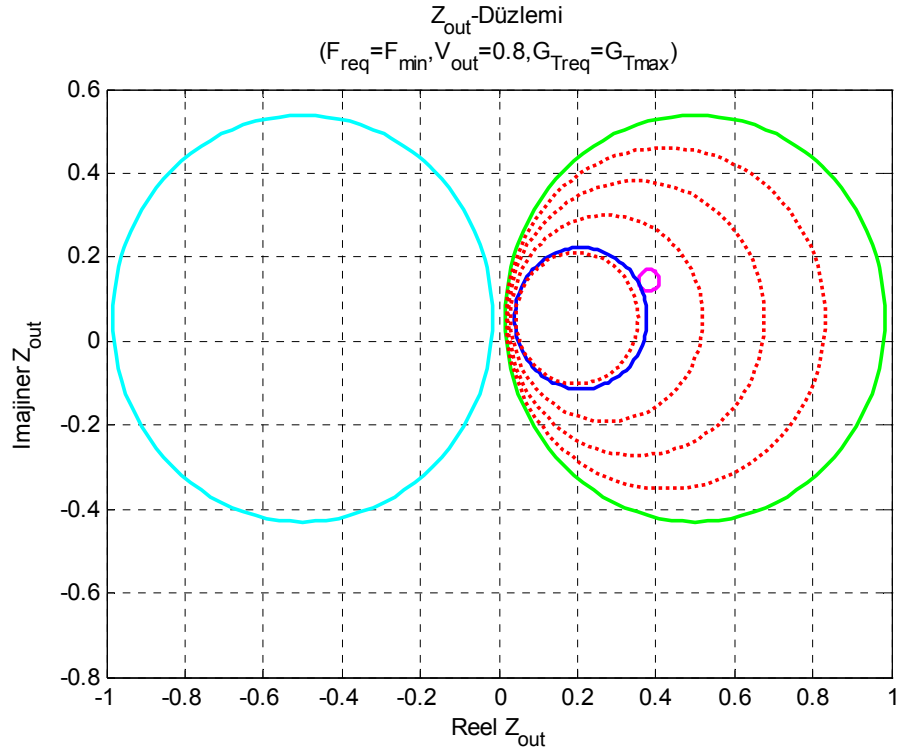
Şekil 11.65 NE3511S02 Transistörü için 15 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



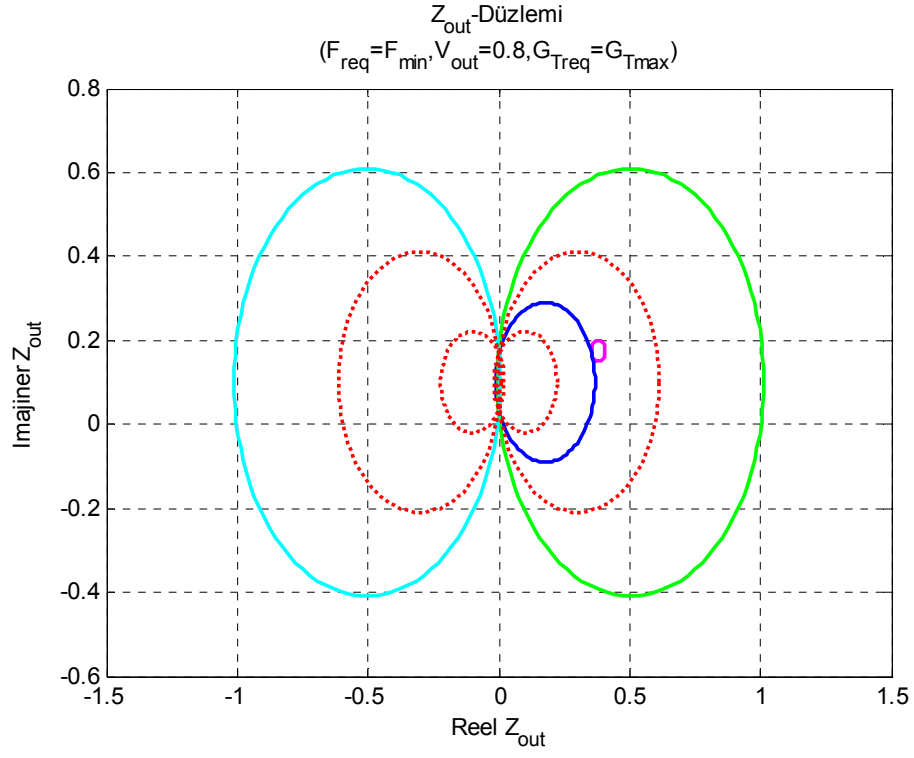
Şekil 11.66 NE3511S02 Transistörü için 15.5 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



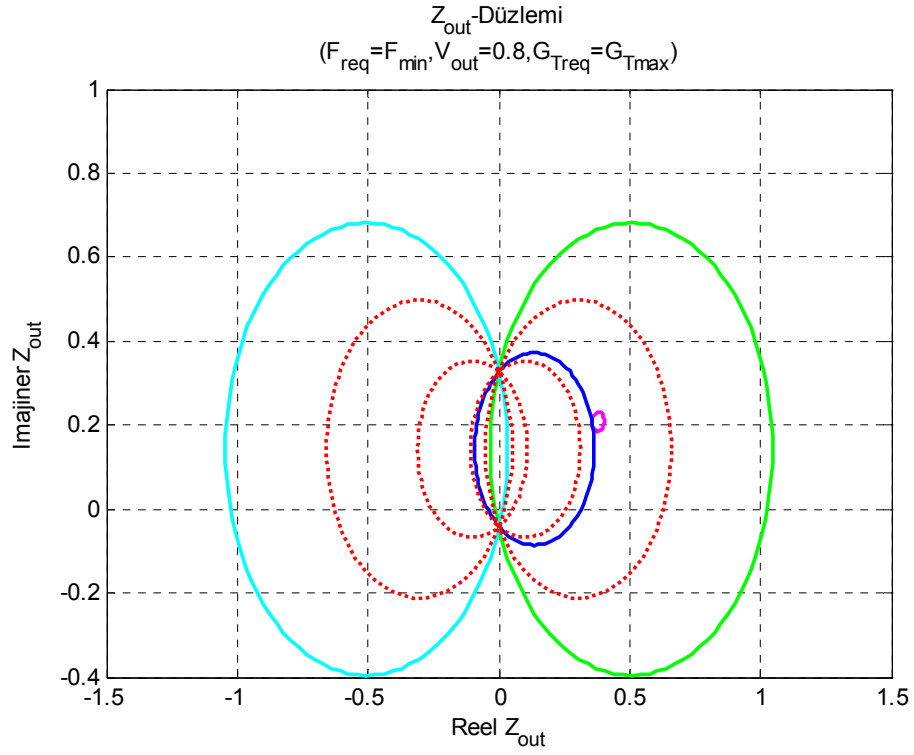
Şekil 11.67 NE3511S02 Transistörü için 16 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



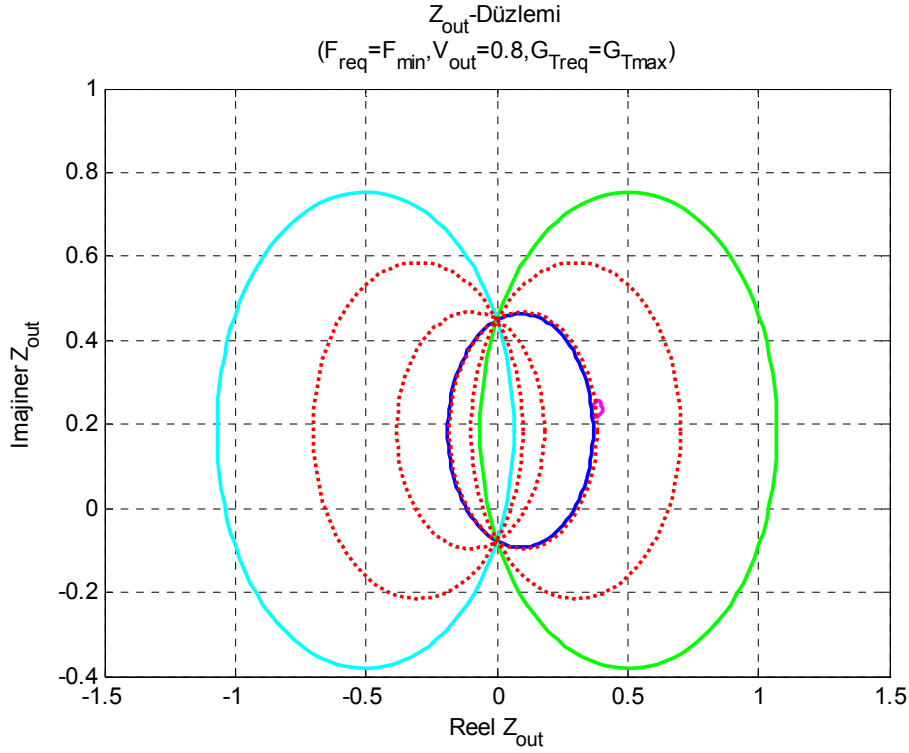
Şekil 11.68 NE3511S02 Transistörü için 16.5 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



Şekil 11.69 NE3511S02 Transistörü için 17 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



Şekil 11.70 NE3511S02 Transistörü için 17.5 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ uçlularının Z_{out} -düzleminde gösterimi



Şekil 11.71 NE3511S02 Transistörü için 18 GHz de $F_{req}=0.8$ dB, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ üçlülerinin Z_{out} -düzleminde gösterimi

11.1.4 Giriş VSWR ve Çıkış VSWR ile sınırlandırılmış Bir Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin “Gerçeklenebilir Tasarım Uzaı” nın Tayini

11.1.4.1 NE3511S02 Transistörü ile Kuvvetlendirici Tasarım Uzaı

NE3511S02 transistörünün $V_{DS}=2V$, $I_{DS}=5$ mA, kutuplaması için $F_{req}=F_{min}$ seçilmiş ve $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$ sınırlamaları içinde maksimum kazanç G_{Tmax} frekans değişimi Çizelge 11.8’de verilmiştir. Buna göre “Tasarım Hedef Uzaı” olarak Çizelge 11.8’de ki $G_{Tmax}-f$ değişim eğrisinden $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ band genişliği $B=10-18GHz$ belirlenmiştir. Ayrıca bu performans hedeflerini gerçekleyen kaynak Z_S ve yük Z_L sonlandırmaları da Çizelge 11.8’de verilmiştir.

Transistörün Ad: NE3511S02

Kutuplama Koşulu: $V_{DS}=2V$, $I_{DS}=5$ mA

Çalışma Band: 10-18 GHz

Çizelge 11.8 NE3511S02 Transistörünün 2V-5mA kutuplaması için “Performans Karakterizasyonu” programının $G_{Tmax}(f)$ Değişimi, $F_{min}(f)$, kaynak ve yük sonlandırması empedans değerleri

f(GHz)	V_{ireq}	V_{oreq}	$F_{req}(dB)=F_{min}(dB)$	$G_{Tmax} (dB)$	Reel $\{Z_L\}$	İmaj $\{Z_L\}$	Reel $\{Z_S\}$	İmaj $\{Z_S\}$
10	1,5	1,5	0,33	11,223	55,295	-9,337	17,746	37,882
11	1,5	1,5	0,36	10,818	62,118	3,454	16,765	28,833
12	1,5	1,5	0,4	10,489	58,407	14,202	16,308	20,649
13	1,5	1,5	0,44	10,243	10,382	-6,222	16,352	12,866
14	1,5	1,5	0,48	10,010	37,844	22,568	16,970	5,323
15	1,5	1,5	0,54	9,913	8,476	-8,620	18,348	-2,230
16	1,5	1,5	0,6	9,855	21,789	14,534	20,845	-10,053
17	1,5	1,5	0,66	9,860	20,388	10,832	25,015	-18,286
18	1,5	1,5	0,74	9,951	23,724	8,975	32,100	-26,900

11.1.4.2 Ara Kat Transistörü için “Performans Karakterizasyonu”nun Optimizasyon Problemi Olarak Kurulması

Bu çalışmada hızlı ve verimli olan Parçacık Sürüsü Optimizasyonu kullanılmıştır. Optimizasyon problemi bu ifadelerin sağlamalarıyla teşkil edilmiştir;

$F_{req}-F(R_S,X_S) = 0$, $V_{inreq} - V_{in}(R_S,X_S,R_L,X_L) = 0$, $V_{Outreq} - V_{Out}(R_S,X_S,R_L,X_L) = 0$ ve $G_{Tmax}-G_T(R_S,X_S,R_L,X_L) = 0$ bu ifadeler minimize edilerek hedefe ulaşılmıştır.

Objektif fonksiyon $= |F_{req} - F_{min}| + |V_{in} - V_{inreq}| + |V_{Out} - V_{Outreq}| + |e^{-G_T}|$ teşkil edilmiştir. Burada gürültü, giriş ve çıkış VSWR değerleri bizim sağlamasını istediğimiz değerlere minimize edilirken, kazanç değeri paydada üstel olacağı için $|e^{-G_T}|$ değeri minimize kazanç maksimize edilmiştir.

Parçacık Sürüsü Optimizasyonu program içeriğinde kullandığımız fonksiyonlar;

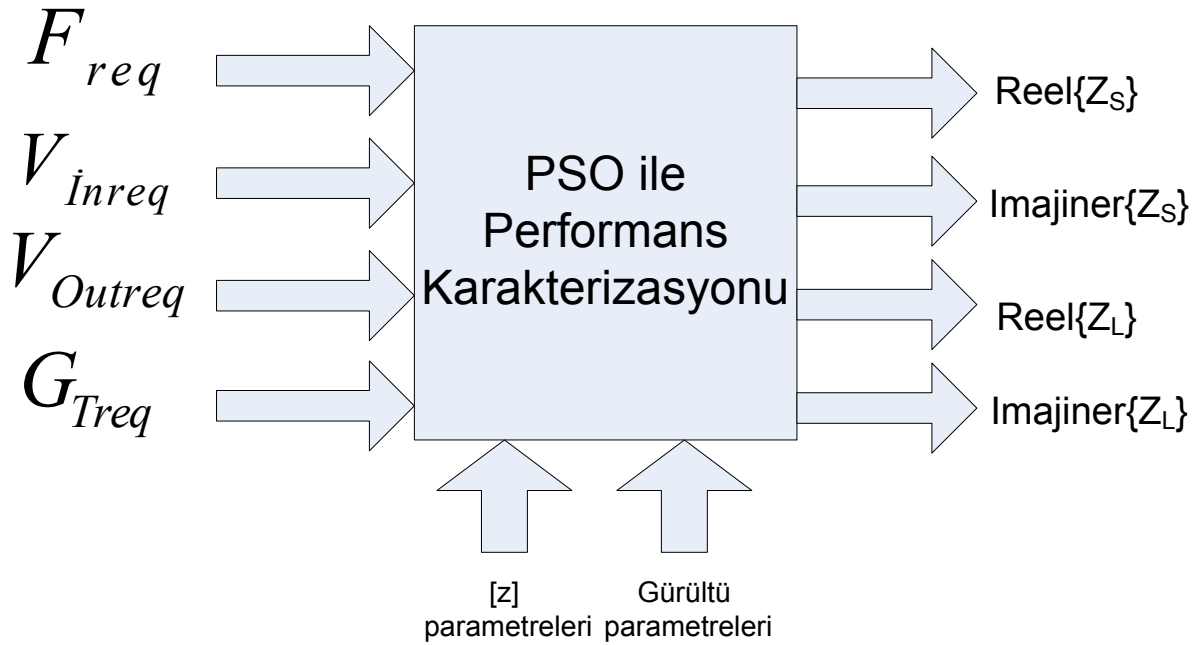
$$F\{Z_S\} = F_{min} + \frac{R_n}{|Z_{opt}|^2} \frac{|Z_s - Z_{opt}|^2}{R_s} \quad [11.20]$$

$$V_i = \frac{1 + |\rho_{in}|^2}{1 - |\rho_{in}|^2} \Leftrightarrow |\rho_{in}| = \left| \frac{Z_S - Z_{in}^*}{Z_S + Z_{in}} \right| \Leftrightarrow Z_{in} = z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22} + Z_L} \quad [11.21]$$

$$V_{out} = \frac{1 + |\rho_{out}|^2}{1 - |\rho_{out}|^2} \Leftrightarrow |\rho_{out}| = \left| \frac{Z_{out} - Z_L^*}{Z_{out} + Z_L} \right| \Leftrightarrow Z_{out} = z_{22} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{11} + Z_S} \quad [11.22]$$

$$G_T\{Z_S, Z_L\} = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{4 \cdot R_S \cdot R_L |z_{21}|^2}{|(z_{11} + Z_S)(z_{22} + Z_L) - z_{12} \cdot z_{21}|^2} \quad [11.23]$$

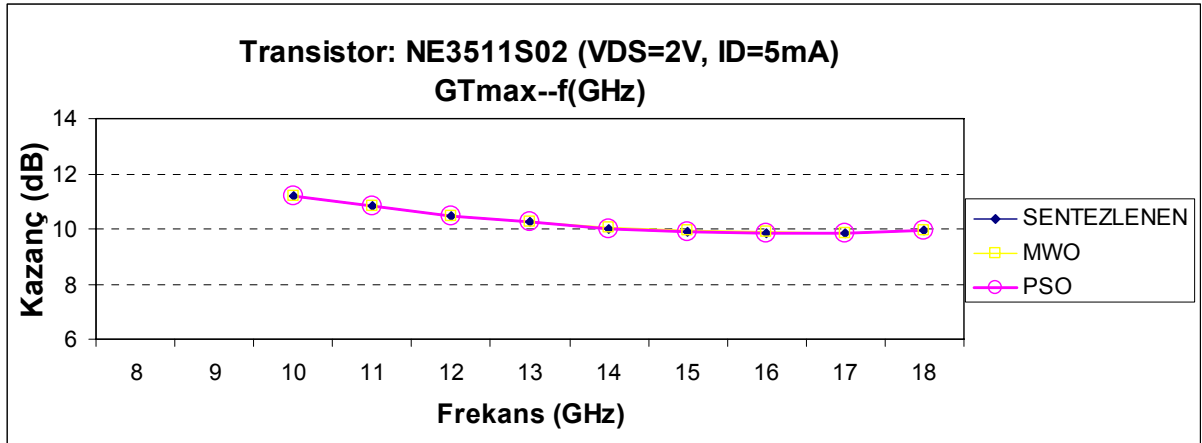
Gürültü, giriş VSWR, çıkış VSWR ve kazanç denklemleri alınır.



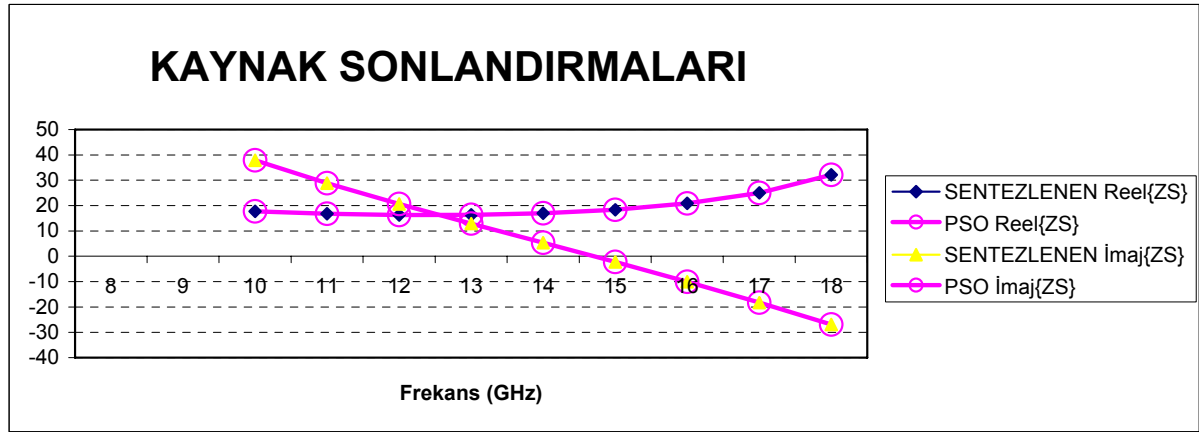
Şekil 11.72 Parçacık Sürüşü Optimizasyonu'nun ara-kat transistörü için programlama kutusu

Yukarıdaki blok diyagramdan görüldüğü üzere, Gürültü, giriş VSWR, çıkış VSWR ve kazanç denklemleri ile transistörün $[z]$ ve $[N]$ gürültü parametreleri girilir. Program değişkenleri ise transistörün kaynak ve yük empedans değerlerinin, reel ve imajiner kısımları olarak 4 boyutludur.

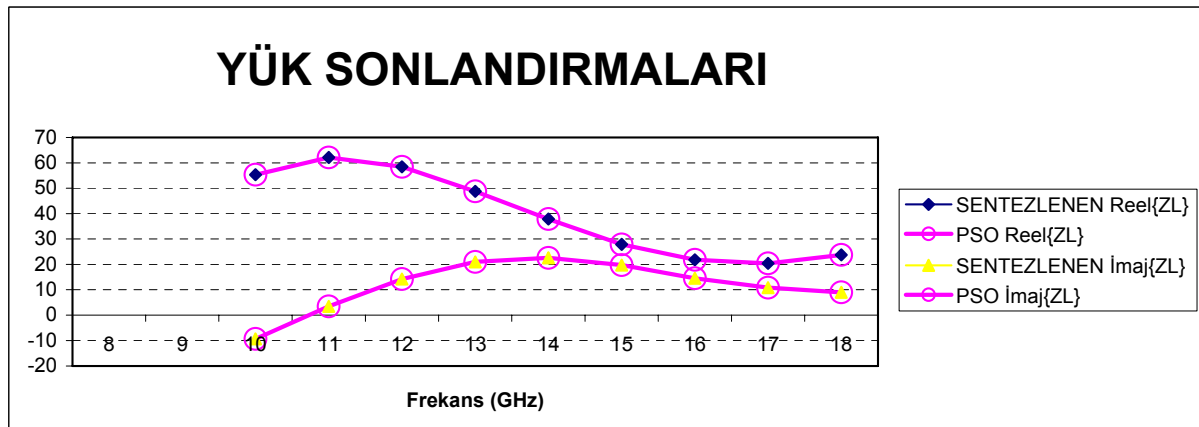
Programda maksimum iterasyon sayısı 300, parçacık sayısı 70 alınmıştır. Kullanılan bilgisayar Pentium 4 CPU, 3GHz Processor, 512 MB RAM. Bu bilgisayarla program 9-11 saniye arasında sonuç vermiştir.



Şekil 11.73 NE3511S02 Transistörünün 2V, 5mA kutuplaması için $G_{Tmax}(f)$ Değişiminin farklı metodlarla sağlamaları



Şekil 11.74 NE3511S02 Transistörü için $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin kaynak sonlandırma fonksiyonlarının Parçacık Sürü Optimizasyonu ile sağlaması

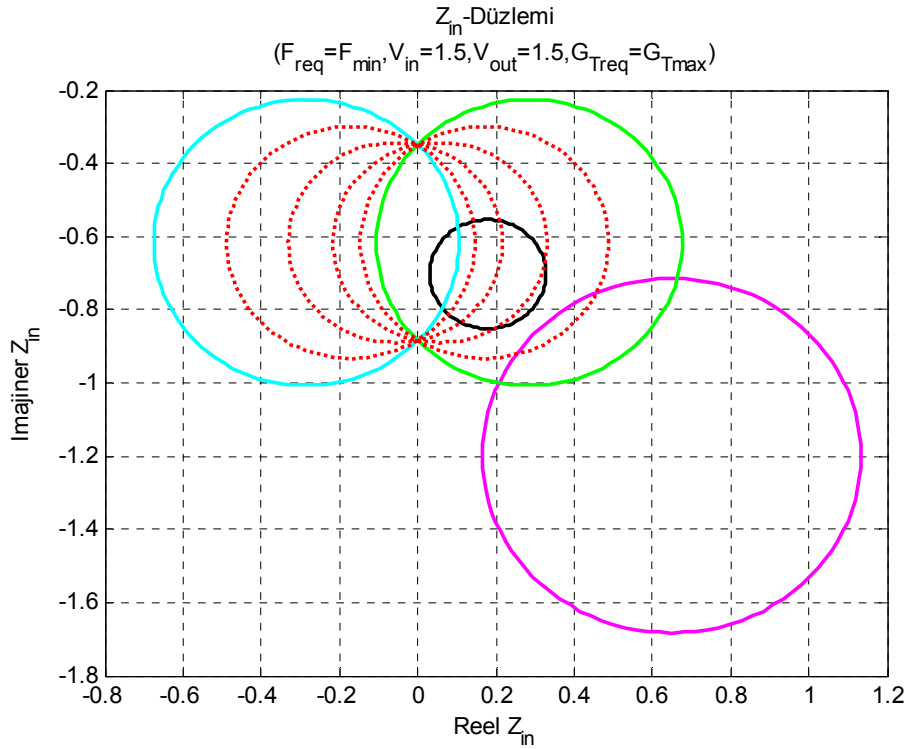


Şekil 11.75 NE3511S02 Transistörü için $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ uyumlu üçlülerinin yük sonlandırma fonksiyonlarının Parçacık Sürü Optimizasyonu ile sağlaması

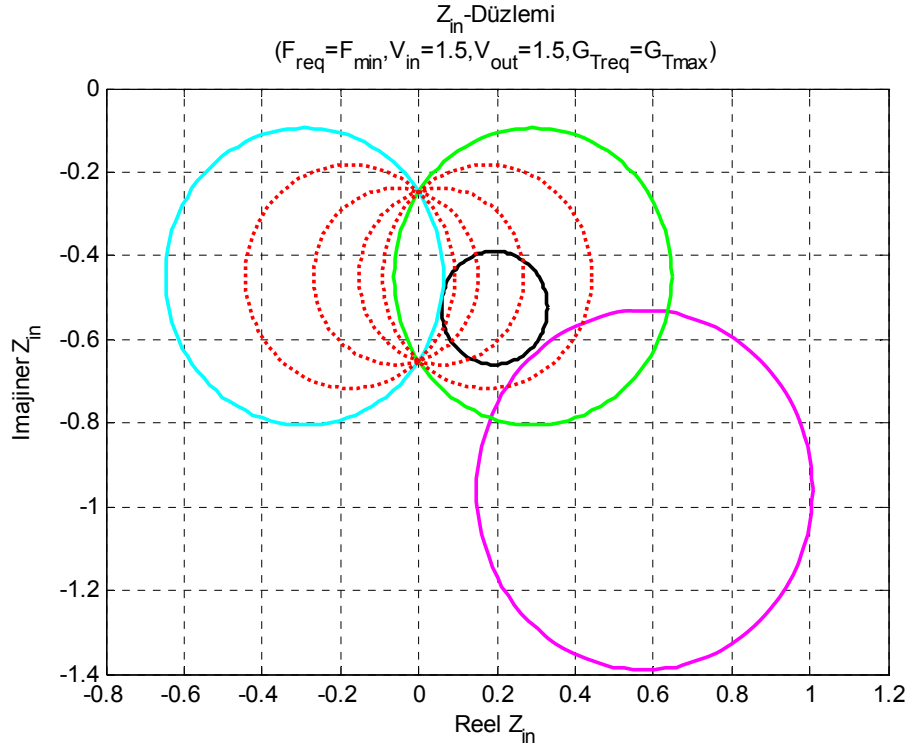
11.1.4.3 NE3511S02 Transistörü için “Performans Karakterizasyonu” programının grafiksel sonuçları

Aşağıdaki grafiklerde ise çözüm bölgeleri teşkil edilmiş ve bizim bu koşullarda elde edebileceğimiz çözüm takımlarını sağlayıp sağlamadığını gösteren grafiklerdir. İlk grafik bize kesişimin olmadığı görüldüğü üzere 8GHz, 9GHz’ler için çözüm bölgesi olmadığını gösterirken sonraki grafiklerde çözümün olduğunu göstermektedir.

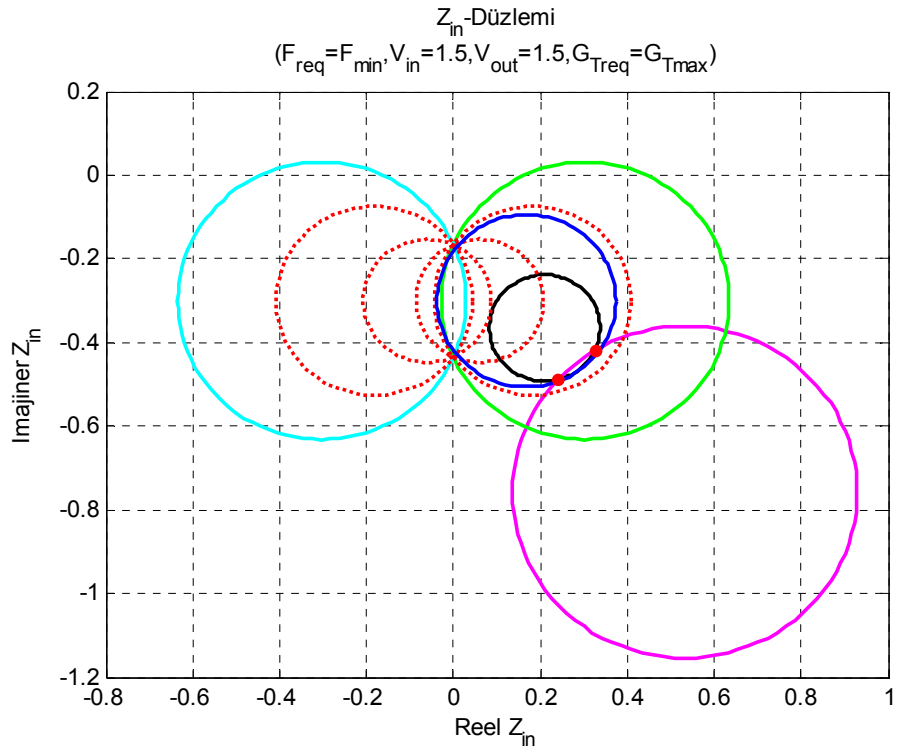
Çözüm Bölgesi; Turkuaz renkli çember, kompleks eşlenik kaynak kararlılık çemberidir. Yeşil renkli çember, kazancın 0 olduğu çemberdir. Pembe çember Giriş VSWR çemberidir. Siyah çember Çıkış VSWR çemberidir. Mavi çember, çözüm olunca oluşacak ve hedefleri sağlayan kazanç çemberi olacaktır. Kırmızı noktalar, Giriş VSWR ile Çıkış VSWR nin ortak çözüm noktalarıdır. Kırmızı noktalardan kazancı en büyük yapan değer çözüm noktasıdır.



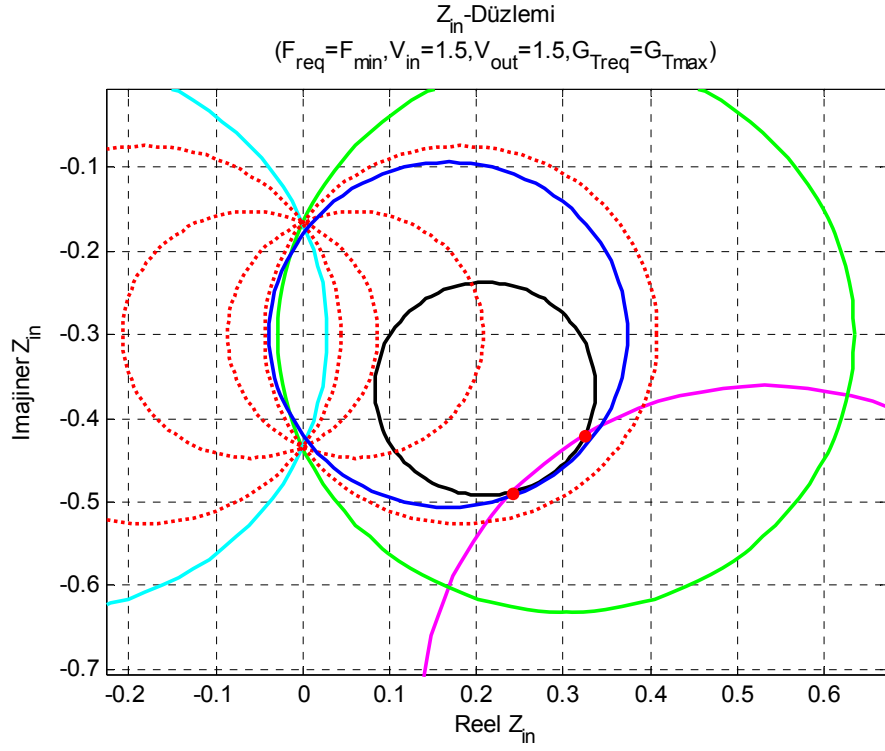
Şekil 11.76 NE3511S02 Transistörü için 8 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi



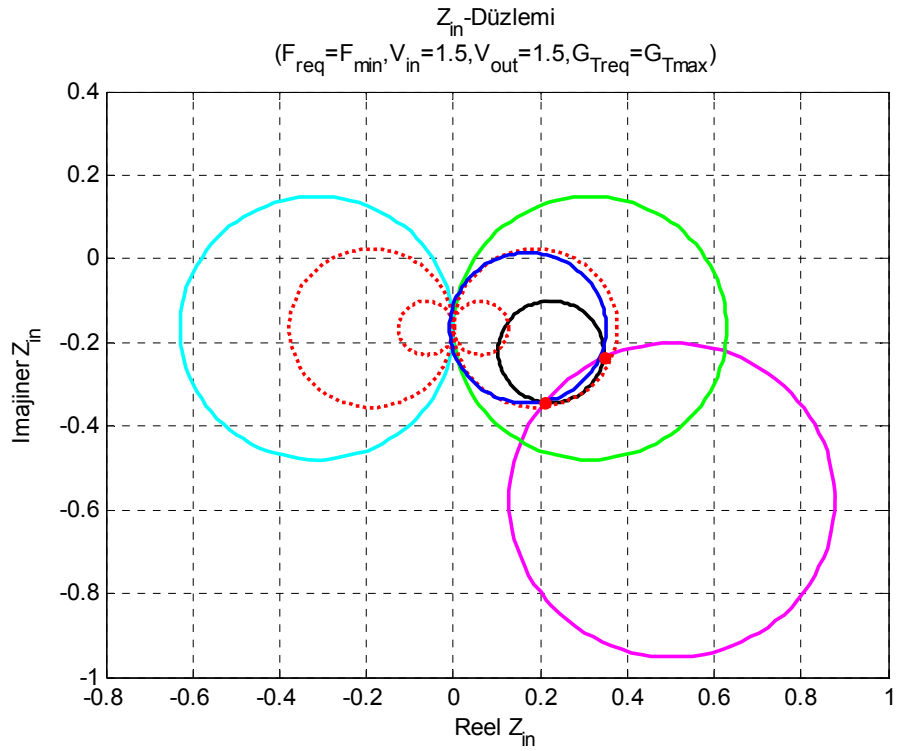
Şekil 11.77 NE3511S02 Transistörü için 9 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi



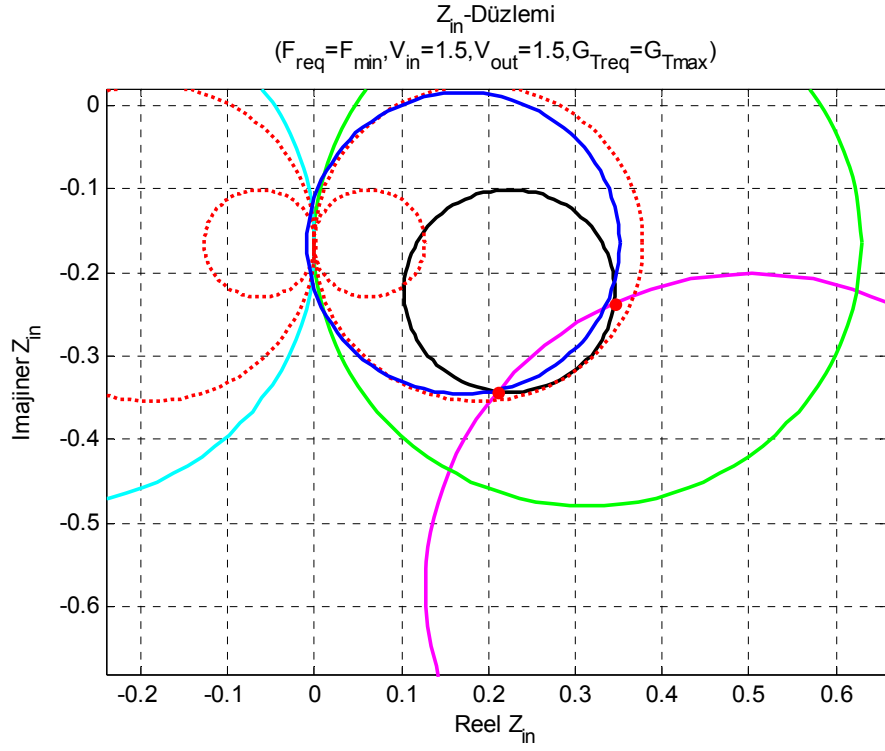
Şekil 11.78 NE3511S02 Transistörü için 10 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi



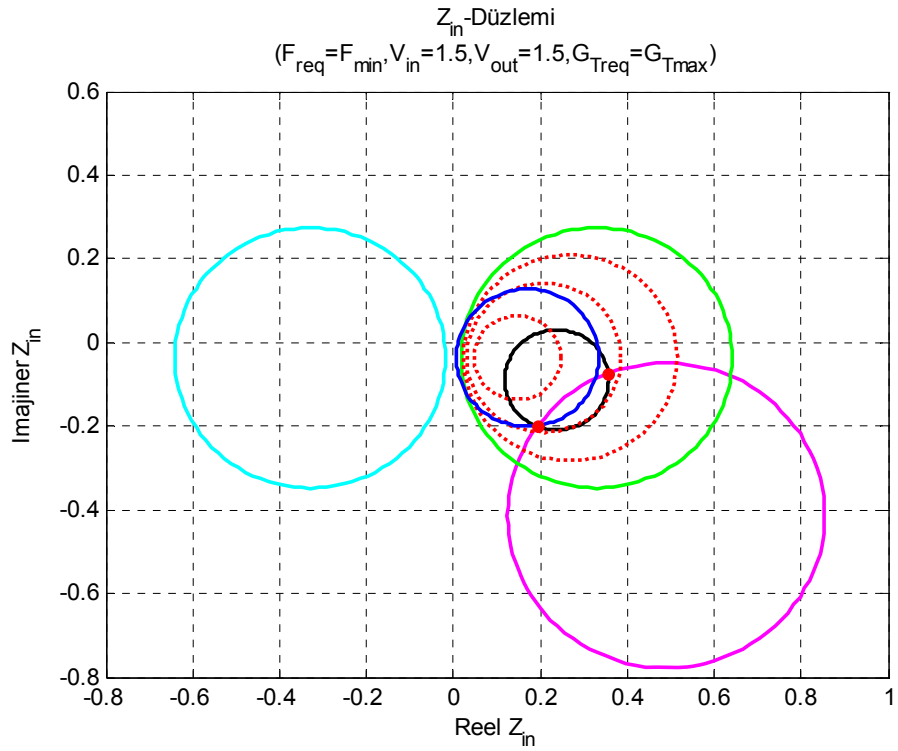
Şekil 11.79 NE3511S02 Transistörü için 10 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi



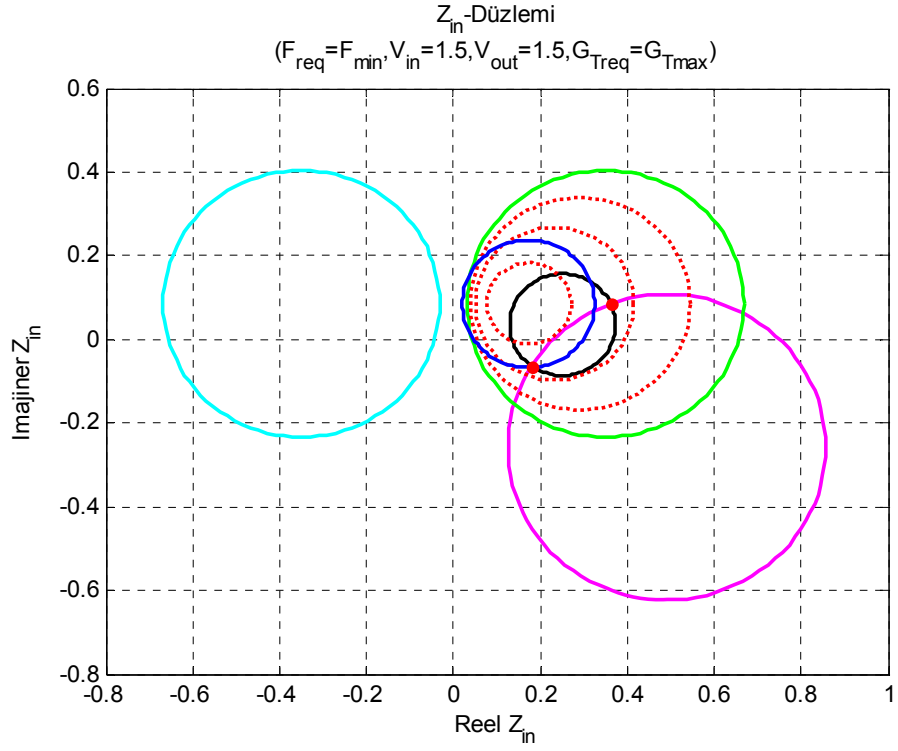
Şekil 11.80 NE3511S02 Transistörü için 11 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi



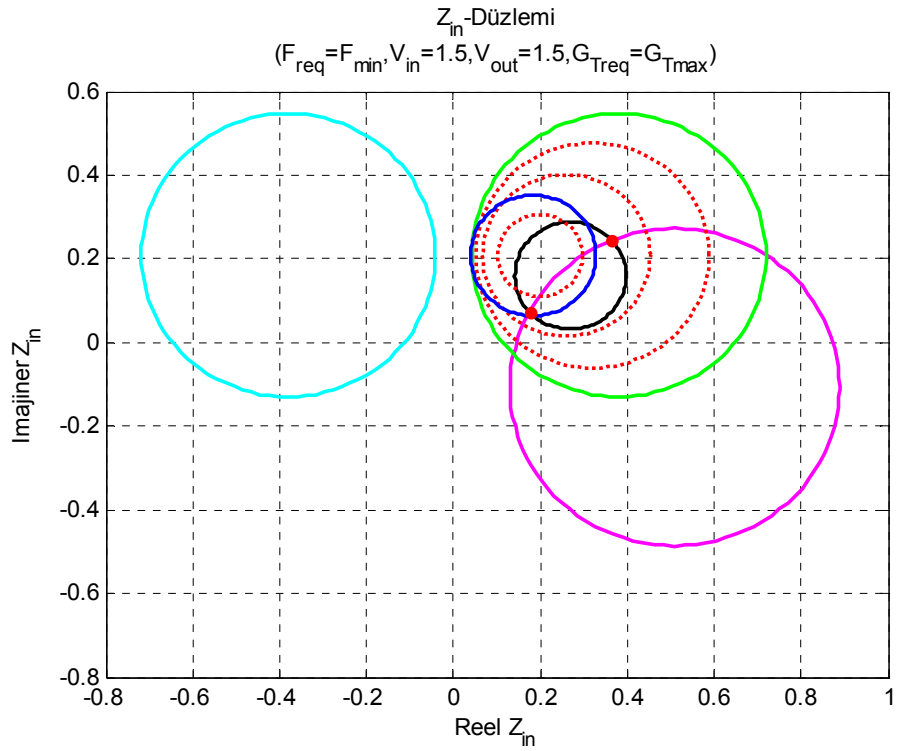
Şekil 11.81 NE3511S02 Transistörü için 11 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi



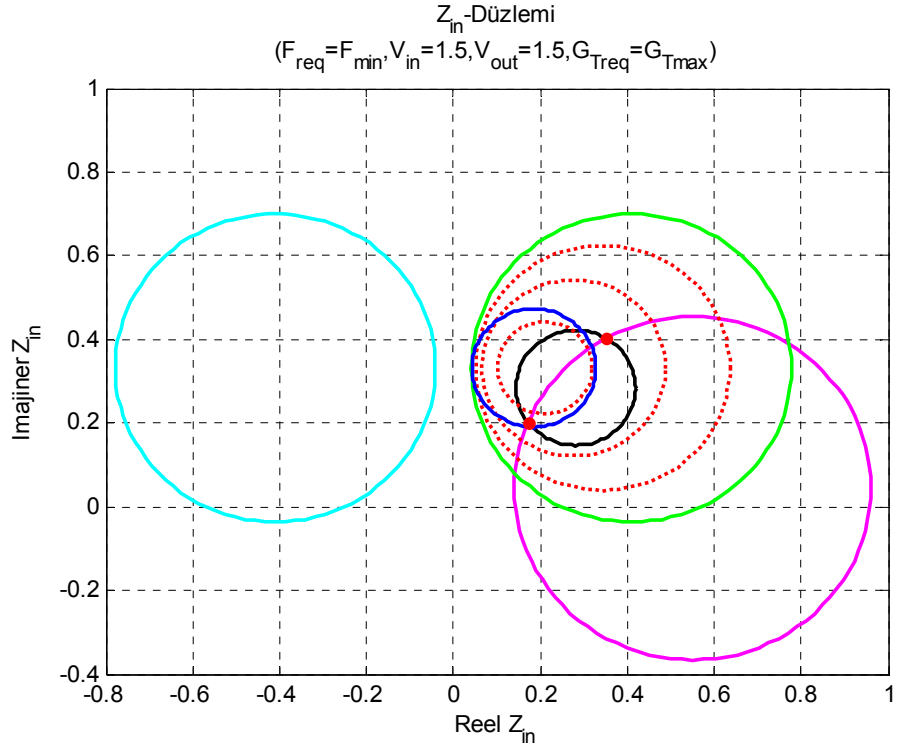
Şekil 11.82 NE3511S02 Transistörü için 12 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi



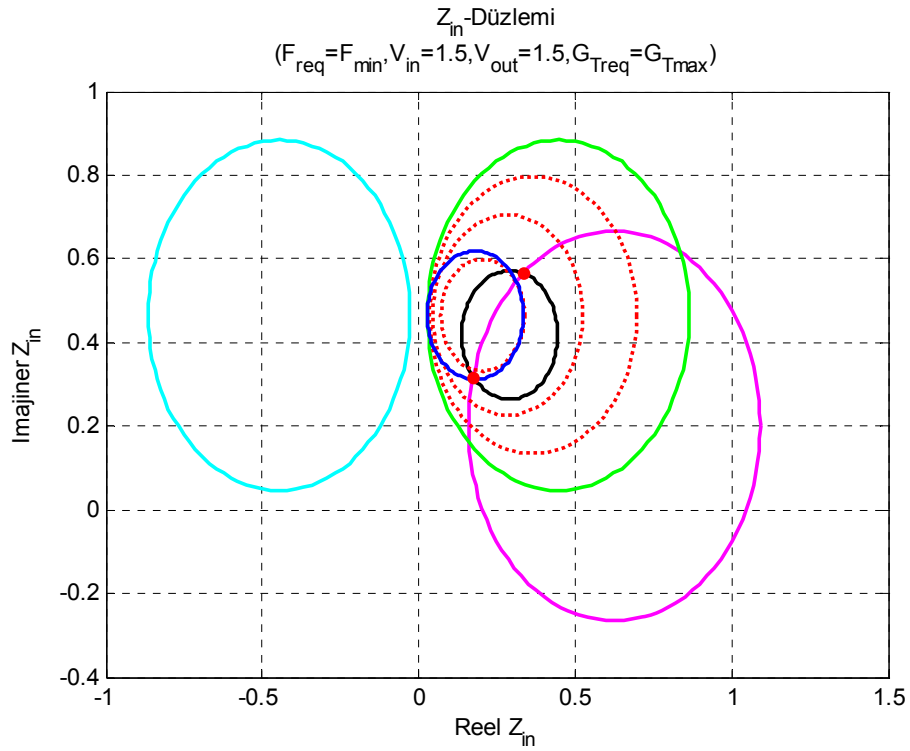
Şekil 11.83 NE3511S02 Transistörü için 13 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi



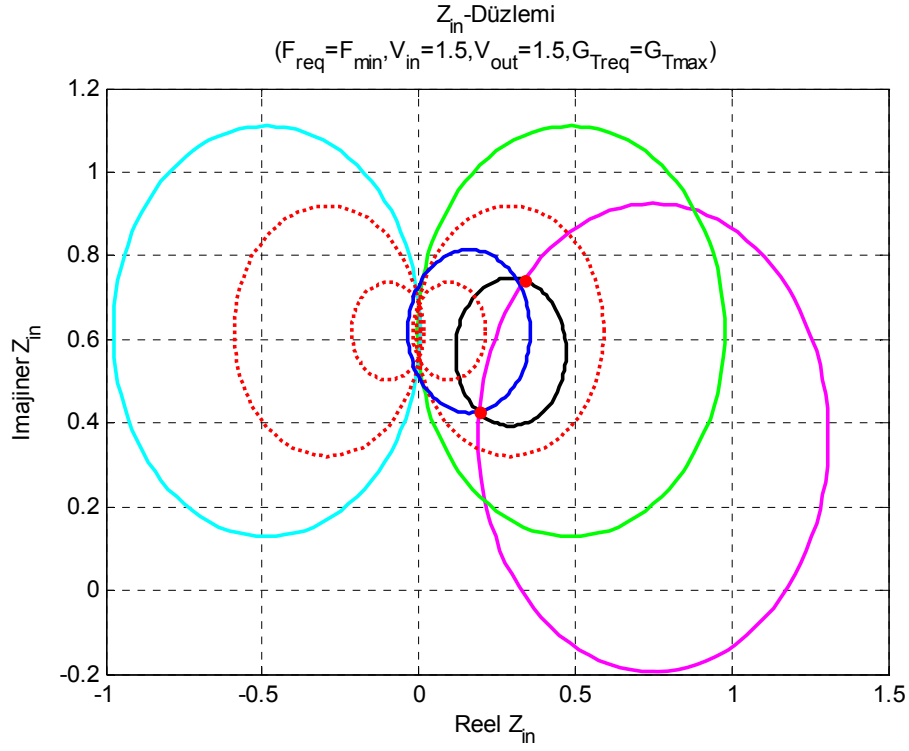
Şekil 11.84 NE3511S02 Transistörü için 14 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi



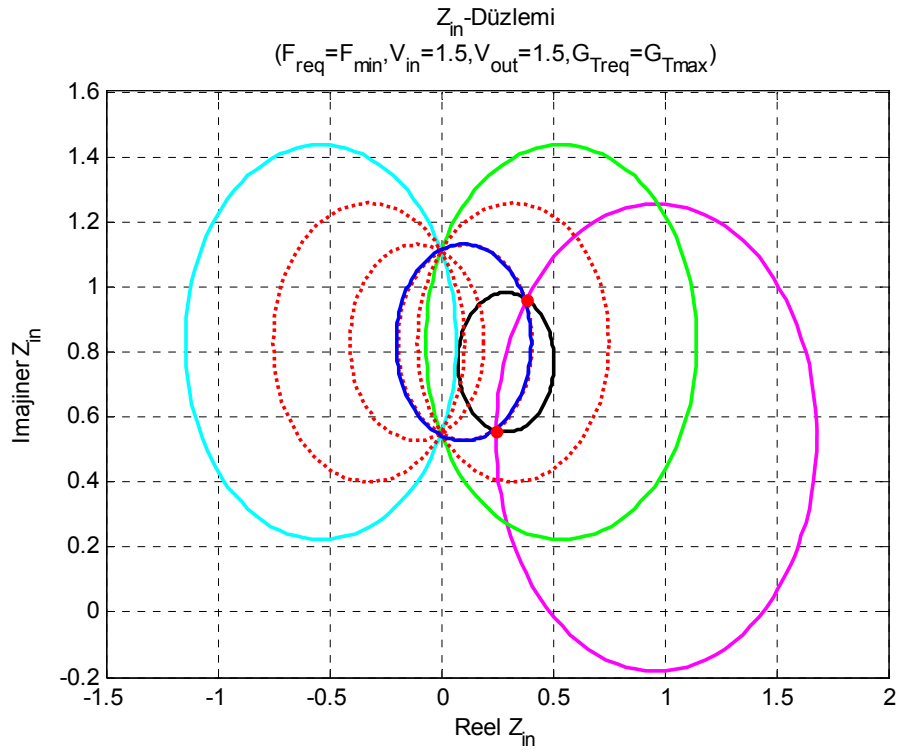
Şekil 11.85 NE3511S02 Transistörü için 15 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi



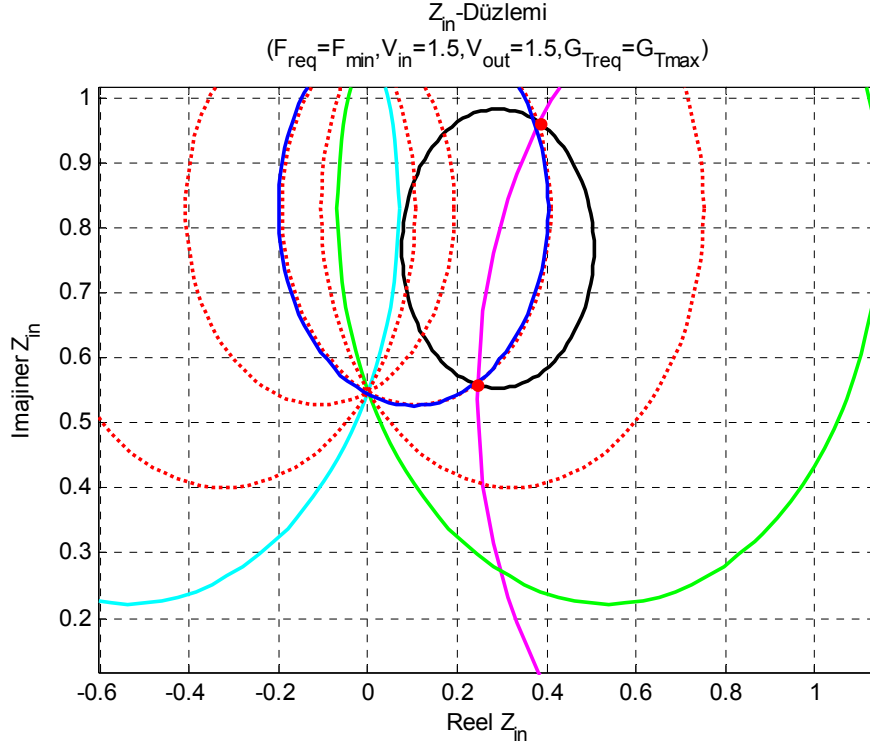
Şekil 11.86 NE3511S02 Transistörü için 16 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi



Şekil 11.87 NE3511S02 Transistörü için 17 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi



Şekil 11.88 NE3511S02 Transistörü için 18 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi



Şekil 11.89 NE3511S02 Transistörü için 18 GHz de $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ dörtlülerinin Z_{in} -düzleminde gösterimi

11.1.5 Giriş VSWR ve Çıkış VSWR ile Sınırlandırılmış Bir Mikrodalga Transistörün Performans Analizi ile elde edilen Kazancın 3 Boyutlu Gösterimi

11.1.5.1 NE3511S02 Transistörü ile Kuvvetlendirici Tasarım Uzayı

NE3511S02 transistörünün $V_{DS}=2V$, $I_{DS}=5$ mA, kutuplaması için $F_{req}=F_{min}$ seçilmiştir.

$$\underbrace{[F_{req} = F_{min}, 1 \leq V_{ireq} \leq 3, 1 \leq V_{oreq} \leq 3, G_{Tmax}]}_{\substack{\Downarrow \\ (Z_{Smax}, Z_{Lmax})}}$$

Giriş VSWR değerini $1 \leq V_{in} \leq 3$ [0.01] artırımlarla ve Çıkış VSWR değerini $1 \leq V_{out} \leq 3$ [0.01] artırımlarla sınırlamaları içinde maksimum kazanç G_{Tmax} her frekans için 40.000 değer elde edilmiştir.

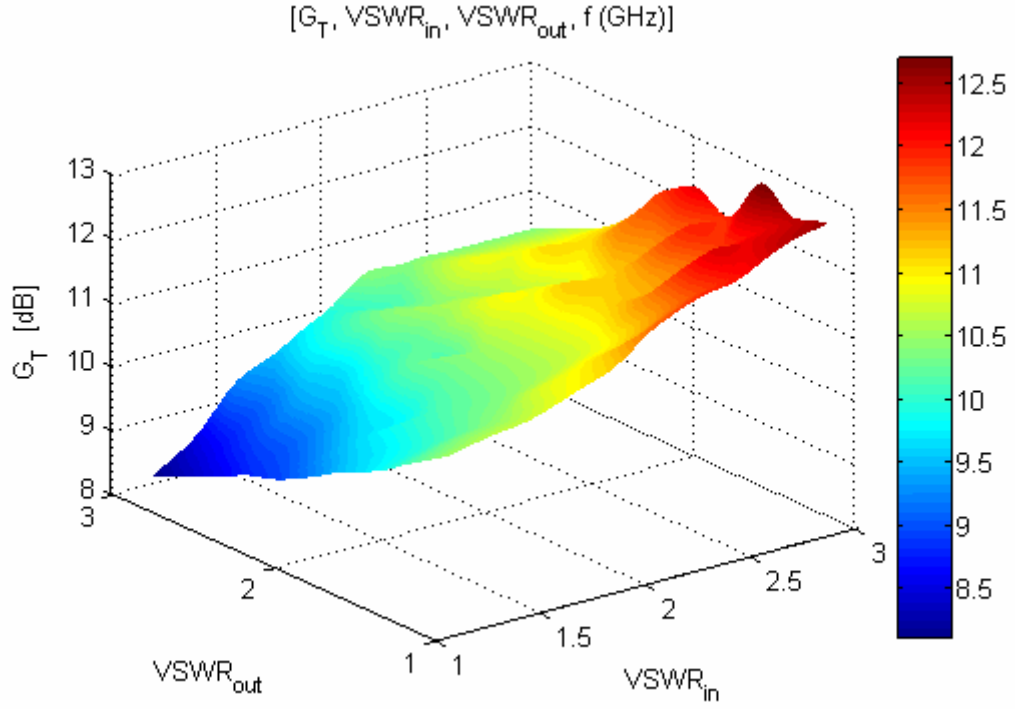
Transistörün Ad: NE3511S02

Kutuplama Koşulu: $V_{DS}=2V$, $I_{DS}=5$ mA

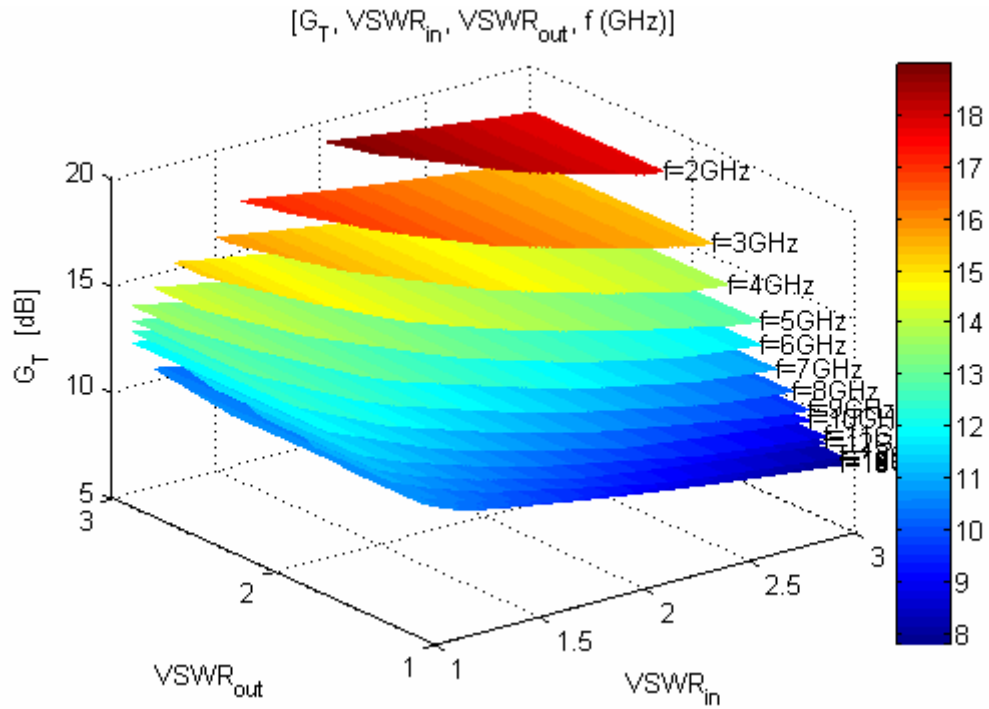
Çalışma Band: 2-18 GHz

11.1.5.2 NE3511S02 Transistörü için “Performans Karakterizasyonu” programının 3 boyutlu grafiksel sonuçları

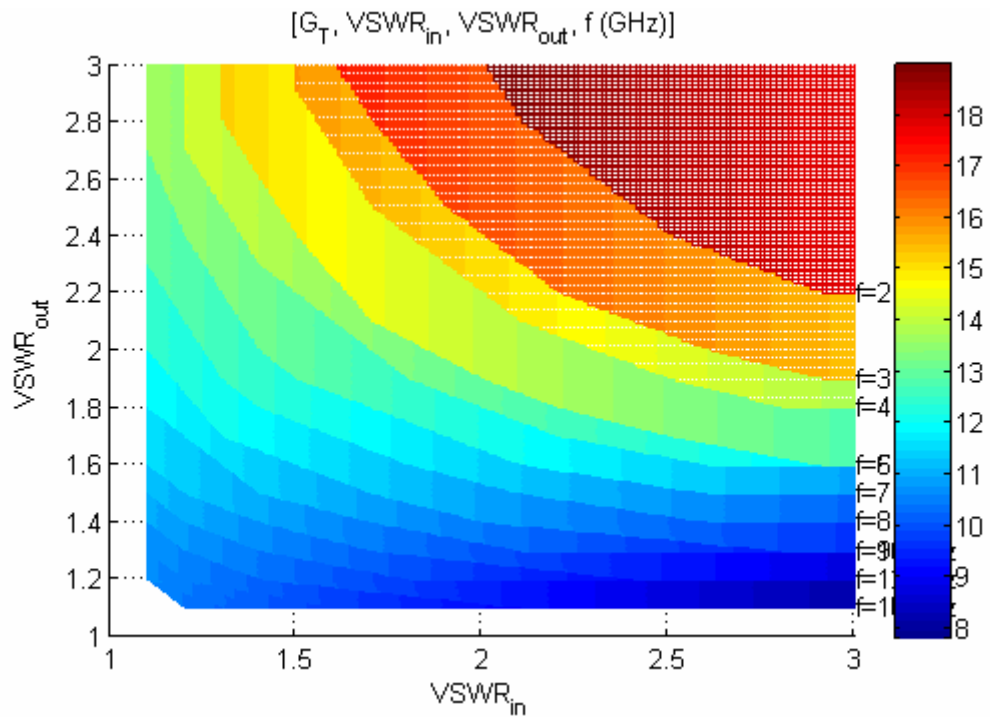
Aşağıdaki grafiklerde ise kazancın frekansa bağlı olarak Giriş VSWR ve Çıkış VSWR ile değişimleri incelenmiştir.



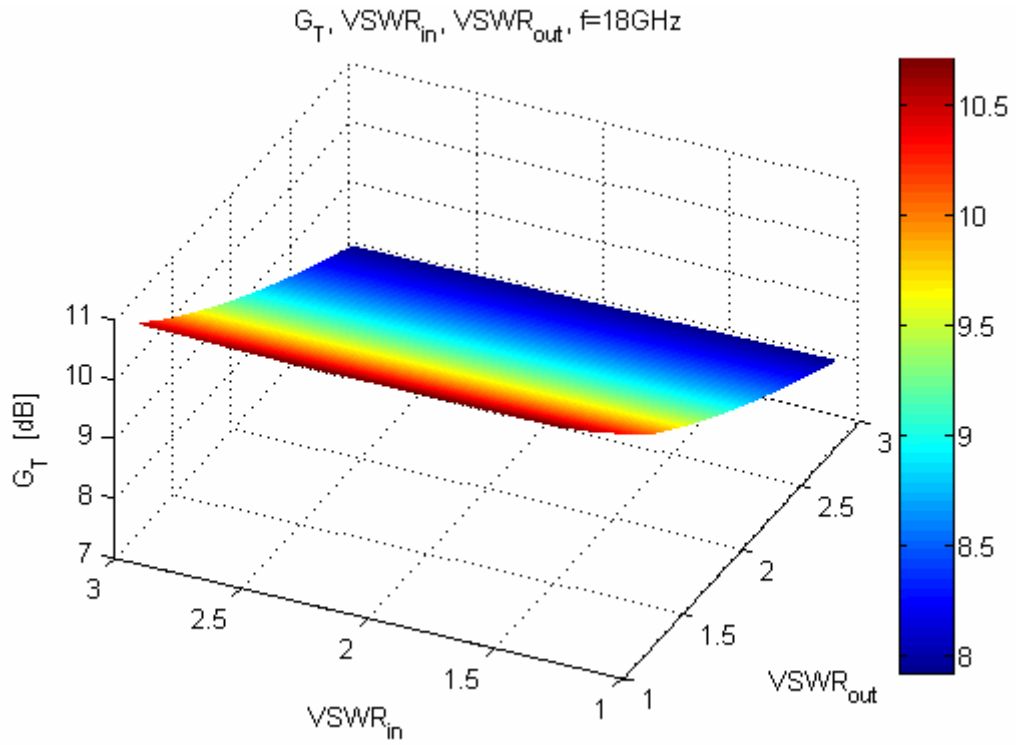
Şekil 11.90 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları ortalama G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



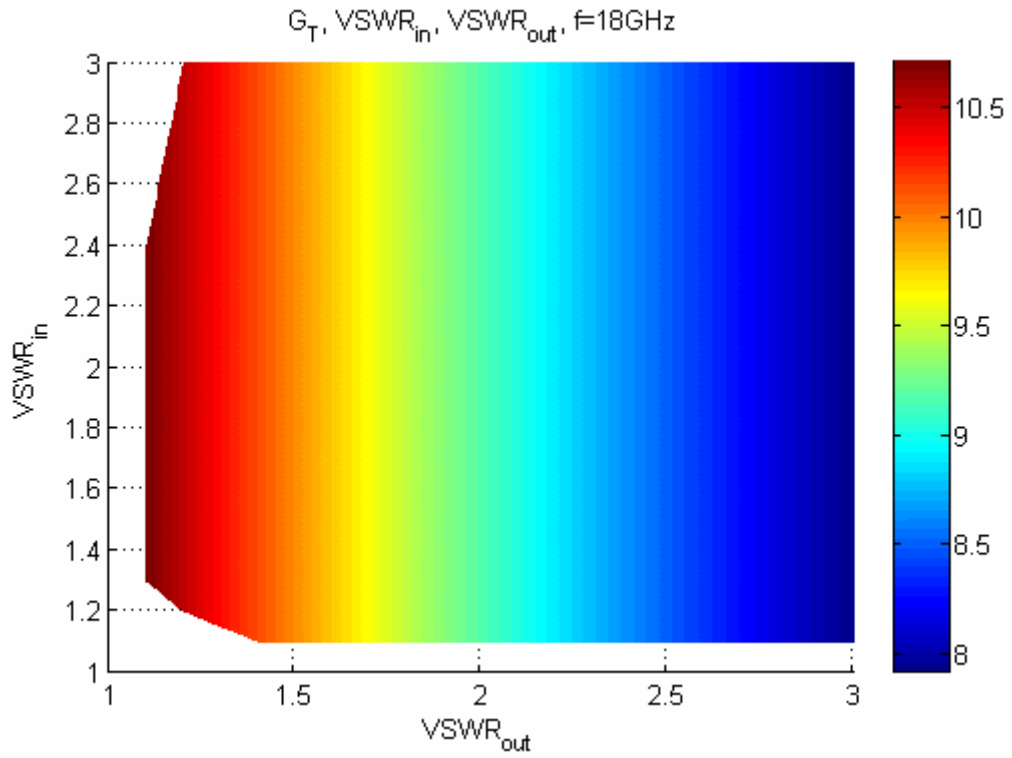
Şekil 11.91 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



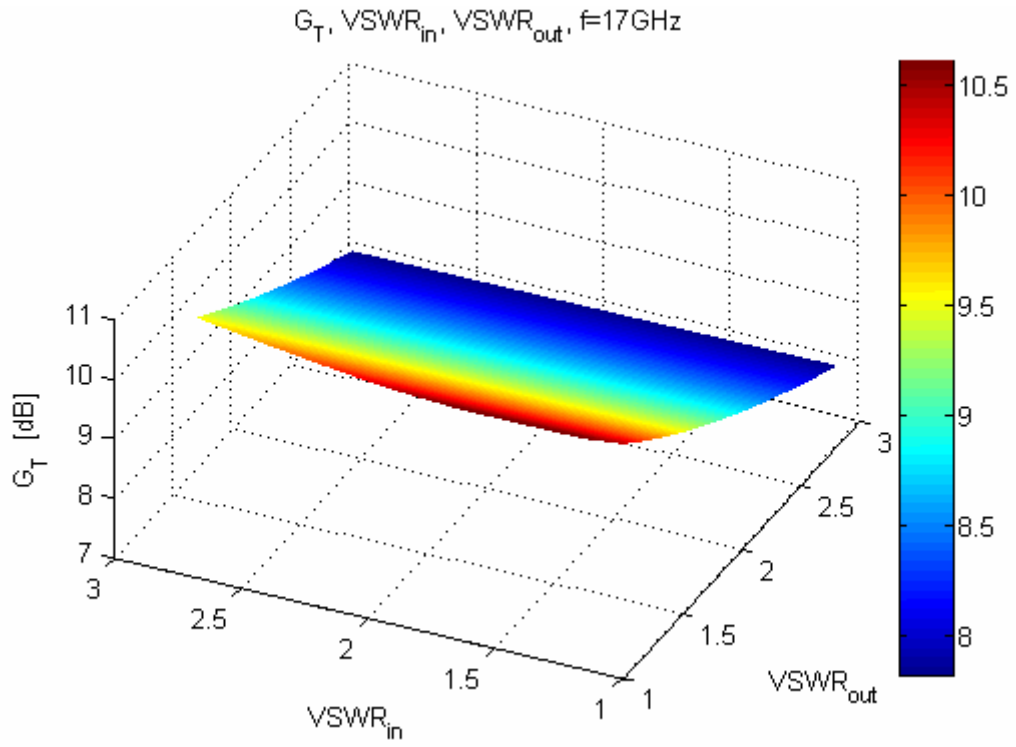
Şekil 11.92 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin iki boyutlu gösterimi



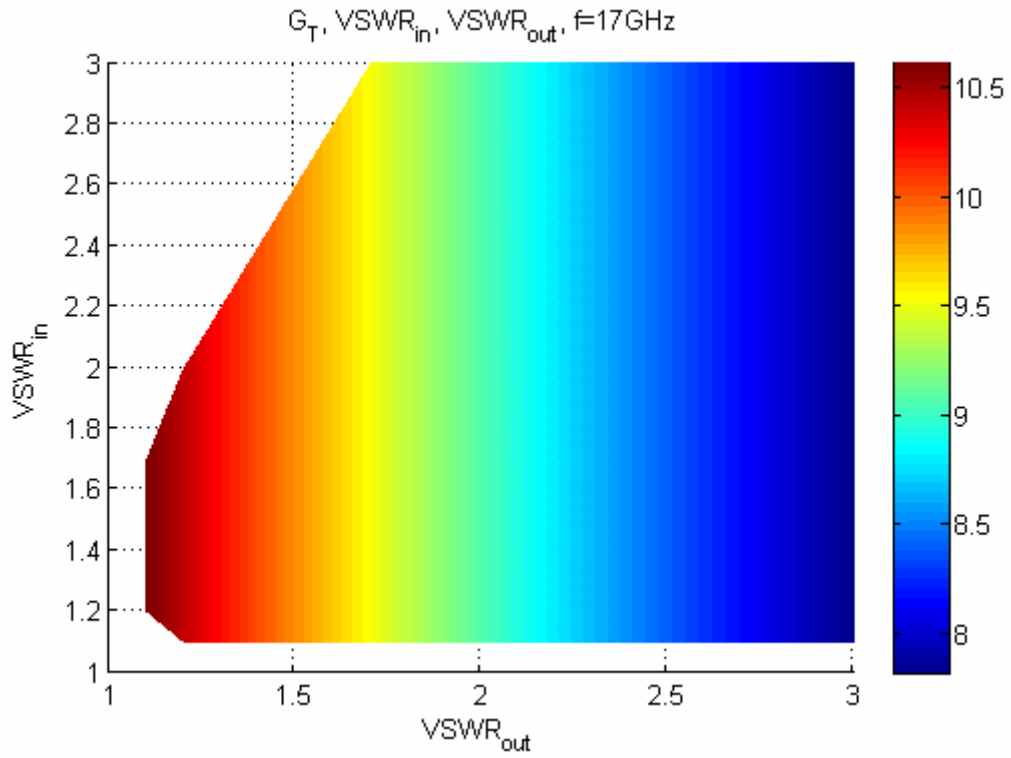
Şekil 11.93 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 18 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



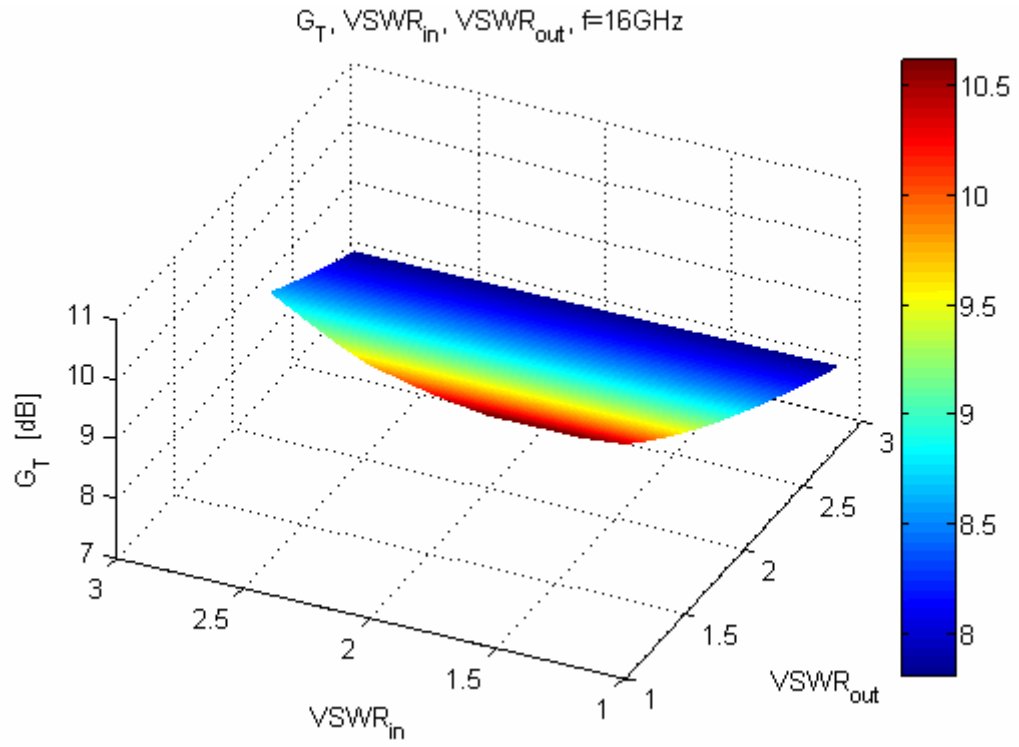
Şekil 11.94 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 18 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin iki boyutlu gösterimi



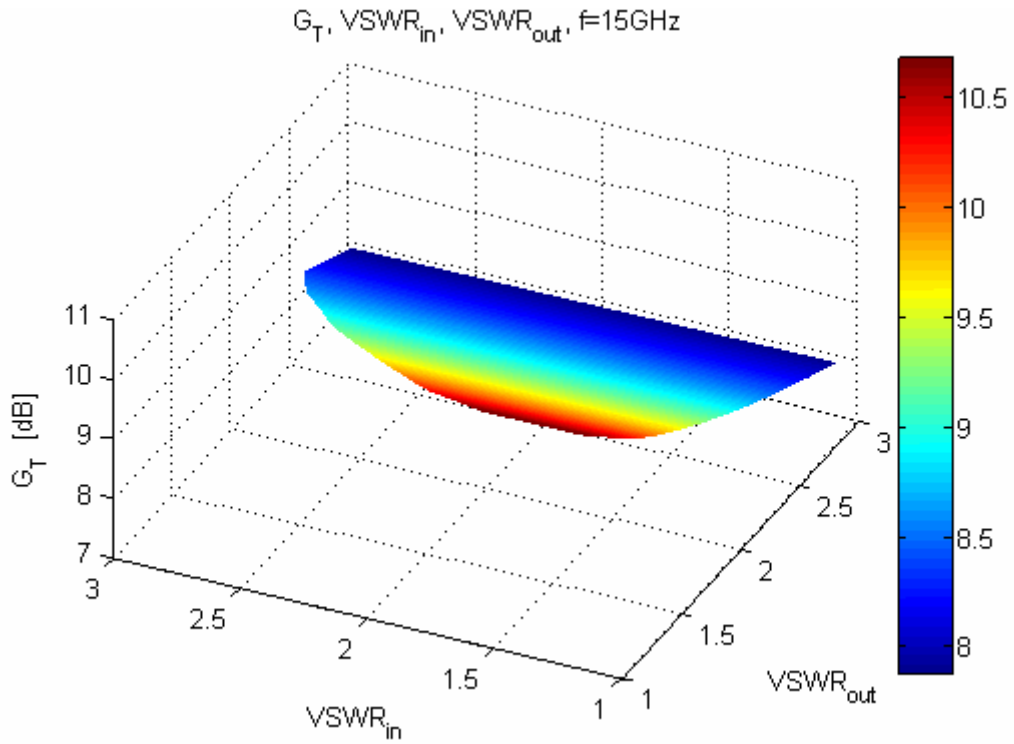
Şekil 11.95 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 17 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



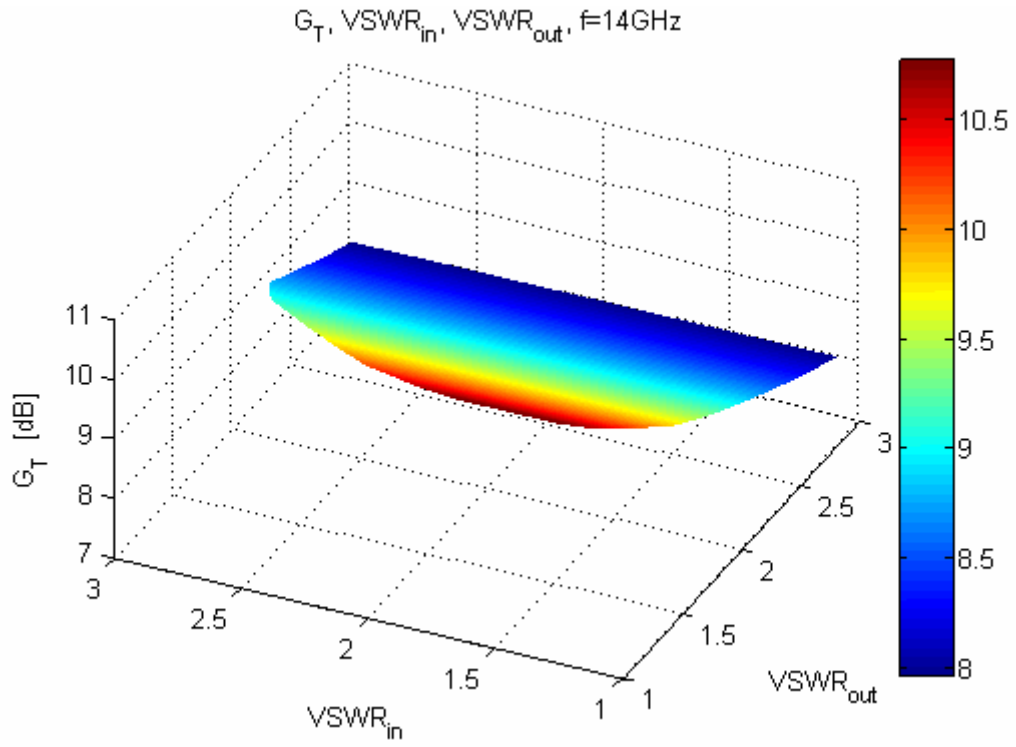
Şekil 11.96 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 17 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin iki boyutlu gösterimi



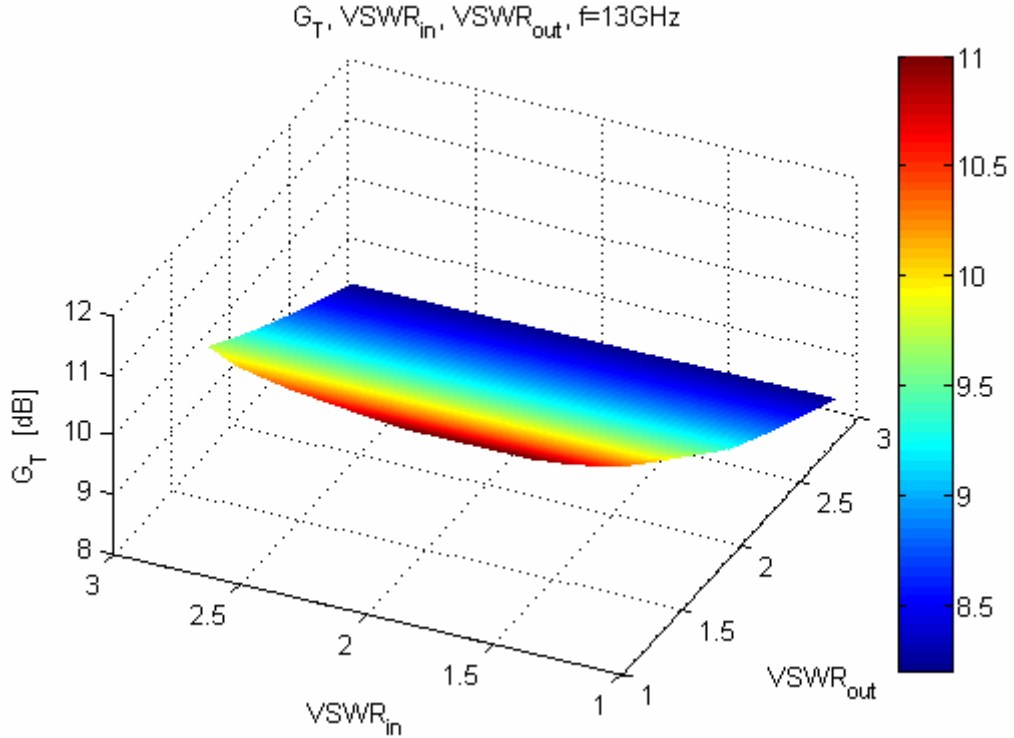
Şekil 11.97 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 16 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



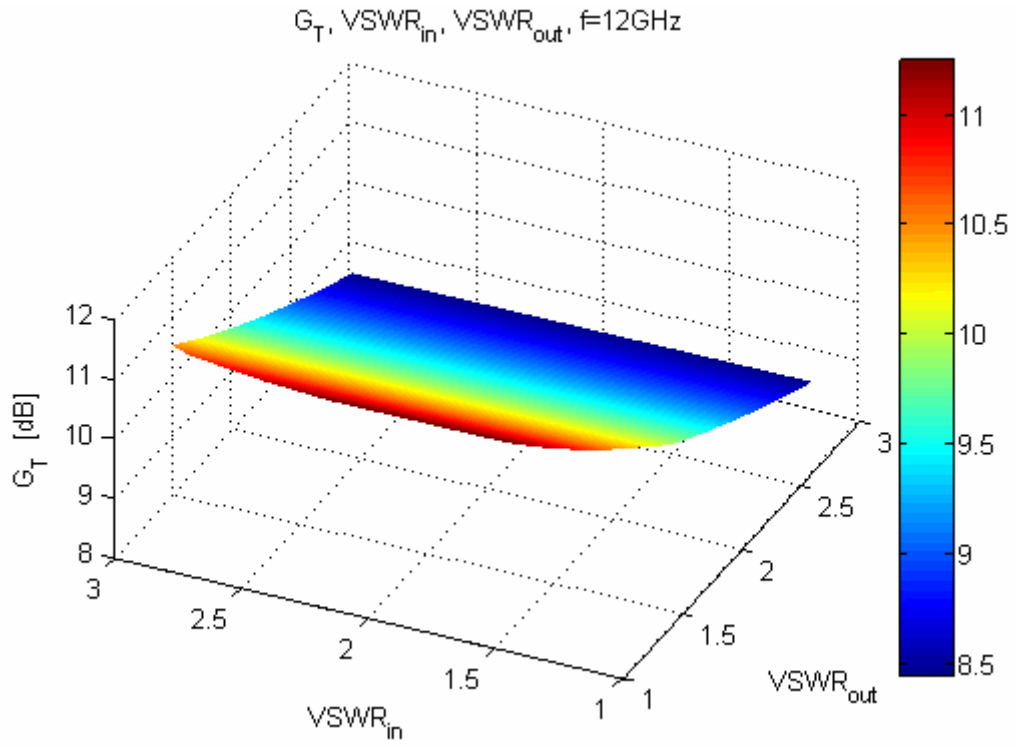
Şekil 11.98 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 15 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



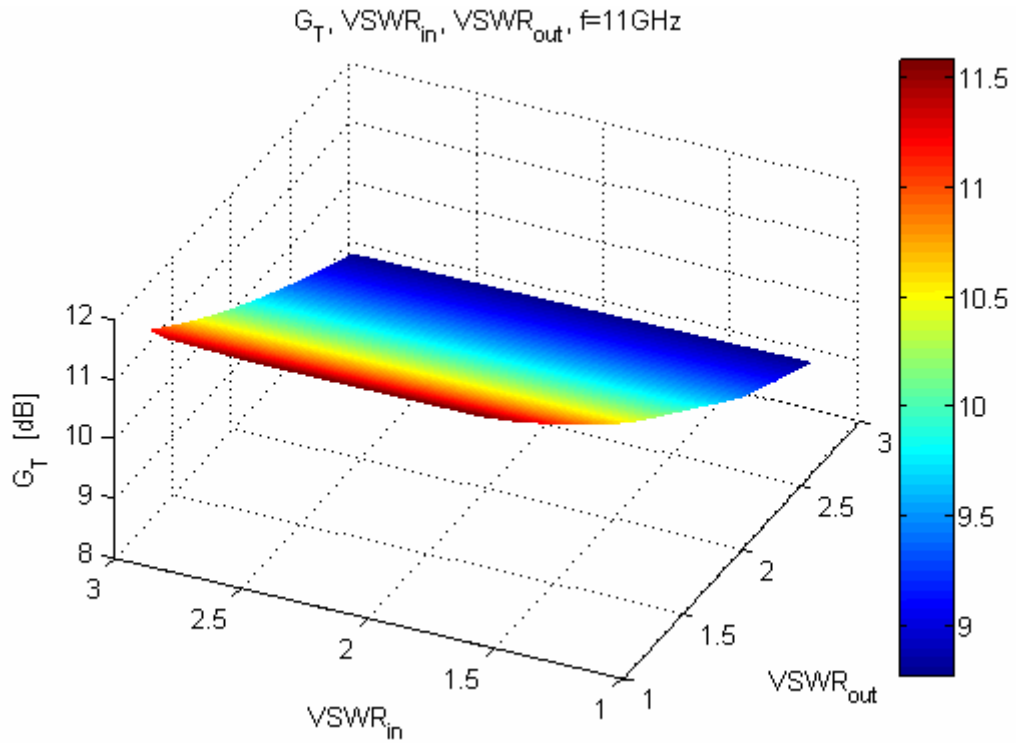
Şekil 11.99 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 14 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



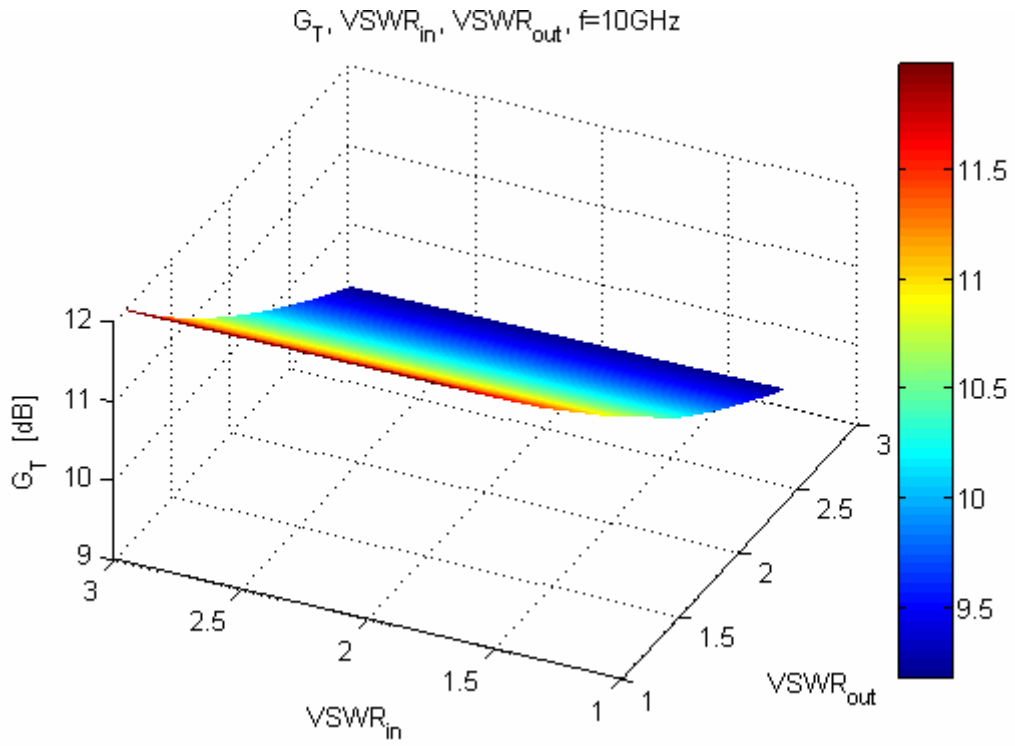
Şekil 11.100 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 13 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



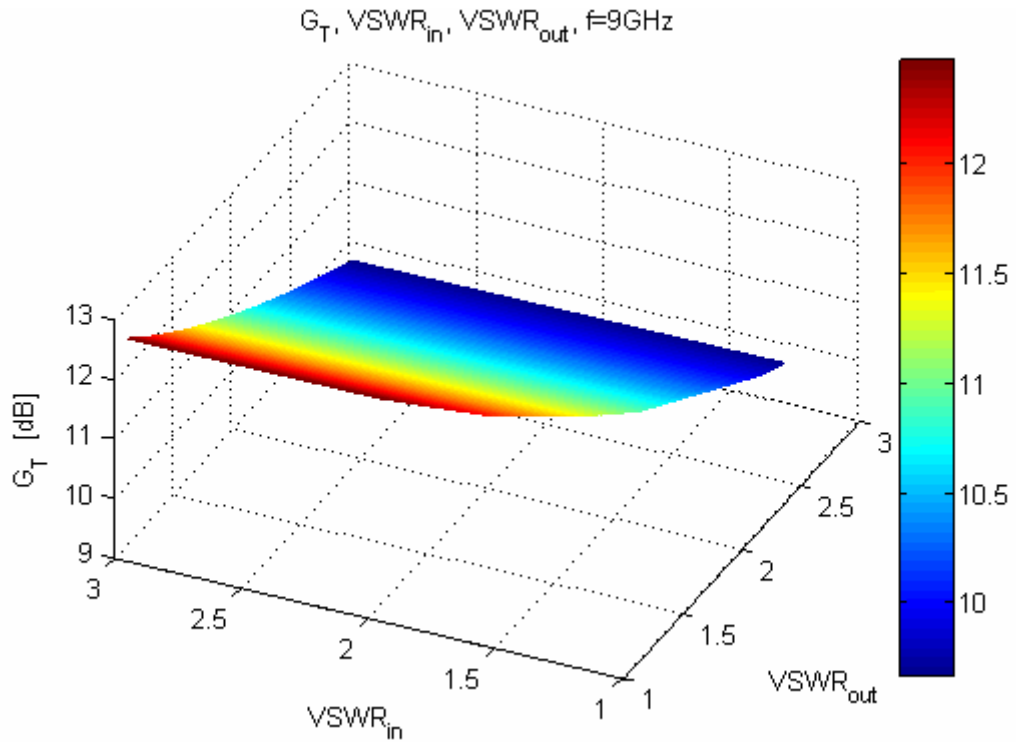
Şekil 11.101 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 12 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



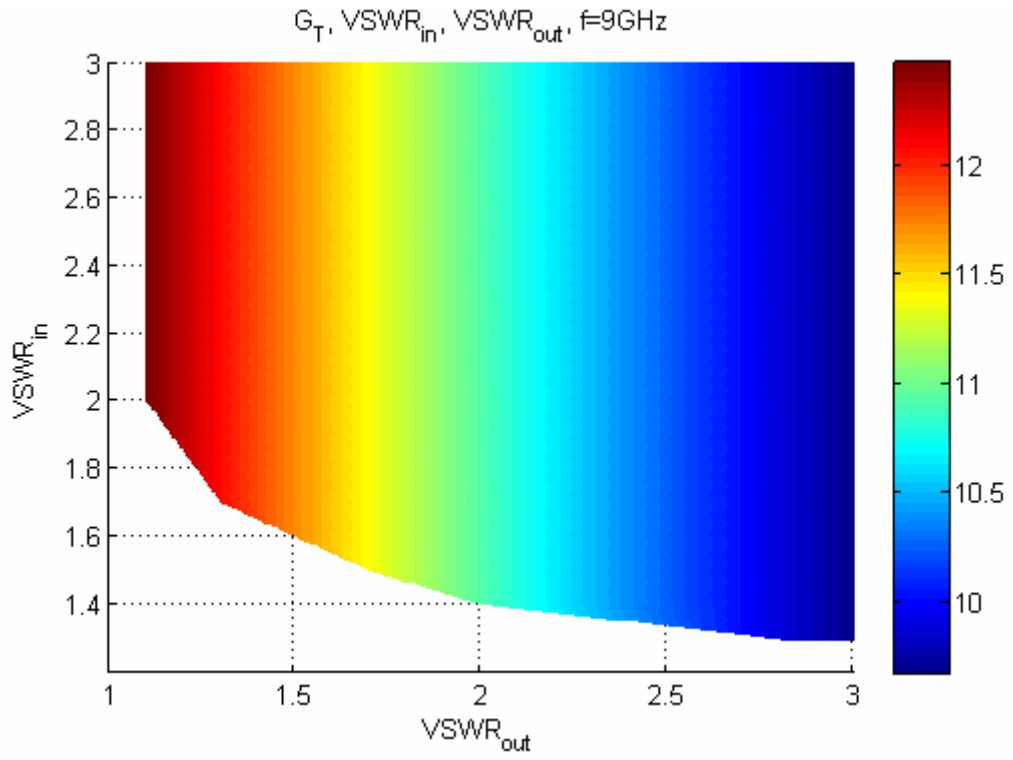
Şekil 11.102 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 11 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



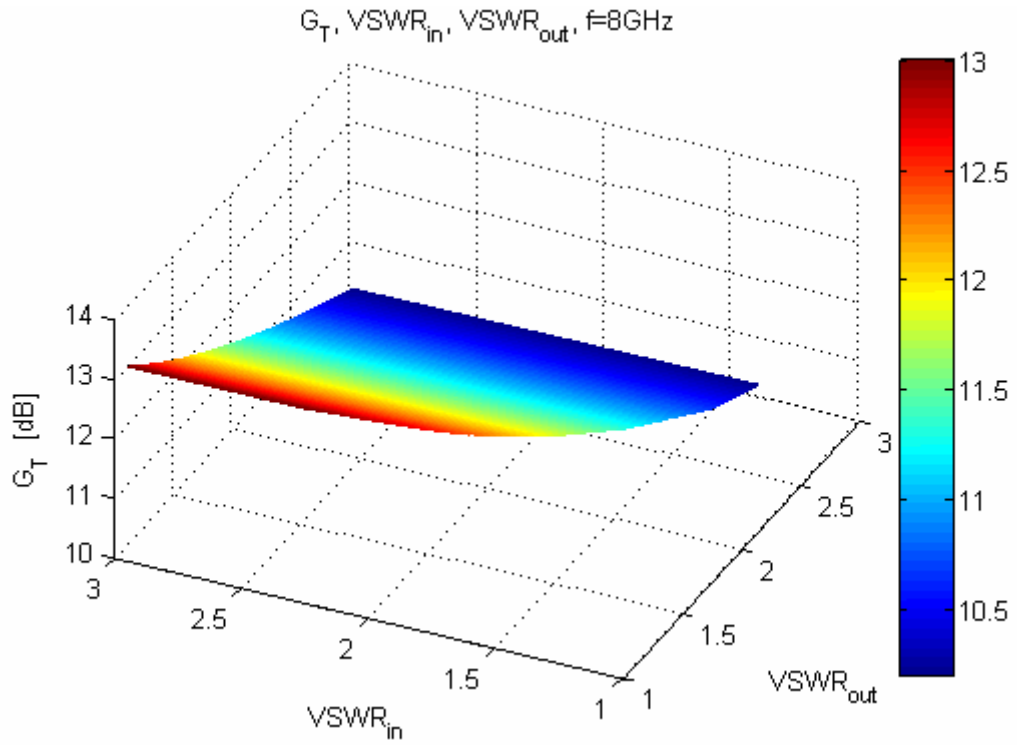
Şekil 11.103 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 10 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



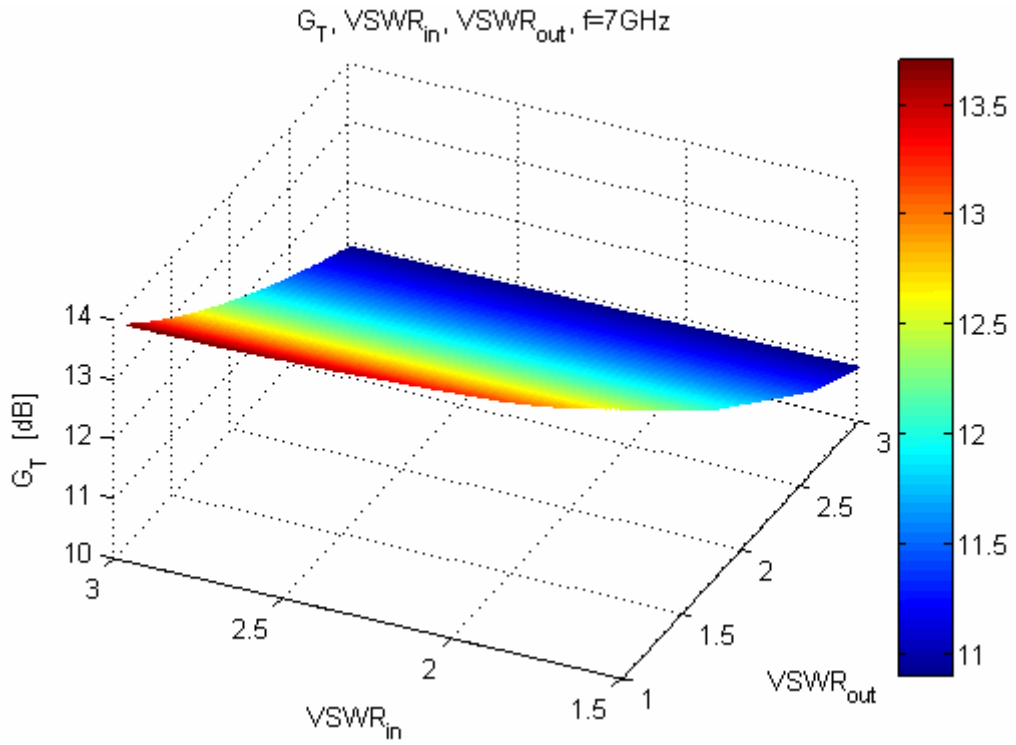
Şekil 11.104 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 9 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



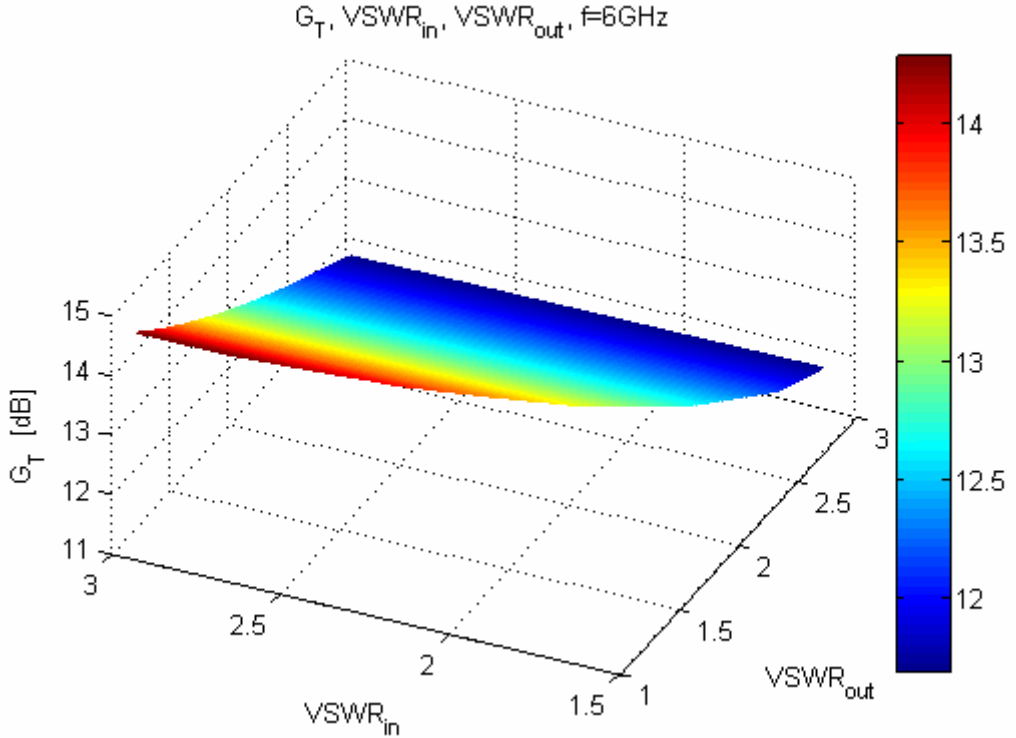
Şekil 11.105 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 9 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin iki boyutlu gösterimi



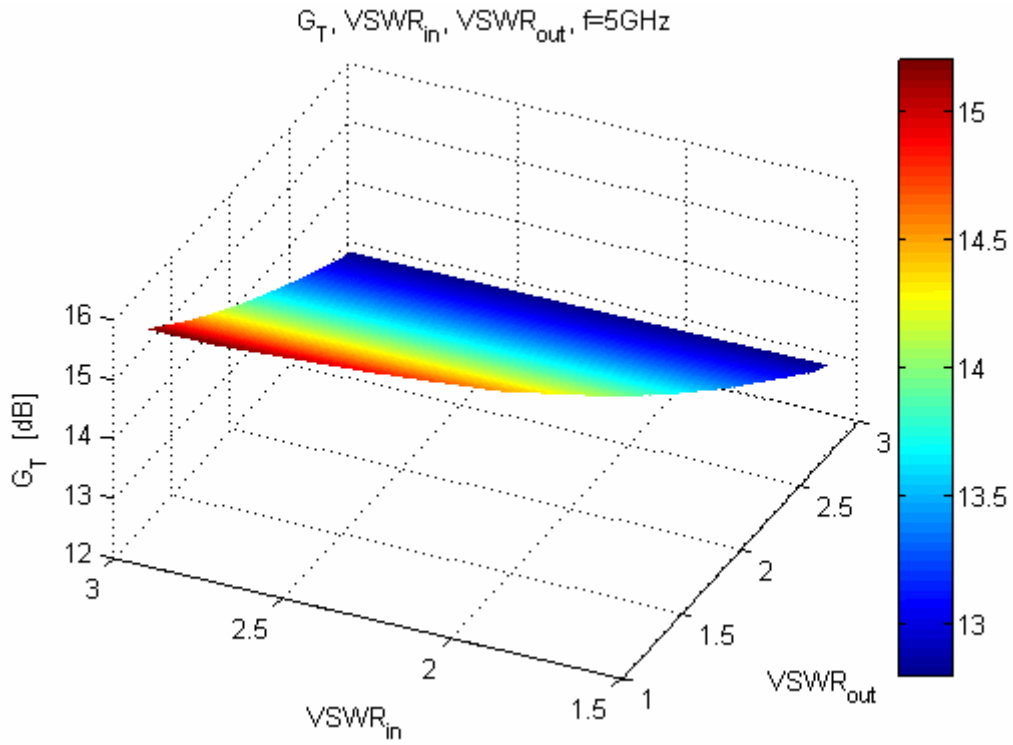
Şekil 11.106 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 8 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



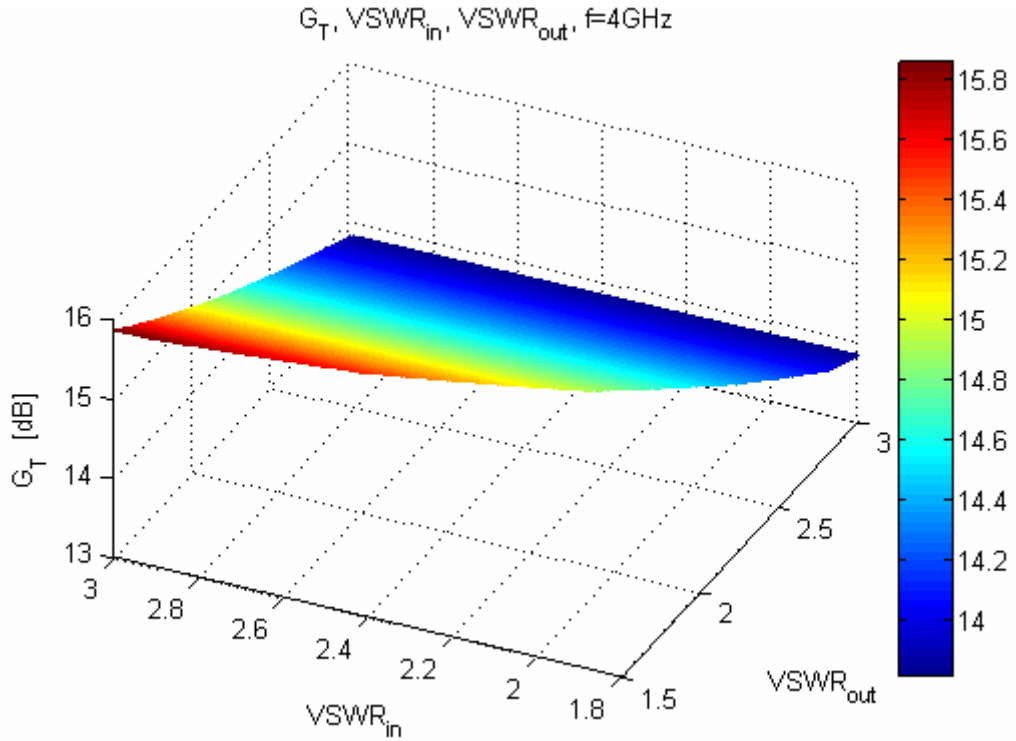
Şekil 11.107 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 7 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



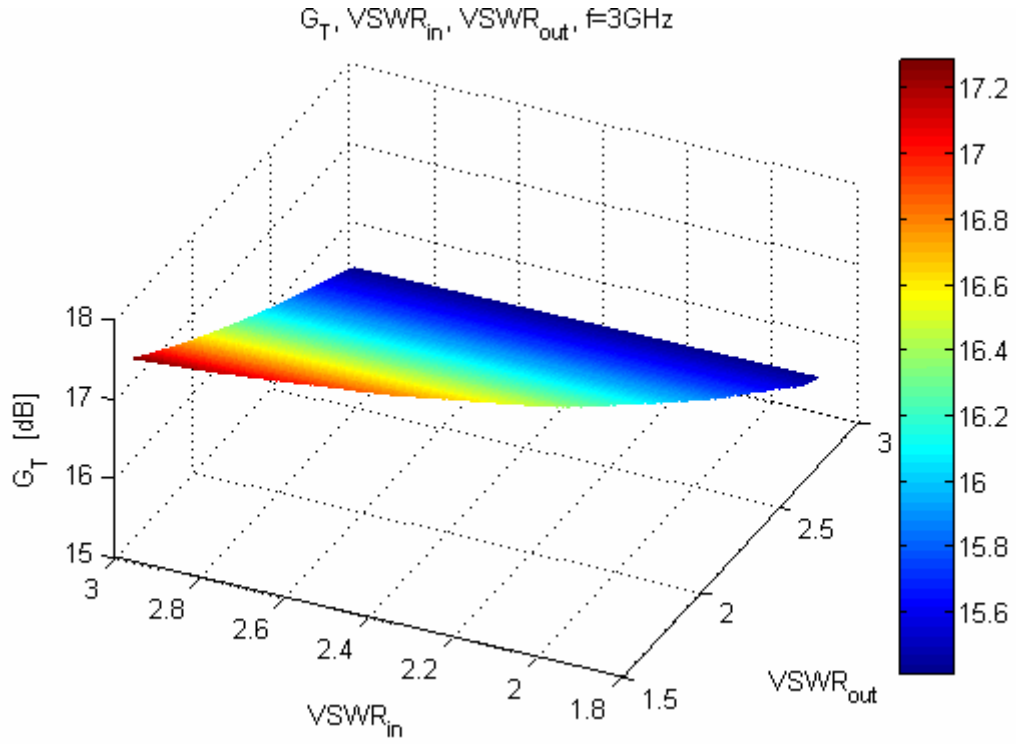
Şekil 11.108 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 6 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



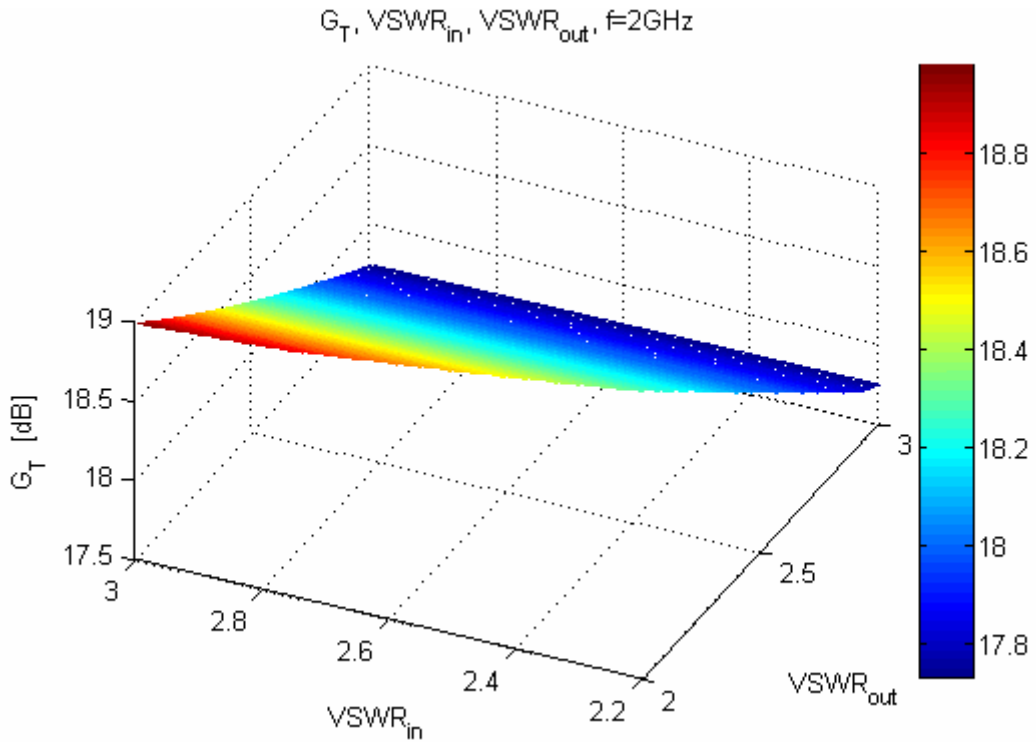
Şekil 11.109 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 5 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



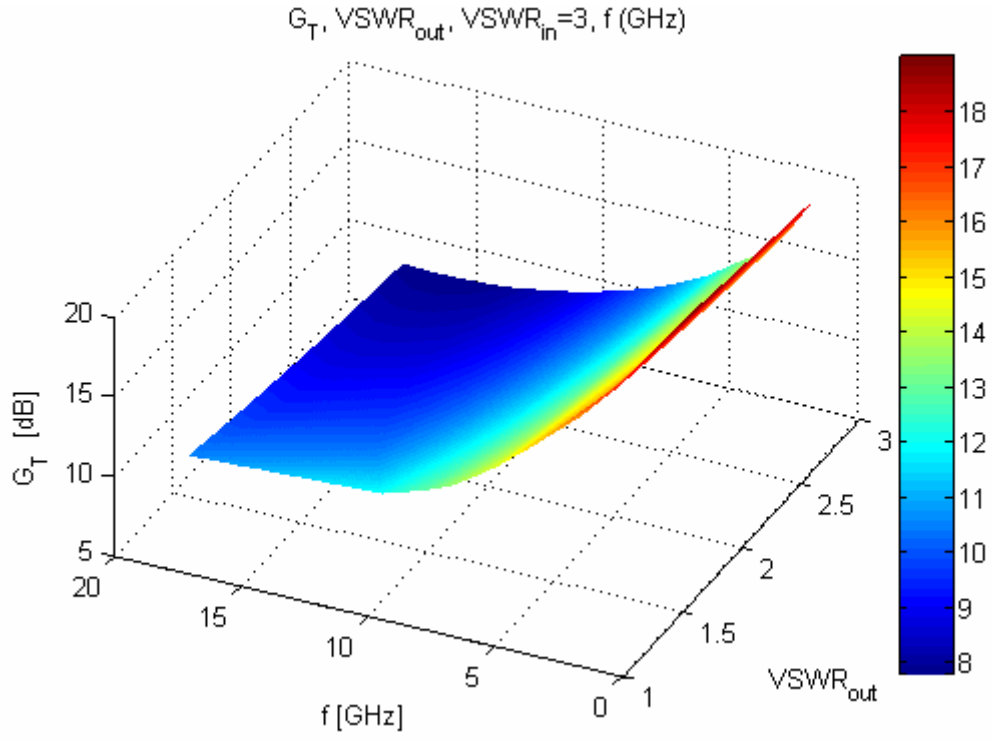
Şekil 11.110 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 4 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



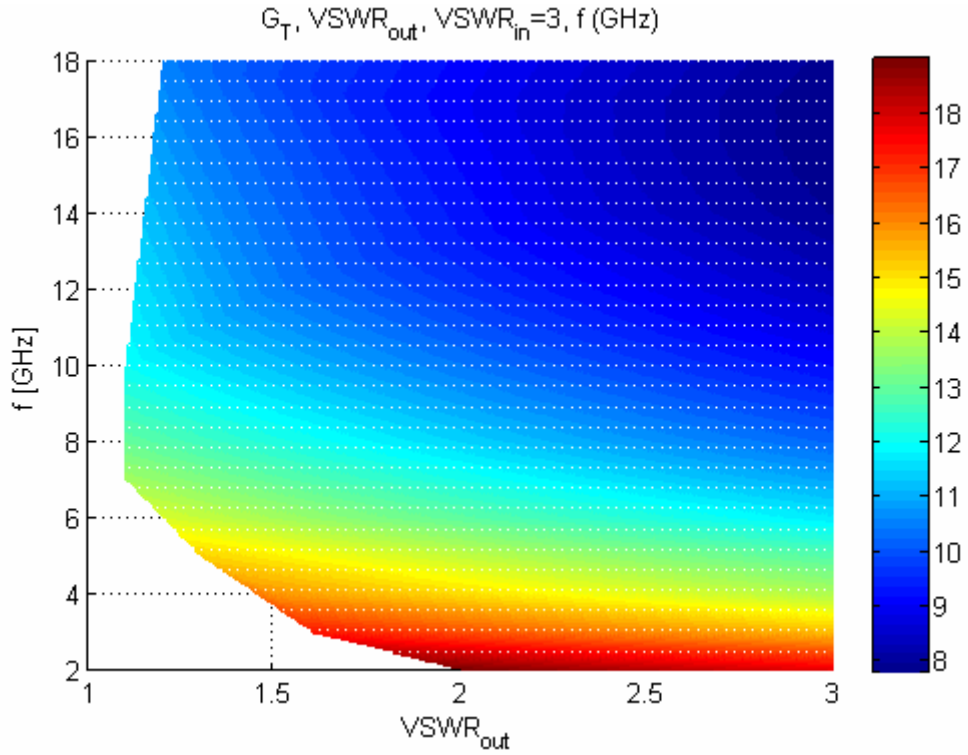
Şekil 11.111 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 3 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



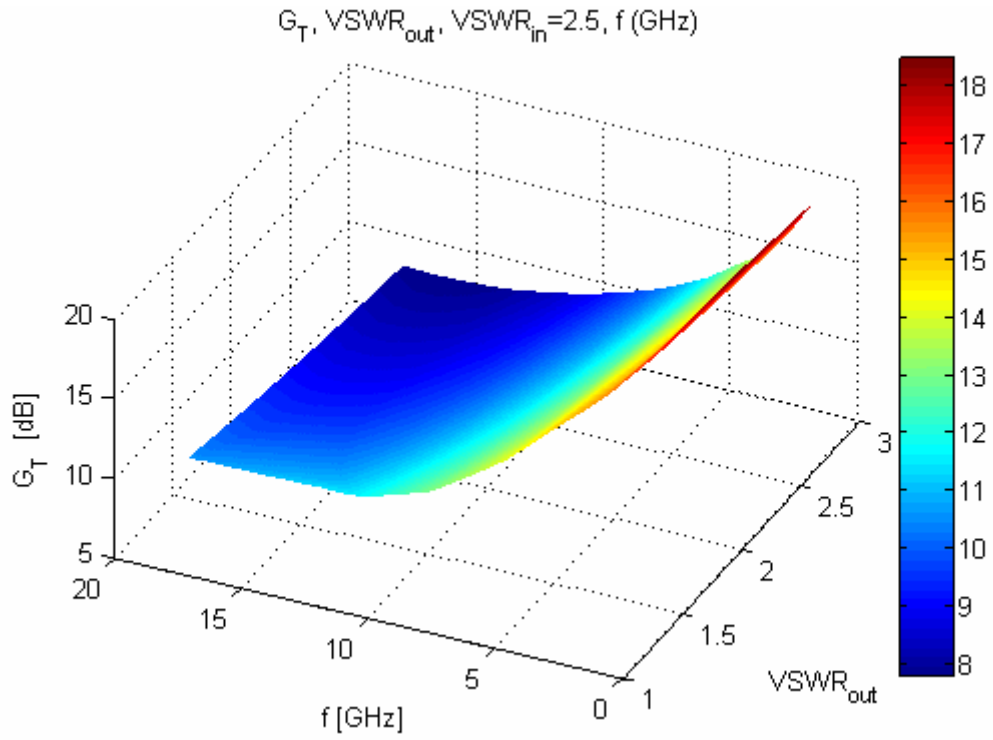
Şekil 11.112 NE3511S02 Transistörü için V_{in} , V_{out} değerlerinin 2 GHz te oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



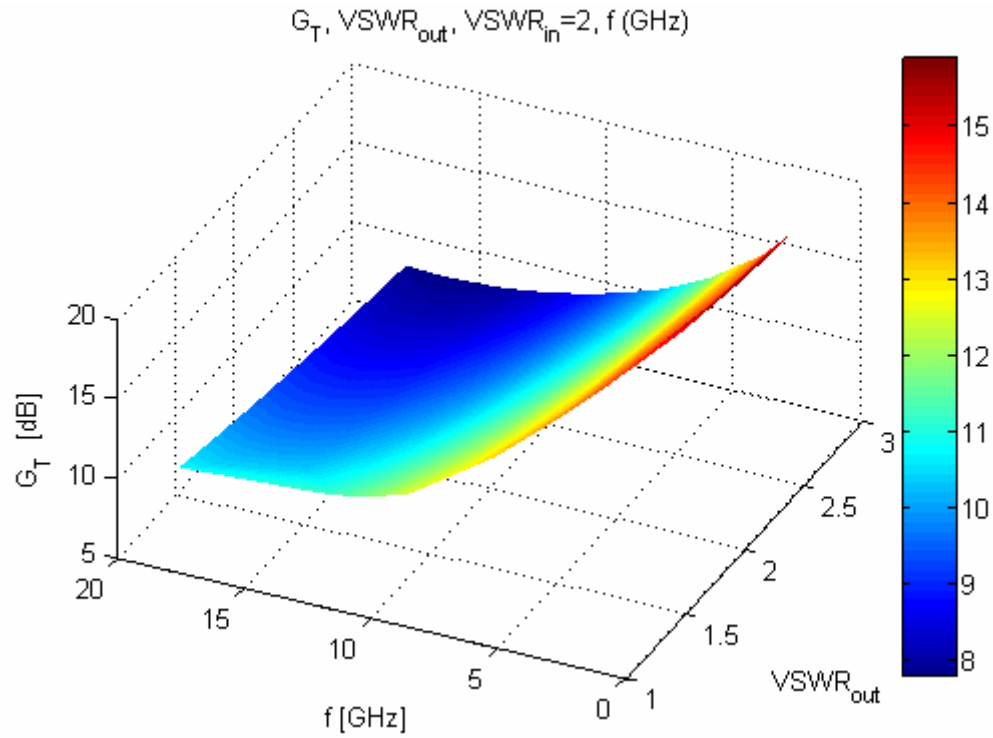
Şekil 11.113 NE3511S02 Transistörü için $V_{in}=3$, V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



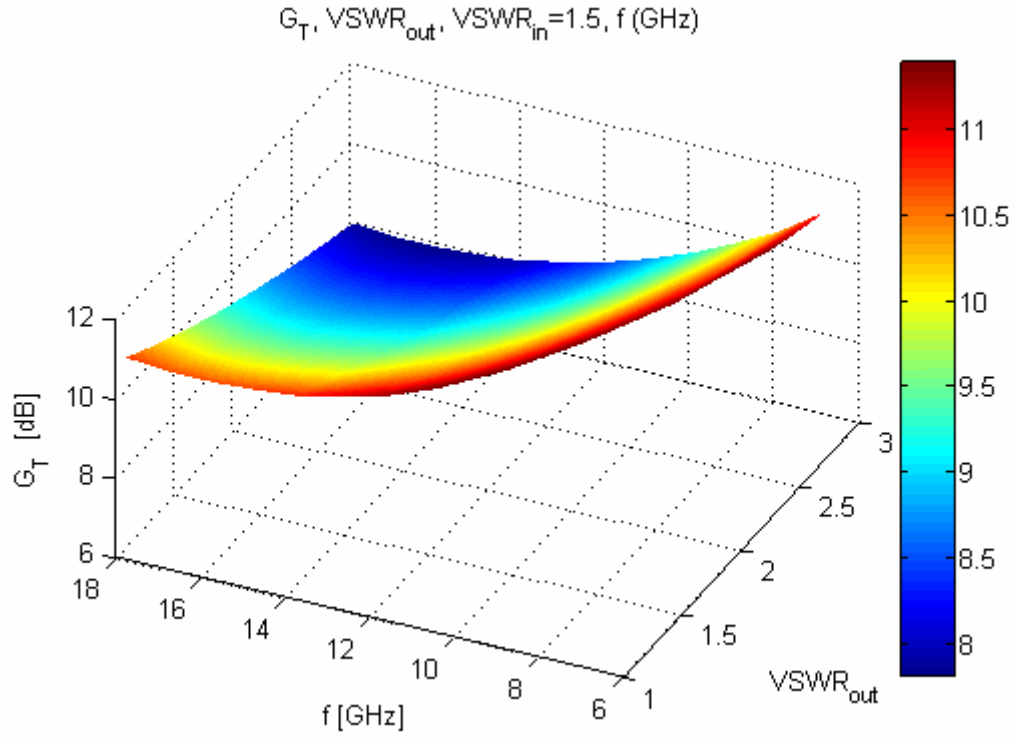
Şekil 11.114 NE3511S02 Transistörü için $V_{in}=3$, V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin iki boyutlu gösterimi



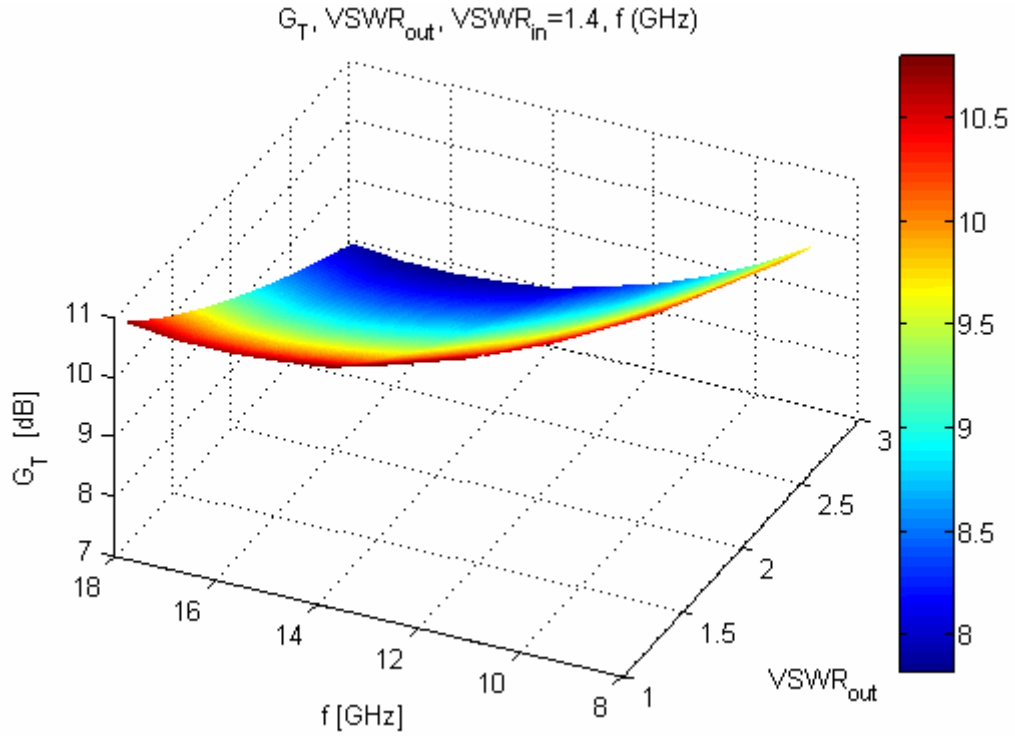
Şekil 11.115 NE3511S02 Transistörü için $V_{in}=2.5$, V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



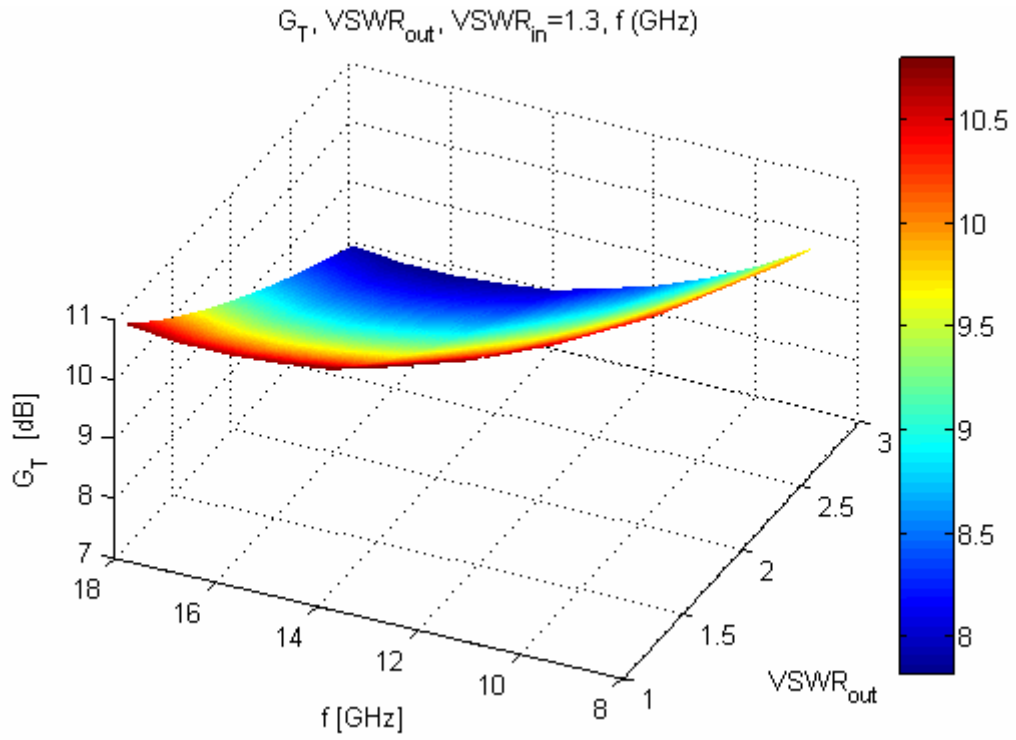
Şekil 11.116 NE3511S02 Transistörü için $V_{in}=2$, V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



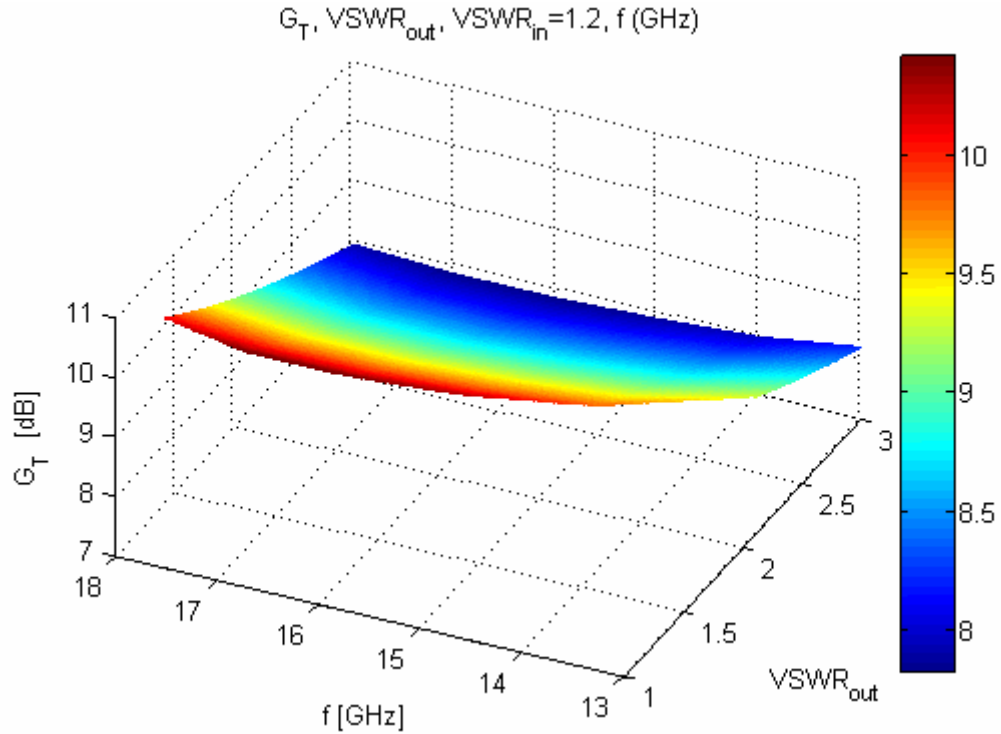
Şekil 11.117 NE3511S02 Transistörü için $V_{in}=1.5$, V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



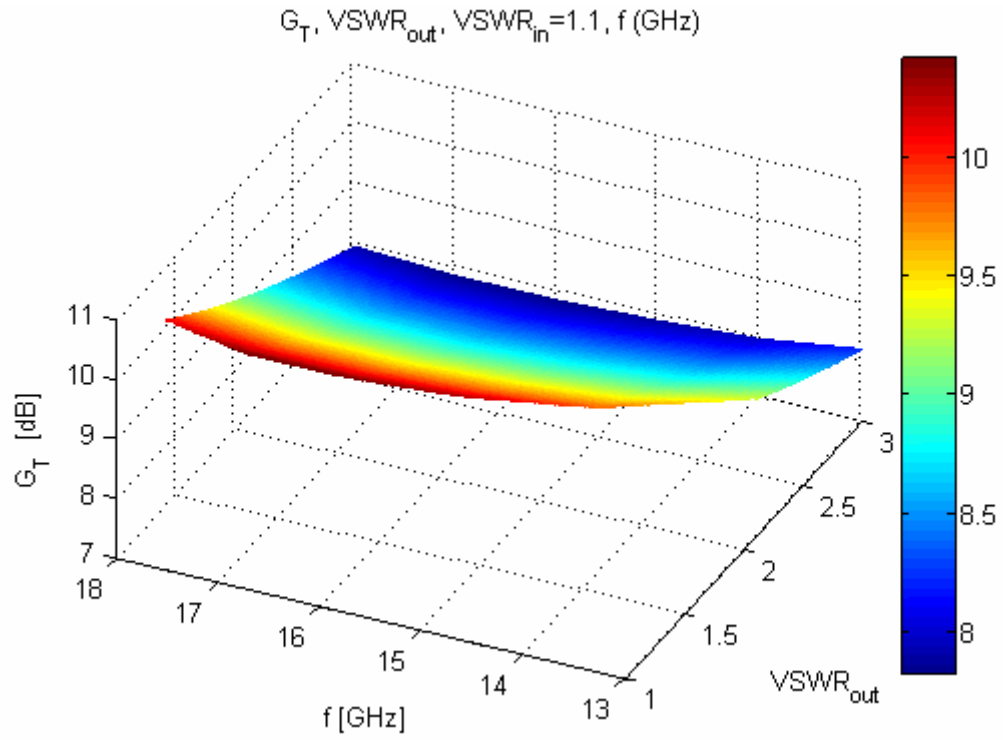
Şekil 11.118 NE3511S02 Transistörü için $V_{in}=1.4$, V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



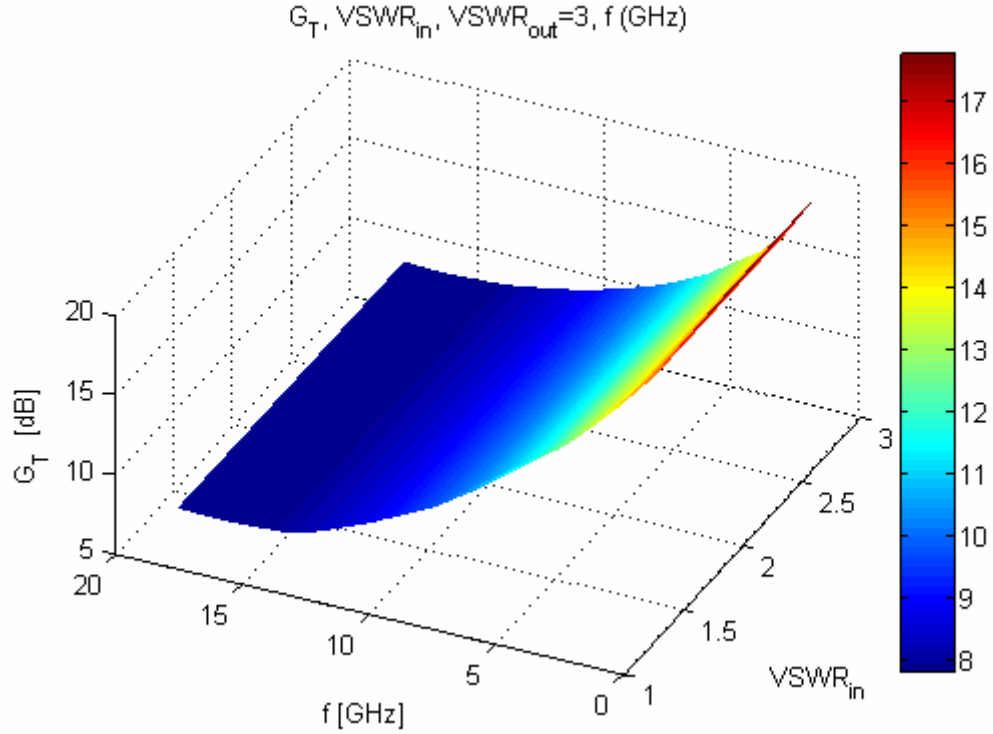
Şekil 11.119 NE3511S02 Transistörü için $V_{in}=1.3$, V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



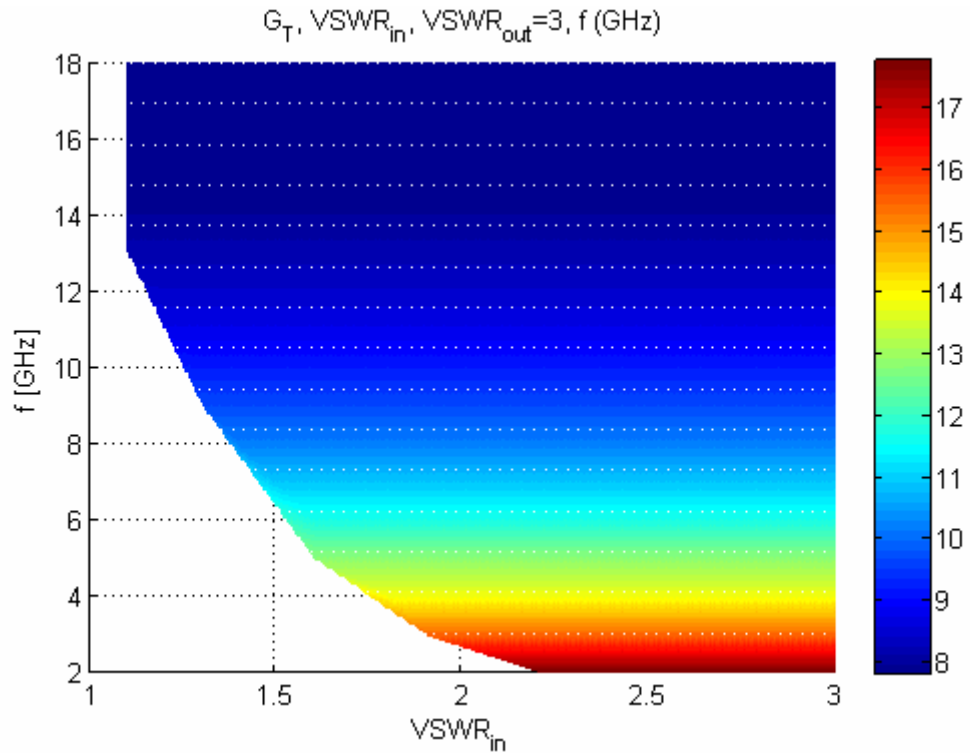
Şekil 11.120 NE3511S02 Transistörü için $V_{in}=1.2$, V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



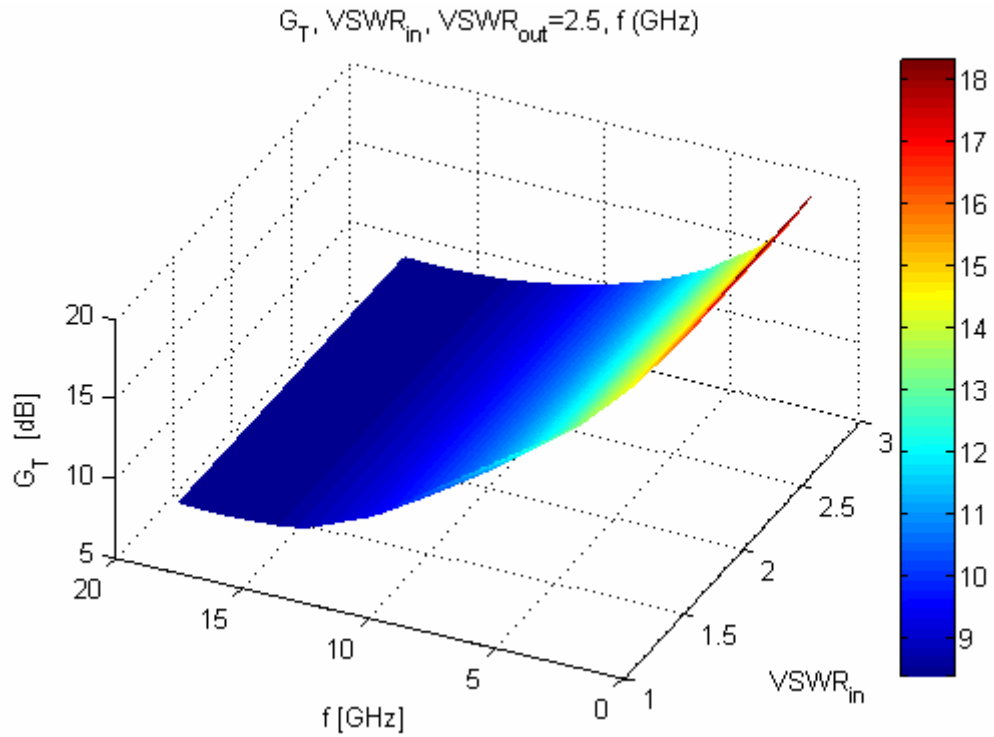
Şekil 11.121 NE3511S02 Transistörü için $V_{in}=1.1$, V_{out} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



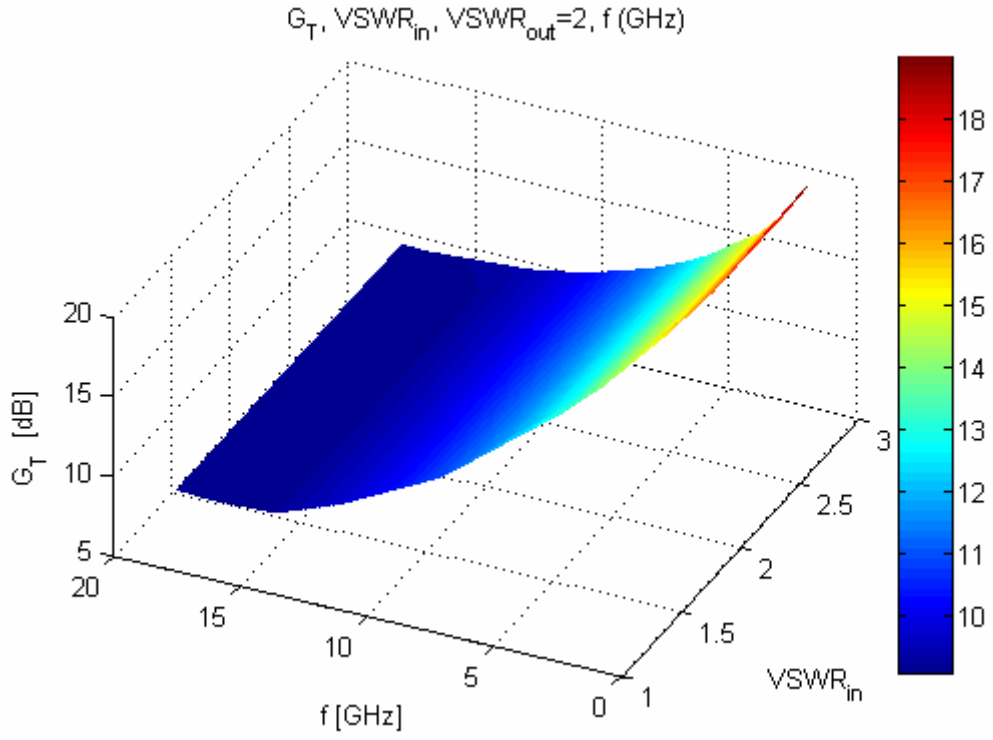
Şekil 11.122 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=3$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



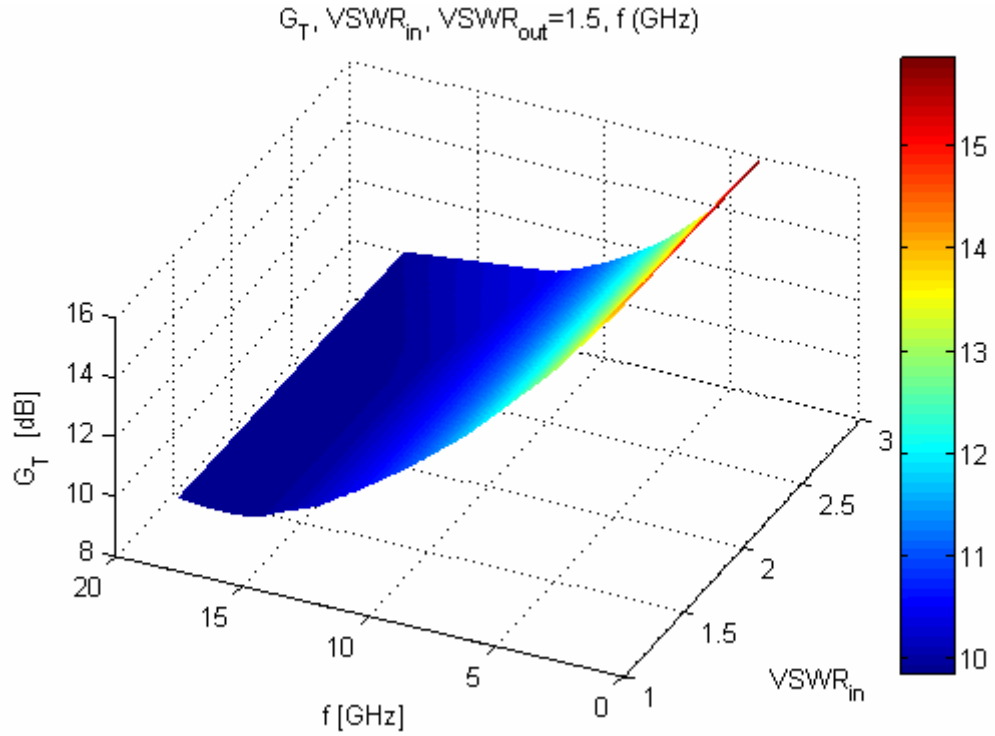
Şekil 11.123 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=3$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin iki boyutlu gösterimi



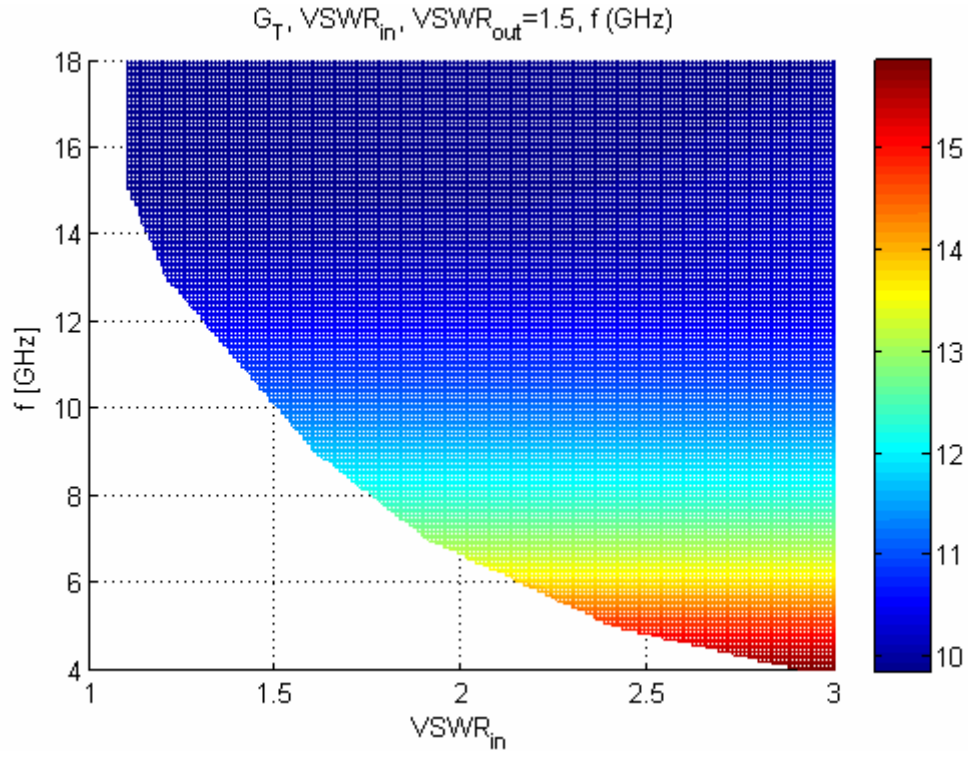
Şekil 11.124 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=2.5$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



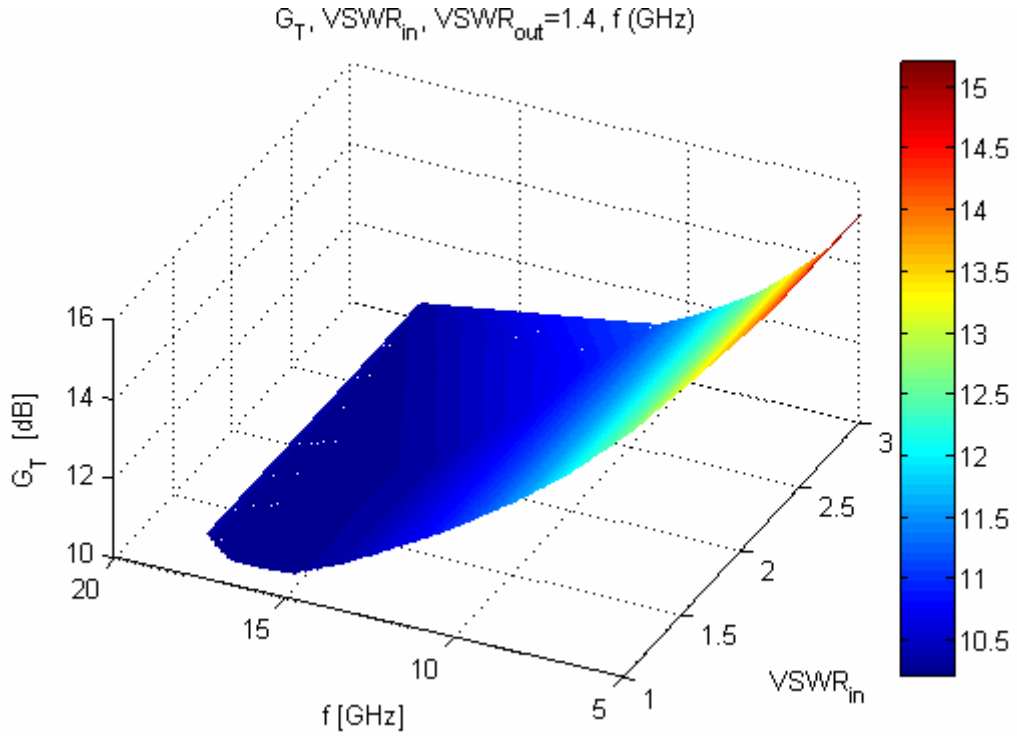
Şekil 11.125 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=2$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



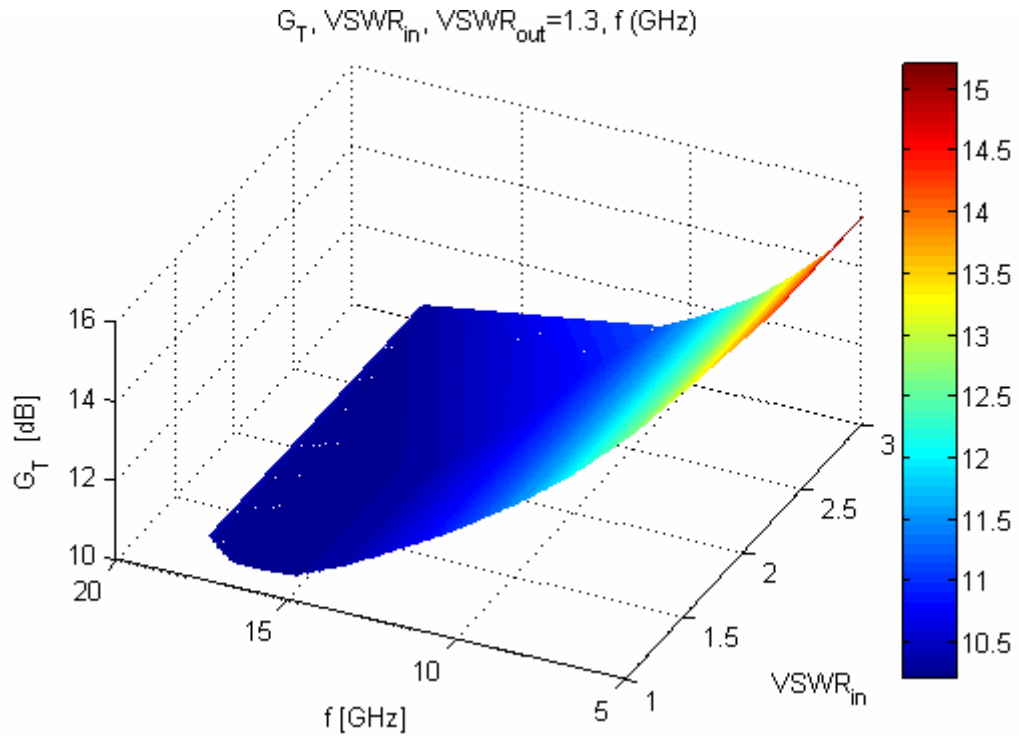
Şekil 11.126 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=1.5$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



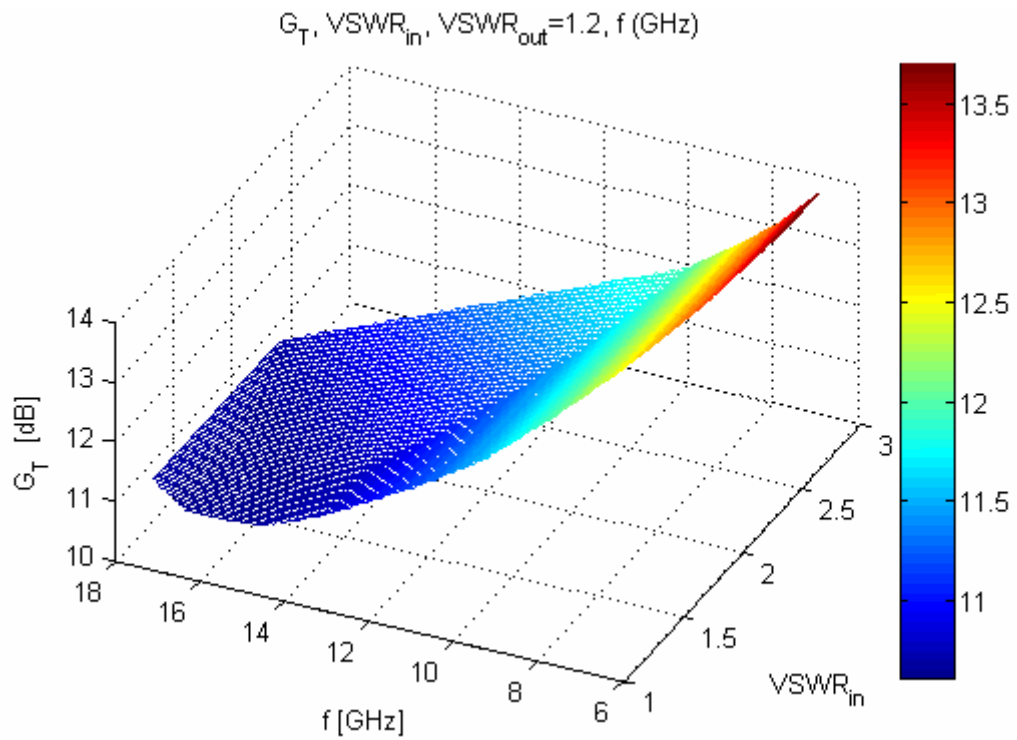
Şekil 11.127 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=1.5$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin iki boyutlu gösterimi



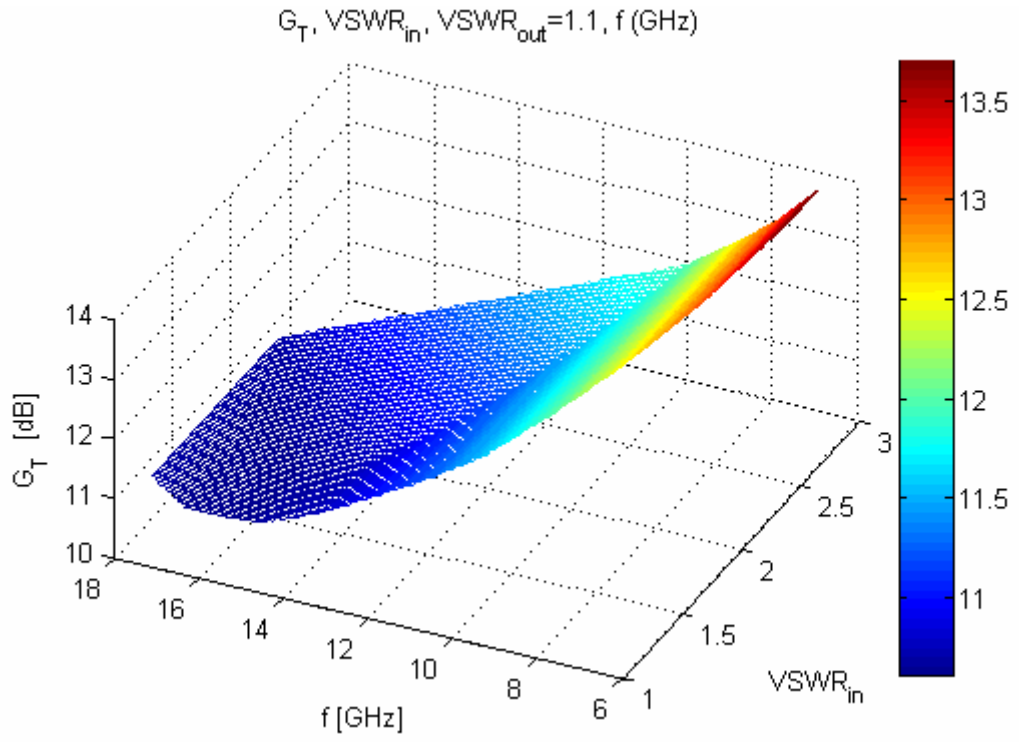
Şekil 11.128 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=1.4$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



Şekil 11.129 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=1.3$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



Şekil 11.130 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=1.2$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi



Şekil 11.131 NE3511S02 Transistörü için $V_{out}=1.1$, V_{in} değerlerinin tüm band boyunca oluşturdukları G_T değerlerinin üç boyutlu gösterimi

11.2 Tek-Katlı ve Çok-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisi Tasarım Uygulamaları

11.2.1 Çıkış VSWR ile sınırlandırılmış Bir Tek-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin Mikroşerit İletim Hatları ile Tasarımı

11.2.1.1 NE3511S02 Transistörü ile Kuvvetlendirici Tasarım Uzaı

NE3511S02 transistörünün $V_{DS}=2V$, $I_{DS}=5\text{ mA}$, kutuplaması için $F_{req}=F_{min}$ seçilmiş ve $V_{out}=1$ sınırlamaları içinde maksimum kazanç G_{Tmax} frekans değişimi istenmiştir. Buna göre “Tasarım Hedef Uzaı” olarak G_{Tmax} – f değişim eğrisinden $F_{req}=F_{min}$, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ band genişliği $B=8\text{-}18\text{GHz}$ belirlenmiştir. Ayrıca bu performans hedeflerini gerçekleyen kaynak Z_S ve yük Z_L sonlandırmaları da önceki bölümlerde verilmiştir.

Transistörün Ad: NE3511S02

Kutuplama Koşulu: $V_{DS}=2V$, $I_{DS}=5\text{ mA}$

Çalışma Band: 8-18 GHz

11.2.1.2 NE3511S02 Transistörü ile Kuvvetlendirici Tasarım Değişkenleri

Bu uygulamamızdaki uydurma devrelerinde kullanılan mikroşerit iletim hatları olacaktır. Taban madde olarak sık kullanılan PTFE mikrofıberglass kullanılmıştır. Mikroşerit hat yer düzlemine bağılı H kalınlığındaki taban maddesi üzerine W genişliğinde bir iletken şerit yerleştirilmesi ile oluşturulur. Şerit kalınlığı ise T 'dir. Dielektrik sabiti ve taban maddesi kalınlığı madde üretiminde oldukça dikkat edilmesi gereken hususlardır. Aksi takdirde üretilen iletim hatları hat sabitinin ve karakteristik empedansın bu parametrelere bağılı olmasından dolayı istenilen sonucu vermeyecektir. PTFE mikrofıberglass maddesinin $\epsilon_r = 2.26$, tanjant kaybı 0.0005-0.001 arasında, ısıl iletkenliği düşük ve işlenebilirliği yüksek bir malzemedir. Bizim problemimizde taban madde kalınlığı H 0.3 mm alınmıştır. Şerit kalınlığı T 0.001 mm alınmıştır.

Bizim sistemimizde tasarım değişkenleri; şerit genişliği W , şerit uzunluğu ℓ dir. En genel halde; şerit genişliği W , şerit uzunluğu ℓ 'den oluşan bir tasarım değişken uzaı ile $0.3\text{mm} < W < 2\text{mm}$, $0.15\text{mm} < \ell < 3\text{mm}$ sınırlamaları içinde çalışılmıştır. Bu problemin çözümü için Parçacık Sürüsü Optimizasyonu kullanılmıştır. Elde edilen şerit genişliği W , şerit uzunluğu ℓ takımları ile uydurma devreleri tasarlanmış olup sentez sonuçları aşağıda gösterilmiştir.

11.2.1.3 Uydurma devreleri için Optimizasyon Problemi Kurulması

Bu çalışmada hızlı ve verimli olan Parçacık Sürüsü Optimizasyonu kullanılmıştır. Optimizasyon probleminde kazanç fadesi alınarak hata fonksiyonu teşkil edilmiştir;

$$\varepsilon \cong \sum_{i=1}^N (1 - G_{T_i})^2_{(\omega_i)} \quad (11.24)$$

IMC ve OMC devreleri ayrı ayrı optimize edilmiştir. Her iki optimizasyon prosedüründe de aynı hata fonksiyonu kullanılmıştır. Hata fonksiyonunu tüm çalışma bandı içerisindeki kazanç ifadelerinin exponansiyel toplamından oluşmaktadır. Yansımanın sıfır olduğu ($\rho=0$) değer için kazanç ifadesinin 1 olması gerektiği yaklaşımından yola çıkarak elde edilen kazanç değerleri hata fonksiyonunda 1'den çıkartılmıştır.

Parçacık Sürüsü Optimizasyonu program içeriğinde kullandığımız fonksiyonlar;

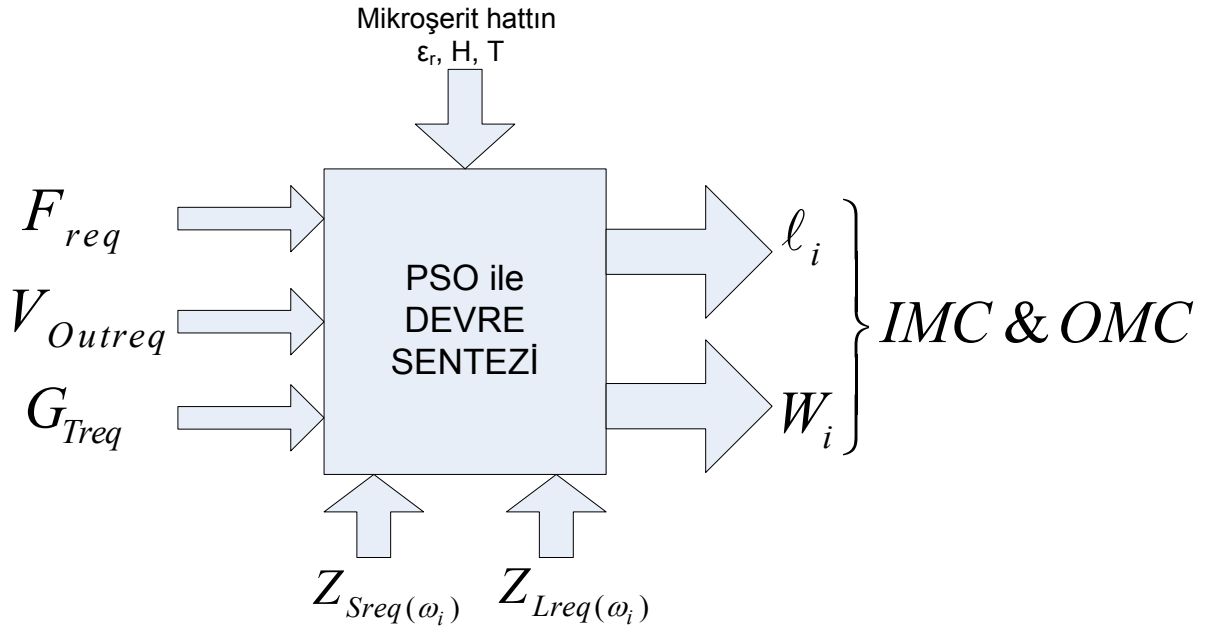
$$G_T = \frac{4R_S R_L}{|AZ_L + B + Z_S(CZ_L + D)|^2} \quad [11.25]$$

$$P = |AZ_L + B + Z_S(CZ_L + D)|^2 \quad [11.26]$$

$$G_T = \frac{4R_S R_L}{P} \quad [11.27]$$

$P\{W_i, \ell_i\}$ ifadesinin içerisinde optimizasyon değişkenleri vardır. Bu değişkenler şerit genişliği W , şerit uzunluğu ℓ dir.

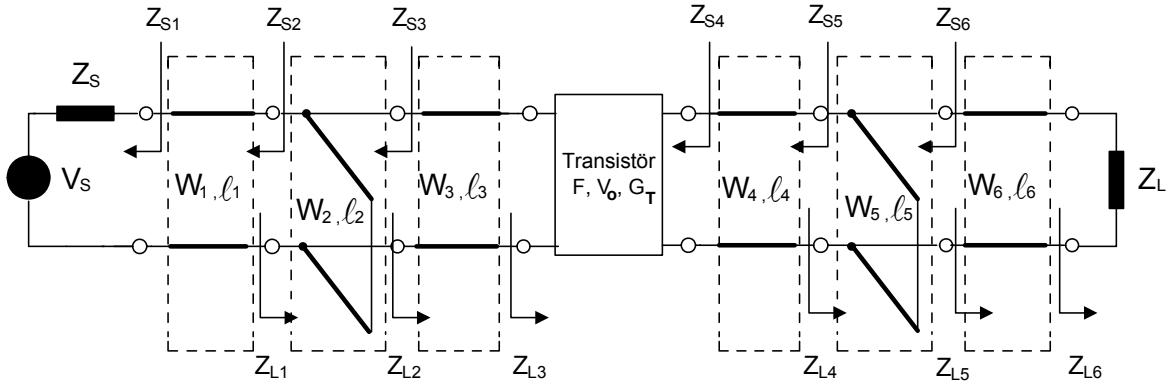
Ayrıca önceki bölümlerde gösterilmiş olan mikroşerit hattın sentez formülleri kullanılmıştır.



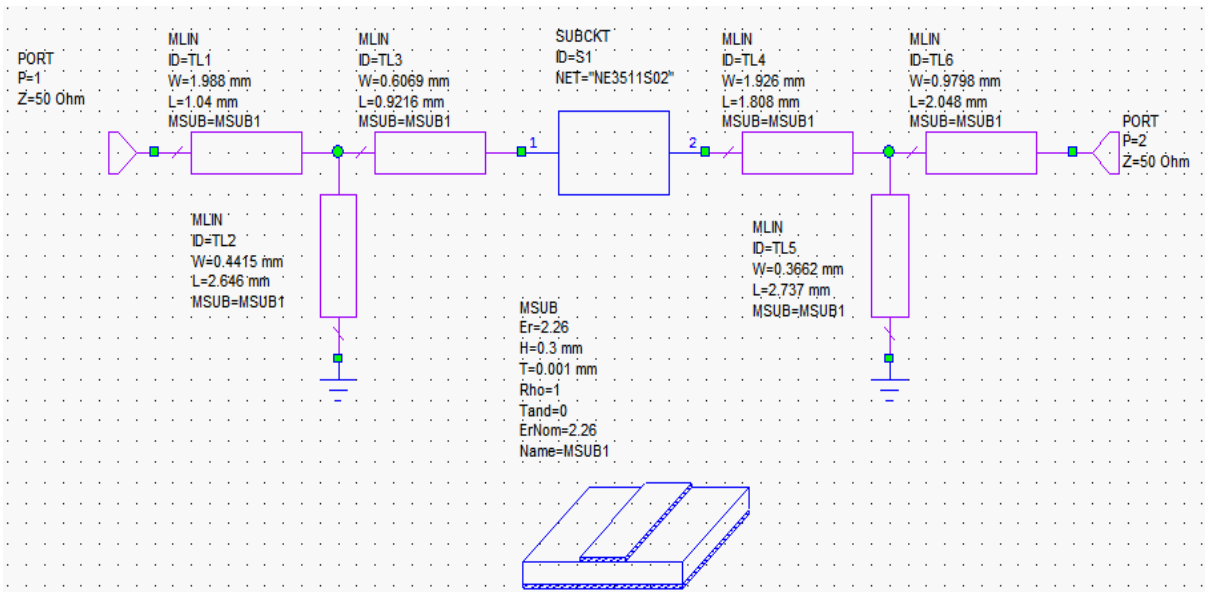
Şekil 11.132 Parçacık Sürüşü Optimizasyonu ile uydurma devrelerini tasarlayan programlama kutusu

Yukarıdaki blok diyagramdan görüldüğü üzere, istenilen gürültü, çıkış VSWR ve kazanç değerlerini sağlayan kaynak ve yük empedans değerleri girilir. Ayrıca mikroşerit hattın dielektrik sabiti ϵ_r , şerit kalınlığı T , taban madde kalınlığı H , girilir. Program değişkenleri ise şerit genişliği W , şerit uzunluğu ℓ dir. Programın boyutu uydurma devresinin tipine bağlı olarak değişmektedir. T tipi devre için program 6 boyutludur.

Programda maksimum iterasyon sayısı 700, parçacık sayısı 200 alınmıştır. Kullanılan bilgisayar Pentium 4 CPU, 3GHz Processor, 512 MB RAM. Bu bilgisayarla program 30-40 saniye arasında sonuç vermiştir.



Şekil 11.133 Tek-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisi (T-T) Tipi devresi



Şekil 11.134 Tek-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisi (T-T) Tipi devresi simülasyon program içerisindeki gösterimi

$$F_{req} = F_{min} \Leftrightarrow V_{oreq} = V_{out} = 1 \Leftrightarrow G_{Treq} = G_{Tmax}$$

Çizelge 11.9 IMC & OMC Tasarım Değişkenleri (T-T) Tipi Sonuçları

IMC 'T' Tipi			OMC 'T' Tipi		
ℓ_1 mm	ℓ_2 mm	ℓ_3 mm	ℓ_4 mm	ℓ_5 mm	ℓ_6 mm
1,04	2,646	0,9216	1,808	2,737	2,048
W_1 mm	W_2 mm	W_3 mm	W_4 mm	W_5 mm	W_6 mm
1,988	0,4415	0,6069	1,926	0,3662	0,9798

Çizelge 11.10 (T-T) Tipi Tek-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin kazanç hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları

Frekans	GT (dB) Hedef	GT (dB) Sentez	GT (dB) MWO
8	13,214	13,256	13,187
9	12,681	11,921	11,871
10	12,192	10,936	10,894
11	11,788	10,275	10,230
12	11,458	9,877	9,823
13	11,212	9,668	9,597
14	10,979	9,545	9,457
15	10,882	9,451	9,351
16	10,824	9,239	9,143
17	10,829	8,782	8,716
18	10,921	8,032	8,023

Çizelge 11.11 (T-T) Tipi Tek-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin giriş yansıma katsayısı sentez ve simülasyon sonuçları

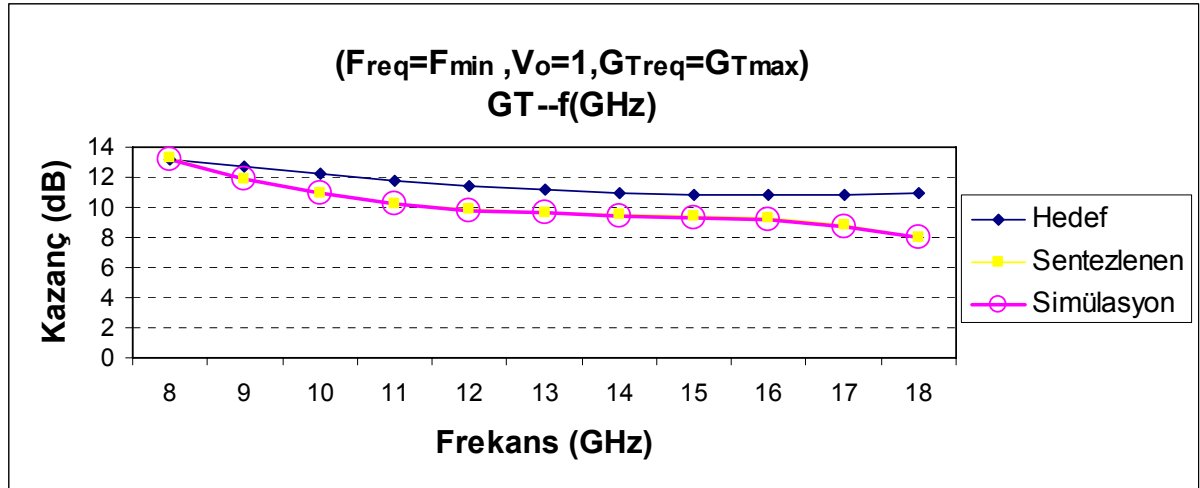
Frekans	Mod(Rin) Sentez	Mod(Rin) MWO
8	0,489	0,487
9	0,505	0,504
10	0,513	0,511
11	0,513	0,511
12	0,502	0,500
13	0,486	0,484
14	0,474	0,474
15	0,493	0,493
16	0,551	0,548
17	0,648	0,642
18	0,762	0,753

Çizelge 11.12 (T-T) Tipi Tek-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin çıkış yansıma katsayısı hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları

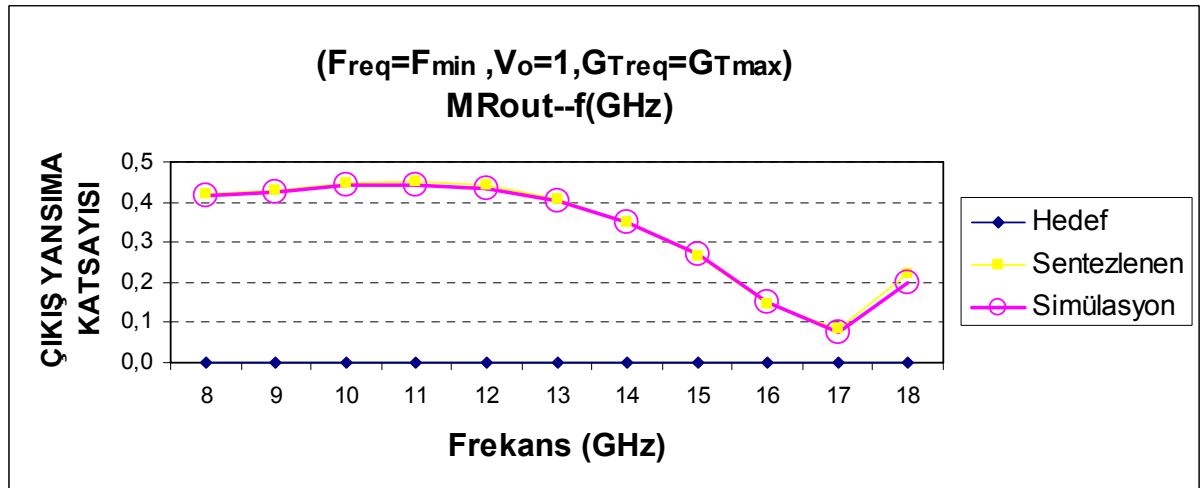
Frekans	Mod(Rout) Hedef	Mod(Rout) Sentez	Mod(Rout) MWO
8	0	0,422	0,417
9	0	0,431	0,427
10	0	0,446	0,440
11	0	0,450	0,444
12	0	0,440	0,434
13	0	0,409	0,404
14	0	0,351	0,348
15	0	0,267	0,268
16	0	0,146	0,150
17	0	0,084	0,073
18	0	0,219	0,198

Çizelge 11.13 (T-T) Tipi Tek-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin gürültü hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları

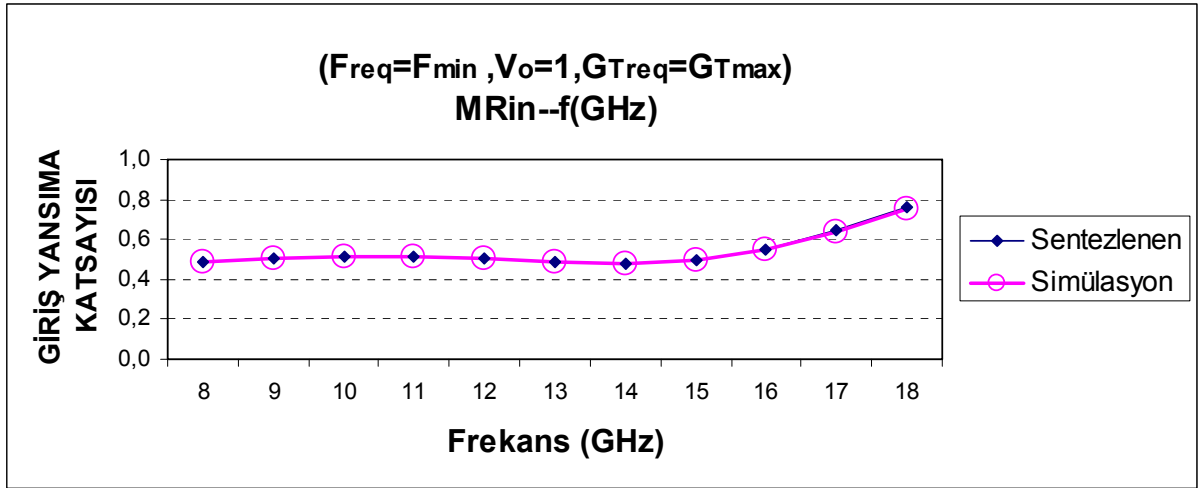
Frekans	Gürültü (dB) Hedef	Gürültü Hedef	Gürültü Sentez	Gürültü (dB) Sentez	Gürültü MWO	Gürültü (dB) MWO
8	0,3	1,072	1,235	0,918	1,135	0,551
9	0,31	1,074	1,198	0,784	1,142	0,577
10	0,33	1,079	1,168	0,675	1,158	0,636
11	0,36	1,086	1,147	0,596	1,172	0,690
12	0,4	1,096	1,137	0,556	1,181	0,722
13	0,44	1,107	1,136	0,553	1,184	0,732
14	0,48	1,117	1,144	0,583	1,180	0,720
15	0,54	1,132	1,166	0,668	1,188	0,747
16	0,6	1,148	1,196	0,778	1,204	0,804
17	0,66	1,164	1,229	0,894	1,230	0,898
18	0,74	1,186	1,268	1,032	1,275	1,054



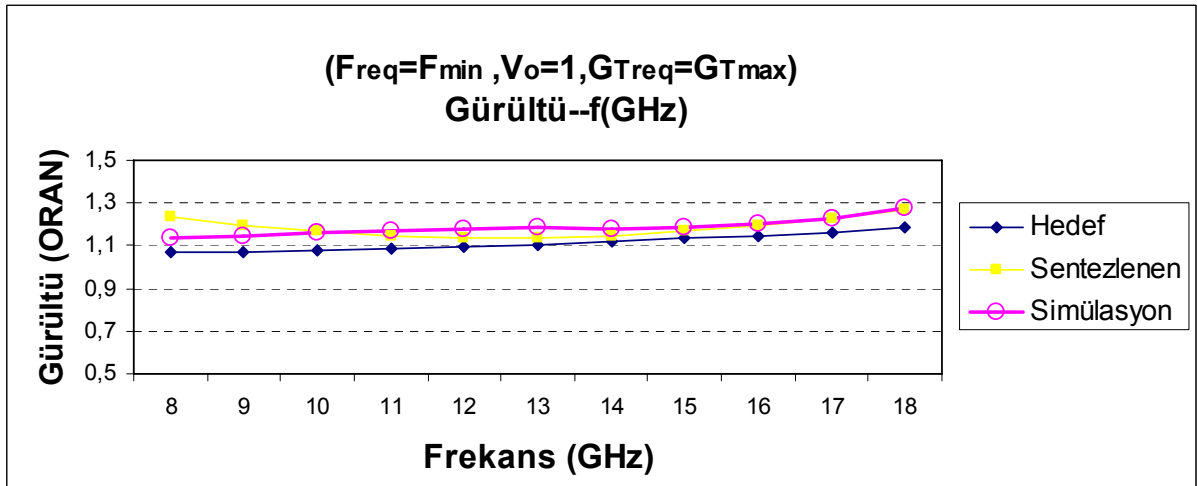
Şekil 11.135 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simülasyon ve hedef kazancının frekansa bağlı olarak değişimi (T-T Tipi)



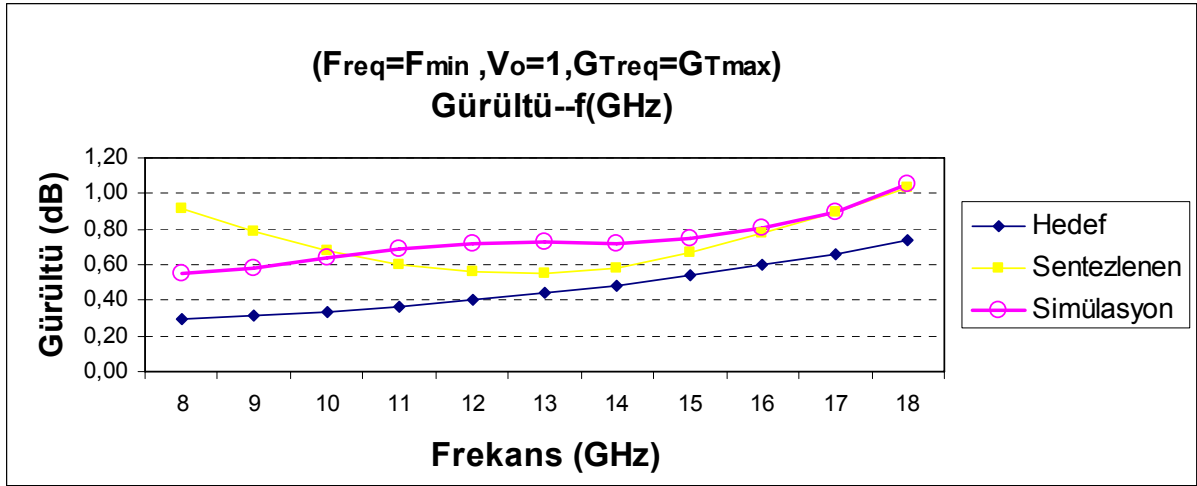
Şekil 11.136 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simülasyon ve hedef çıkış VSWR'sinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T Tipi)



Şekil 11.137 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simulasyon giriş VSWR'sinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T Tipi)



Şekil 11.138 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simulasyon ve hedef gürültü oranı değerinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T Tipi)



Şekil 11.139 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simülasyon ve hedef gürültü(dB) değerinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T Tipi)

11.2.2 Giriş VSWR ve Çıkış VSWR ile sınırlandırılmış Bir İki-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin Mikroşerit İletim Hatları ile Tasarımı

11.2.2.1 NE3511S02 Transistörleri ile Kuvvetlendirici Tasarım Uzaı

NE3511S02 transistörlerinin $V_{DS}=2V$, $I_{DS}=5\text{ mA}$, kutuplaması için $F_{req1}=F_{req2}=F_{min}$ seçilmiş ve ilk-kat transistörü için $V_{in}=1.2$, ikinci-kat transistörü için $V_{out}=1$ sınırlamaları içinde maksimum kazanç G_{Tmax} frekans değişimi istenmiştir. Buna göre “Tasarım Hedef Uzaı” olarak G_{Tmax} –f değişim eğrisinden $F_{req}=F_{min}$, $V_{in}=1.2$, $V_{out}=1$, $G_{Treq}=G_{Tmax}$ band genişliği $B=8\text{-}18\text{GHz}$ belirlenmiştir. Ayrıca bu performans hedeflerini gerçekleyen kaynak Z_S ve yük Z_L sonlandırmaları da önceki bölümlerde verilmiştir.

Transistörün Ad: NE3511S02

Kutuplama Koşulu: $V_{DS}=2V$, $I_{DS}=5\text{ mA}$

Çalışma Band: 8-18 GHz

11.2.2.2 NE3511S02 Transistörü ile Kuvvetlendirici Tasarım Değişkenleri

Bu uygulamamızdaki uydurma devrelerinde kullanılan mikroşerit iletim hatları olacaktır. Taban madde olarak sık kullanılan PTFE mikrofiberglass kullanılmıştır. Mikroşerit hat yer düzlemine bağlı H kalınlığındaki taban maddesi üzerine W genişliğinde bir iletken şerit yerleştirilmesi ile oluşturulur. Şerit kalınlığı ise T'dir. Dielektrik sabiti ve taban maddesi kalınlığı madde üretiminde oldukça dikkat edilmesi gereken hususlardır. Aksi takdirde üretilen iletim hatları hat sabitinin ve karakteristik empedansın bu parametrelere bağlı olmasından dolayı istenilen sonucu vermeyecektir. PTFE mikrofiberglass maddesinin $\epsilon_r = 2.26$, tanjant kaybı 0.0005-0.001 arasında, ısıl iletkenliği düşük ve işlenebilirliği yüksek bir malzemedir. Bizim problemimizde taban madde kalınlığı H 0.3 mm alınmıştır. Şerit kalınlığı T 0.001 mm alınmıştır.

Bizim sistemimizde tasarım değişkenleri; şerit genişliği W, şerit uzunluğu ℓ dir. En genel halde; şerit genişliği W, şerit uzunluğu ℓ 'den oluşan bir tasarım değişken uzayı ile $0.3\text{mm} < W < 2\text{mm}$, $0.15\text{mm} < \ell < 3\text{mm}$ sınırlamaları içinde çalışılmıştır. Bu problemin çözümü için Parçacık Sürüsü Optimizasyonu kullanılmıştır. Elde edilen şerit genişliği W, şerit uzunluğu ℓ takımları ile uydurma devreleri tasarlanmış olup sentez sonuçları aşağıda gösterilmiştir.

11.2.2.3 Uydurma devreleri için Optimizasyon Problemi Kurulması

Bu çalışmada hızlı ve verimli olan Parçacık Sürüsü Optimizasyonu kullanılmıştır. Optimizasyon probleminde kazanç fadesi alınarak hata fonksiyonu teşkil edilmiştir;

$$\varepsilon \cong \sum_{i=1}^N (1 - G_{T_i})^2_{(\omega_i)} \quad (11.28)$$

IMC ve OMC devreleri ayrı ayrı optimize edilmiştir. Her iki optimizasyon prosedüründe de aynı hata fonksiyonu kullanılmıştır. Hata fonksiyonunu tüm çalışma bandı içerisindeki kazanç ifadelerinin exponansiyel toplamından oluşmaktadır. Yansımanın sıfır olduğu ($\rho=0$) değer için kazanç ifadesinin 1 olması gerektiği yaklaşımından yola çıkarak elde edilen kazanç değerleri hata fonksiyonunda 1'den çıkartılmıştır.

Parçacık Sürüsü Optimizasyonu program içeriğinde kullandığımız fonksiyonlar;

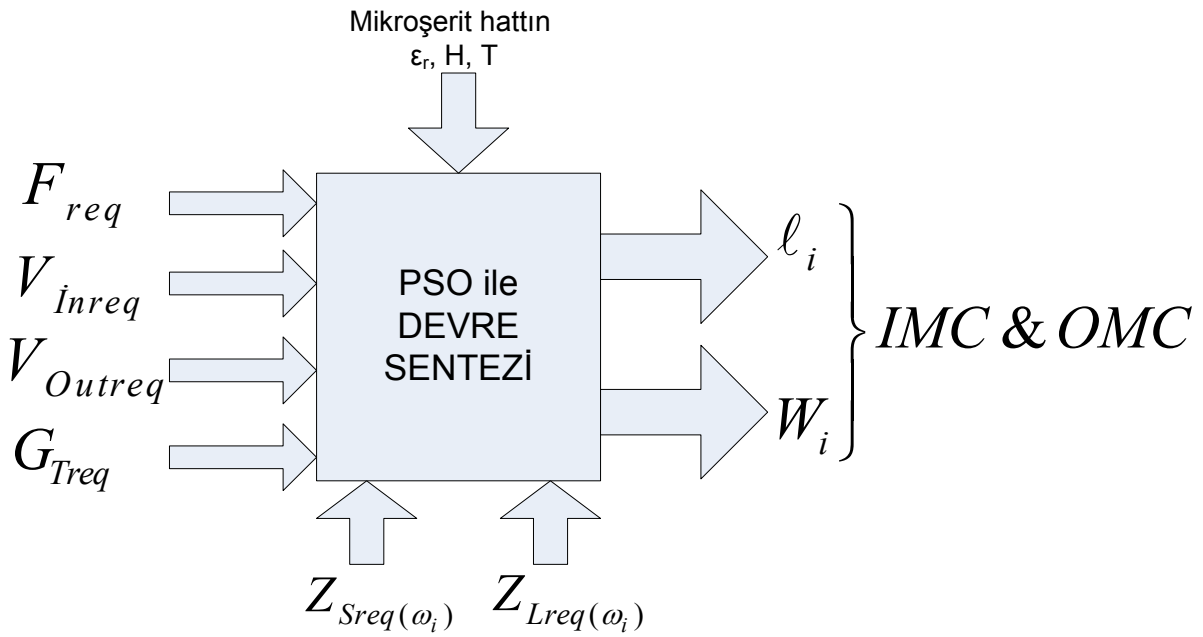
$$G_T = \frac{4R_S R_L}{|AZ_L + B + Z_S(CZ_L + D)|^2} \quad [11.29]$$

$$P = |AZ_L + B + Z_S(CZ_L + D)|^2 \quad [11.30]$$

$$G_T = \frac{4R_S R_L}{P} \quad [11.31]$$

$P\{W_i, \ell_i\}$ ifadesinin içerisinde optimizasyon değişkenleri vardır. Bu değişkenler şerit genişliği W , şerit uzunluğu ℓ dir.

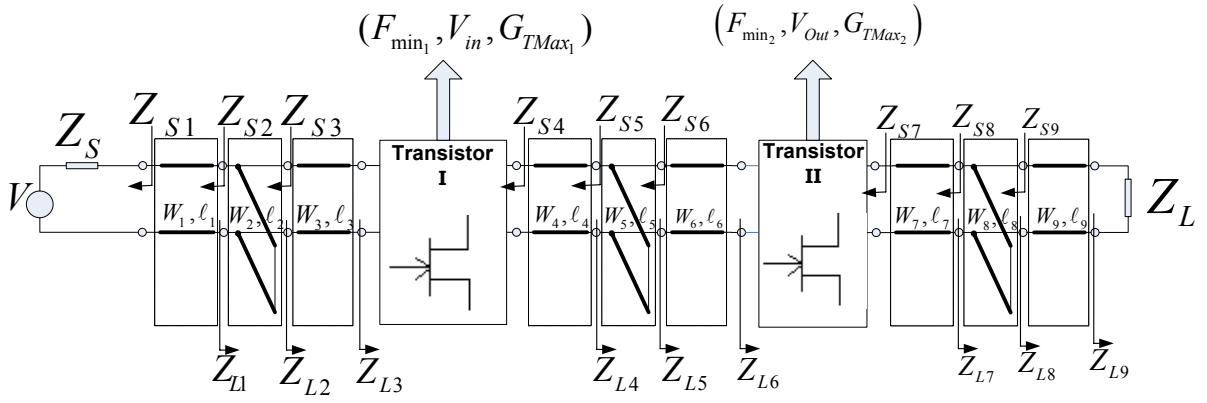
Ayrıca önceki bölümlerde gösterilmiş olan mikroşerit hattın sentez formülleri kullanılmıştır.



Şekil 11.140 Parçacık Sürüşü Optimizasyonu ile uydurma devrelerini tasarlayan programlama kutusu

Yukarıdaki blok diyagramdan görüldüğü üzere, istenilen gürültü, giriş VSWR, çıkış VSWR ve kazanç değerlerini sağlayan kaynak ve yük empedans değerleri girilir. Ayrıca mikroşerit hattın dielektrik sabiti ϵ_r , şerit kalınlığı T , taban madde kalınlığı H , girilir. Program değişkenleri ise şerit genişliği W , şerit uzunluğu ℓ dir. Programın boyutu uydurma devresinin tipine bağlı olarak değişmektedir. T tipi devre için program 6 boyutludur.

Programda maksimum iterasyon sayısı 700, parçacık sayısı 200 alınmıştır. Kullanılan bilgisayar Pentium 4 CPU, 3GHz Processor, 512 MB RAM. Bu bilgisayarla program 30-40 saniye arasında sonuç vermiştir.



Şekil 11.141 İki-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisi (T-T-T) Tipi devresi

$$F_{req1} = F_{req2} = F_{min} \Leftrightarrow V_{ireq1} = V_{in} = 1.2 \Leftrightarrow V_{oreq2} = V_{out} = 1 \Leftrightarrow G_{Treq1} = G_{Treq2} = G_{Tmax}$$

Çizelge 11.14 IMC & Ara-katı & OMC Tasarım Değişkenleri (T-T-T) Tipi Sonuçları

IMC 'T' Tipi			Ara-Katı 'T' Tipi			OMC 'T' Tipi		
ℓ_1 mm	ℓ_2 mm	ℓ_3 mm	ℓ_4 mm	ℓ_5 mm	ℓ_6 mm	ℓ_7 mm	ℓ_8 mm	ℓ_9 mm
1,04	2,646	0,9216	0,3018	2,415	2,99	1,808	2,737	2,048
W_1 mm	W_2 mm	W_3 mm	W_4 mm	W_5 mm	W_6 mm	W_7 mm	W_8 mm	W_9 mm
1,988	0,4415	0,6069	0,8757	0,5074	1,697	1,926	0,3662	0,9798

Çizelge 11.15 (T-T-T) Tipi İki-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin kazanç hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları

Frekans	GT (dB) Hedef	GT (dB) Sentez	GT (dB) MWO
8	29,701	23,636	23,567
9	27,996	22,620	22,586
10	26,510	22,071	22,040
11	25,297	21,754	21,693
12	24,328	21,361	21,255
13	23,549	20,674	20,533
14	22,828	19,929	19,771
15	22,460	19,515	19,341
16	22,274	19,493	19,301
17	22,406	19,614	19,461
18	23,078	18,351	18,454

Çizelge 11.16 (T-T-T) Tipi İki-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin giriş yansıma katsayısı hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları

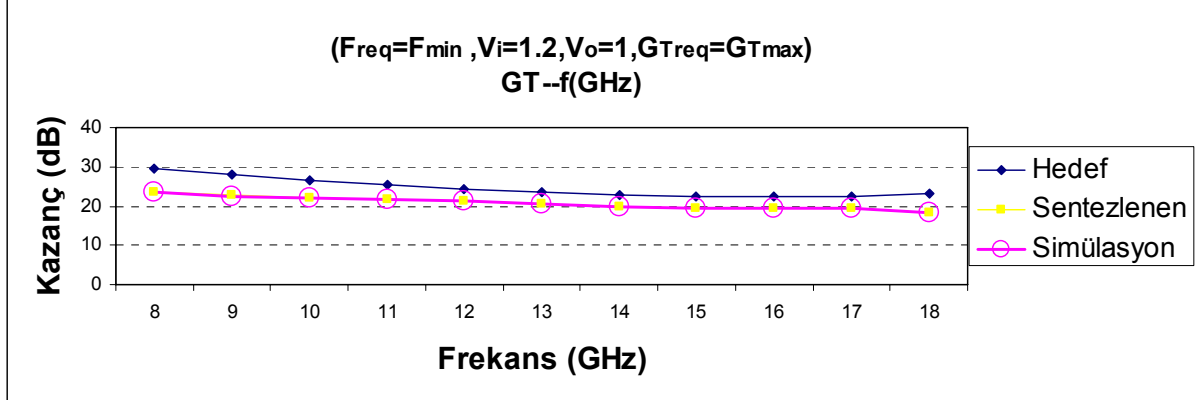
Frekans	Mod(Rin) Hedef	Mod(Rin) Sentez	Mod(Rin) MWO
8	0,09	0,754	0,749
9	0,09	0,820	0,816
10	0,09	0,838	0,833
11	0,09	0,799	0,793
12	0,09	0,698	0,693
13	0,09	0,566	0,565
14	0,09	0,454	0,457
15	0,09	0,399	0,403
16	0,09	0,426	0,426
17	0,09	0,607	0,591
18	0,09	0,901	0,882

Çizelge 11.17 (T-T-T) Tipi İki-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin çıkış yansıma katsayısı hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları

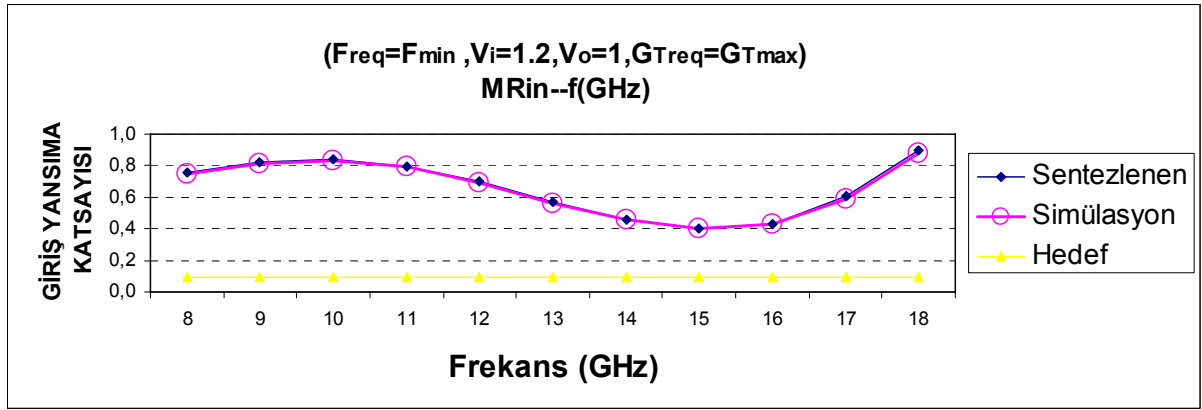
Frekans	Mod(Rout) Hedef	Mod(Rout) Sentez	Mod(Rout) MWO
8	0	0,448	0,442
9	0	0,532	0,524
10	0	0,579	0,571
11	0	0,577	0,568
12	0	0,530	0,522
13	0	0,456	0,451
14	0	0,393	0,391
15	0	0,348	0,348
16	0	0,287	0,292
17	0	0,175	0,189
18	0	0,283	0,260

Çizelge 11.18 (T-T-T) Tipi İki-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin gürültü hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları

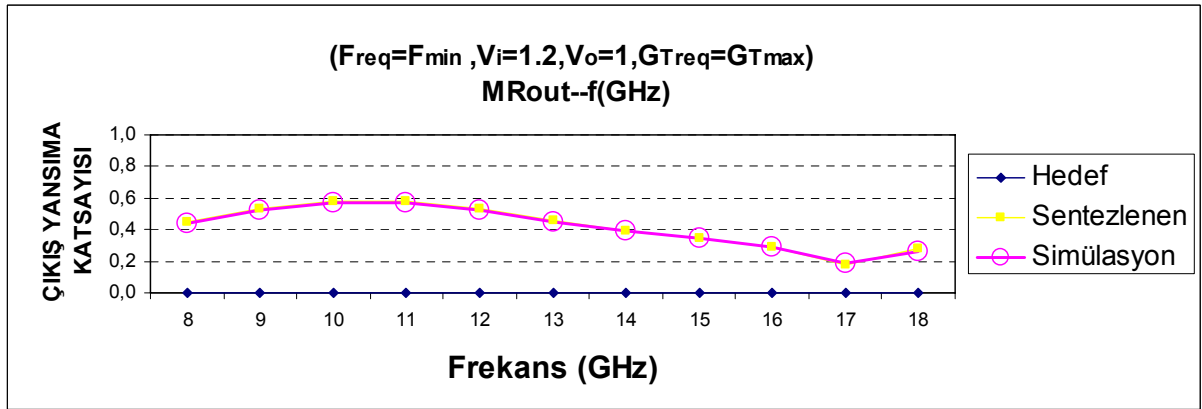
Frekans	Gürültü (dB) Hedef	Gürültü Hedef	Gürültü Sentez	Gürültü (dB) Sentez	Gürültü MWO	Gürültü (dB) MWO
8	0,314	1,075	1,264	1,017	1,155	0,626
9	0,326	1,078	1,232	0,905	1,164	0,659
10	0,349	1,084	1,204	0,806	1,178	0,712
11	0,383	1,092	1,181	0,723	1,189	0,752
12	0,427	1,103	1,167	0,670	1,195	0,774
13	0,472	1,115	1,161	0,650	1,198	0,785
14	0,516	1,126	1,164	0,660	1,197	0,782
15	0,581	1,143	1,184	0,735	1,208	0,820
16	0,646	1,160	1,215	0,844	1,225	0,880
17	0,710	1,178	1,251	0,973	1,252	0,975
18	0,795	1,201	1,302	1,145	1,307	1,164



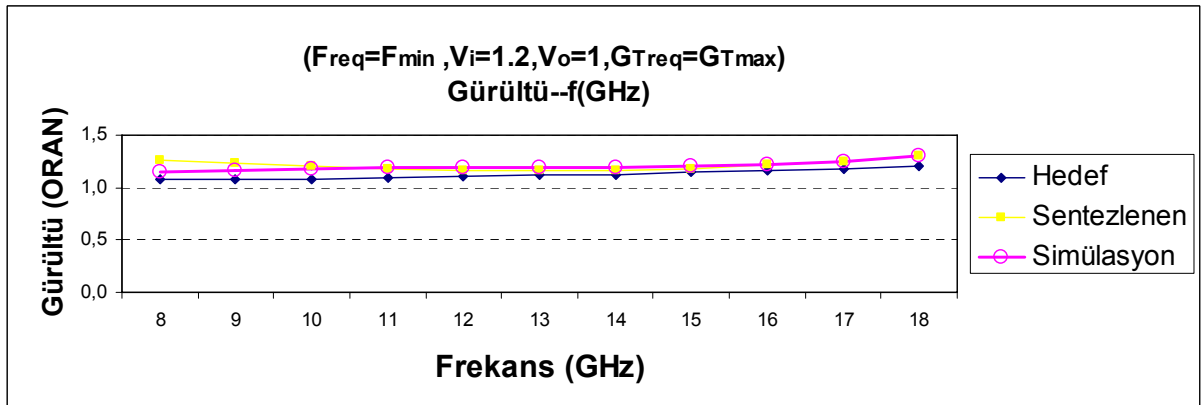
Şekil 11.142 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simülasyon ve hedef kazancının frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T Tipi)



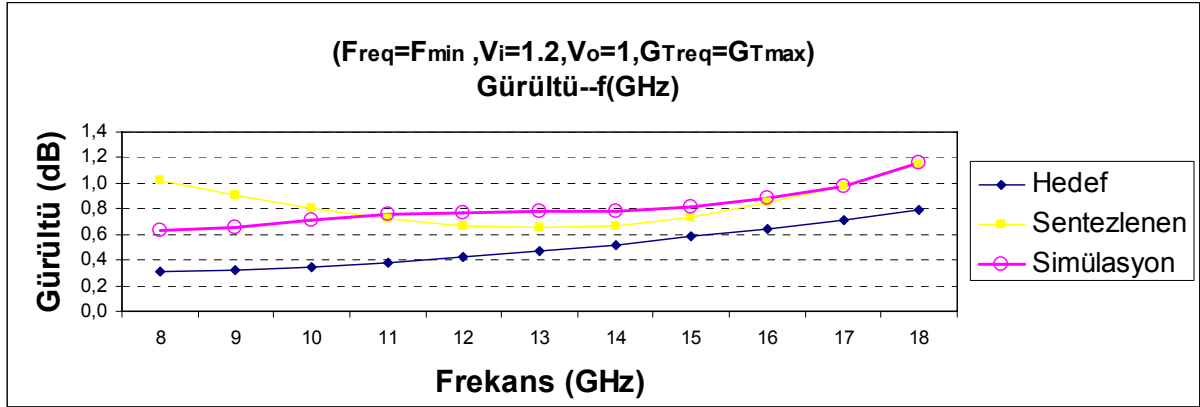
Şekil 11.143 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simülasyon ve hedef giriş VSWR'sinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T Tipi)



Şekil 11.144 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simülasyon ve hedef çıkış VSWR'sinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T Tipi)



Şekil 11.145 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simülasyon ve hedef gürültü oranı değerinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T Tipi)



Şekil 11.146 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simülasyon ve hedef gürültü(dB) değerinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T Tipi)

11.2.3 Giriş VSWR ve Çıkış VSWR ile sınırlandırılmış Bir Üç-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin Mikroşerit İletim Hatları ile Tasarımı

11.2.3.1 NE3511S02 Transistörleri ile Kuvvetlendirici Tasarım Uzaı

NE3511S02 transistörlerinin $V_{DS}=2V$, $I_{DS}=5\text{ mA}$, kutuplaması için $F_{req1}=F_{req2}=F_{req3}=F_{min}$ seçilmiş ve ilk-kat transistörü için $V_{in}=1.2$, ikinci-kat transistörü için $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$, üçüncü-kat transistörü için $V_{out}=1$ sınırlamaları içinde maksimum kazanç G_{Tmax} frekans değişimi istenmiştir. Buna göre “Tasarım Hedef Uzaı” olarak $G_{Tmax} - f$ değişim eğrisinden $F_{req} = F_{min}$, $V_{in}=1.2$, Ara-katı{ $V_{in}=1.5$, $V_{out}=1.5$ }, $V_{out}=1$, $G_{Treq} = G_{Tmax}$ band genişliği $B=5\text{-}18\text{GHz}$ belirlenmiştir. Ayrıca bu performans hedeflerini gerçekleyen kaynak Z_S ve yük Z_L sonlandırmaları da önceki bölümlerde verilmiştir.

Transistörün Ad: NE3511S02

Kutuplama Koşulu: $V_{DS}=2V$, $I_{DS}=5\text{ mA}$

Çalışma Band: 5-18 GHz

11.2.3.2 NE3511S02 Transistörü ile Kuvvetlendirici Tasarım Değişkenleri

Bu uygulamamızdaki uydurma devrelerinde kullanılan mikroşerit iletim hatları olacaktır. Taban madde olarak sık kullanılan PTFE mikrofiberglass kullanılmıştır. Mikroşerit hat yer düzlemine bağlı H kalınlığındaki taban maddesi üzerine W genişliğinde bir iletken şerit yerleştirilmesi ile oluşturulur. Şerit kalınlığı ise T'dir. Dielektrik sabiti ve taban maddesi kalınlığı madde üretiminde oldukça dikkat edilmesi gereken hususlardır. Aksi takdirde üretilen iletim hatları hat sabitinin ve karakteristik empedansın bu parametrelere bağlı olmasından dolayı istenilen sonucu vermeyecektir. PTFE mikrofiberglass maddesinin $\epsilon_r = 2.26$, tanjant kaybı 0.0005-0.001 arasında, ısı iletkenliği düşük ve işlenebilirliği yüksek bir malzemedir. Bizim problemimizde taban madde kalınlığı H 0.3 mm alınmıştır. Şerit kalınlığı T 0.001 mm alınmıştır.

Bizim sistemimizde tasarım değişkenleri; şerit genişliği W, şerit uzunluğu ℓ dir. En genel halde; şerit genişliği W, şerit uzunluğu ℓ 'den oluşan bir tasarım değişken uzayı ile $0.3\text{mm} < W < 2\text{mm}$, $0.15\text{mm} < \ell < 3\text{mm}$ sınırlamaları içinde çalışılmıştır. Bu problemin çözümü için Parçacık Sürüsü Optimizasyonu kullanılmıştır. Elde edilen şerit genişliği W, şerit uzunluğu ℓ takımları ile uydurma devreleri tasarlanmış olup sentez sonuçları aşağıda gösterilmiştir.

11.2.3.3 Uydurma devreleri için Optimizasyon Problemi Kurulması

Bu çalışmada hızlı ve verimli olan Parçacık Sürüsü Optimizasyonu kullanılmıştır. Optimizasyon probleminde kazanç fadesi alınarak hata fonksiyonu teşkil edilmiştir;

$$\varepsilon \cong \sum_{i=1}^N (1 - G_{T_i})^2_{(\omega_i)} \quad (11.32)$$

IMC ve OMC devreleri ayrı ayrı optimize edilmiştir. Her iki optimizasyon prosedüründe de aynı hata fonksiyonu kullanılmıştır. Hata fonksiyonunu tüm çalışma bandı içerisindeki kazanç ifadelerinin exponansiyel toplamından oluşmaktadır. Yansımanın sıfır olduğu ($\rho=0$) değer için kazanç ifadesinin 1 olması gerektiği yaklaşımından yola çıkarak elde edilen kazanç değerleri hata fonksiyonunda 1'den çıkartılmıştır.

Parçacık Sürüsü Optimizasyonu program içeriğinde kullandığımız fonksiyonlar;

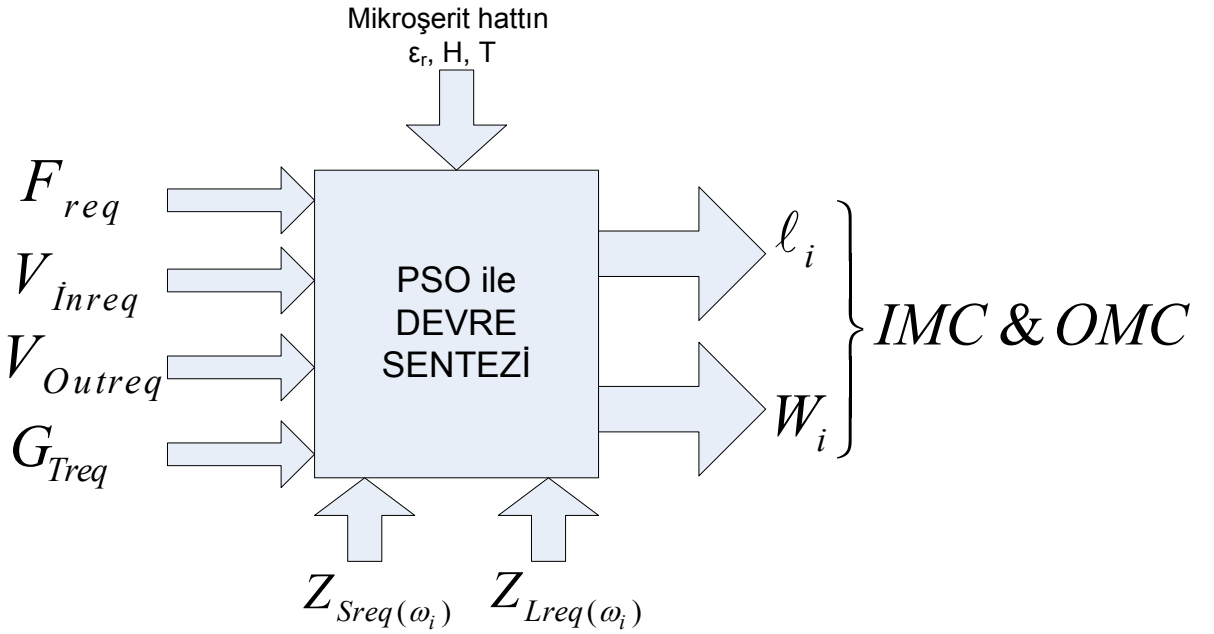
$$G_T = \frac{4R_S R_L}{|AZ_L + B + Z_S(CZ_L + D)|^2} \quad [11.33]$$

$$P = |AZ_L + B + Z_S(CZ_L + D)|^2 \quad [11.34]$$

$$G_T = \frac{4R_S R_L}{P} \quad [11.35]$$

$P\{W_i, \ell_i\}$ ifadesinin içerisinde optimizasyon değişkenleri vardır. Bu değişkenler şerit genişliği W , şerit uzunluğu ℓ dir.

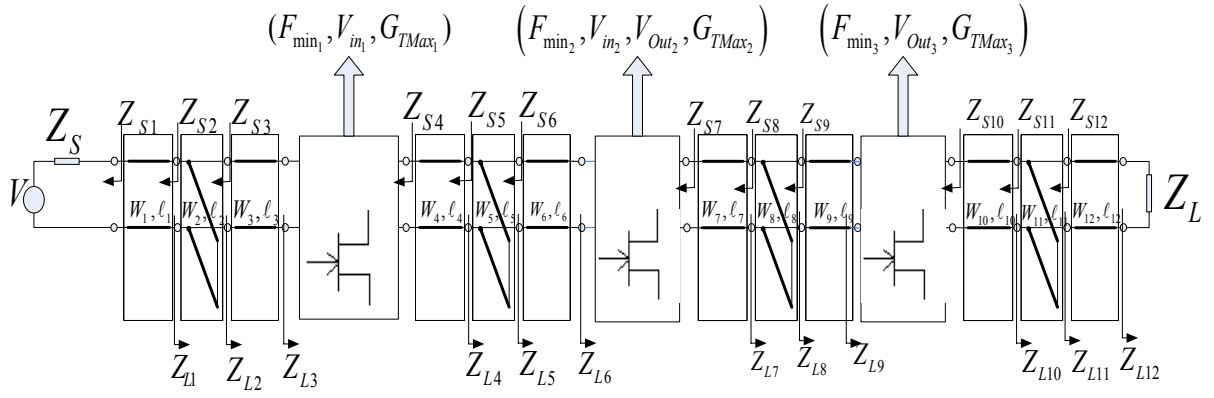
Ayrıca önceki bölümlerde gösterilmiş olan mikroşerit hattın sentez formülleri kullanılmıştır.



Şekil 11.147 Parçacık Sürüşü Optimizasyonu ile uydurma devrelerini tasarlayan programlama kutusu

Yukarıdaki blok diyagramdan görüldüğü üzere, istenilen gürültü, giriş VSWR, çıkış VSWR ve kazanç değerlerini sağlayan kaynak ve yük empedans değerleri girilir. Ayrıca mikroşerit hattın dielektrik sabiti ϵ_r , şerit kalınlığı T , taban madde kalınlığı H , girilir. Program değişkenleri ise şerit genişliği W , şerit uzunluğu ℓ dir. Programın boyutu uydurma devresinin tipine bağlı olarak değişmektedir. T tipi devre için program 6 boyutludur.

Programda maksimum iterasyon sayısı 700, parçacık sayısı 200 alınmıştır. Kullanılan bilgisayar Pentium 4 CPU, 3GHz Processor, 512 MB RAM. Bu bilgisayarla program 30-40 saniye arasında sonuç vermiştir.



Şekil 11.148 Üç-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisi (T-T-T-T) Tipi devresi

$$F_{req1} = F_{req2} = F_{req3} = F_{min} \Leftrightarrow V_{ireq1} = 1.2 \Leftrightarrow Int\{V_{in} = 1.5, V_{out} = 1.5\} \Leftrightarrow V_{oreq3} = 1 \Leftrightarrow G_{Treq1} = G_{Treq2} = G_{Treq3} = G_{Tmax}$$

Çizelge 11.19 IMC & Ara-Katı-1 & Ara-Katı-2 & OMC Tasarım Değişkenleri
(T-T-T-T) Tipi Sonuçları

IMC 'T' Tipi			Ara-Katı-1 'T' Tipi			Ara-Katı-2 'T' Tipi			OMC 'T' Tipi		
ℓ_1 mm	ℓ_2 mm	ℓ_3 mm	ℓ_4 mm	ℓ_5 mm	ℓ_6 mm	ℓ_7 mm	ℓ_8 mm	ℓ_9 mm	ℓ_{10} mm	ℓ_{11} mm	ℓ_{12} mm
1,04	2,646	0,9216	0,1784	2,436	2,896	0,6704	2,55	2,293	1,808	2,737	2,048
W_1 mm	W_2 mm	W_3 mm	W_4 mm	W_5 mm	W_6 mm	W_7 mm	W_8 mm	W_9 mm	W_{10} mm	W_{11} mm	W_{12} mm
1,988	0,4415	0,6069	0,5487	0,4886	1,731	1,48	1,689	1,951	1,926	0,3662	0,9798

Çizelge 11.20 (T-T-T-T) Tipi Üç-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin kazanç hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları

Frekans	GT (dB) Hedef	GT (dB) Sentez	GT (dB) MWO
8	46,188	34,745	34,651
9	43,311	32,800	32,774
10	40,828	32,805	32,794
11	38,806	33,644	33,570
12	37,197	33,578	33,402
13	35,885	32,015	31,803
14	34,677	30,474	30,247
15	34,039	29,605	29,361
16	33,725	29,176	28,918
17	33,983	29,524	29,220
18	35,236	30,554	30,490

Çizelge 11.21 (T-T-T-T) Tipi Üç-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin giriş yansıtma katsayısı hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları

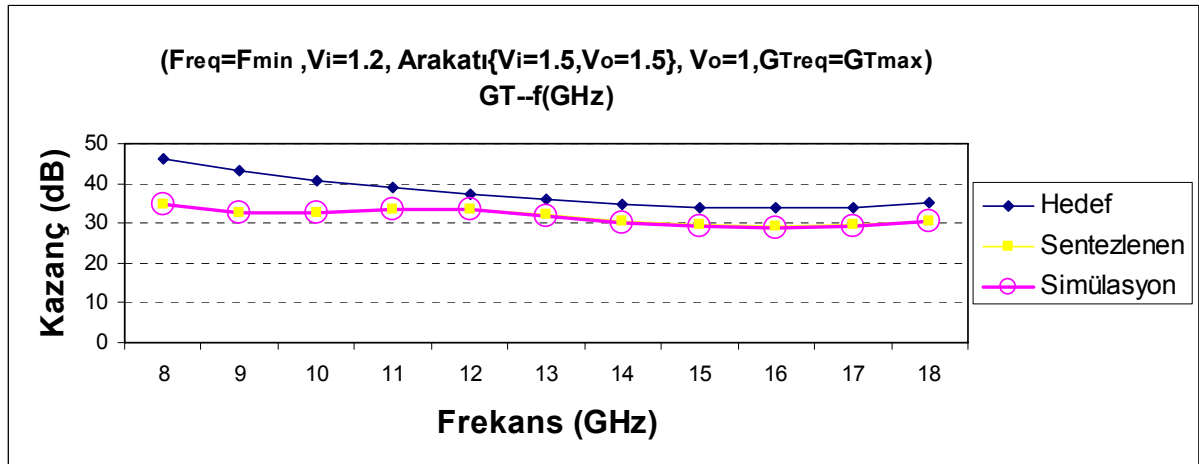
Frekans	Mod(Rin) Hedef	Mod(Rin) Sentez	Mod(Rin) MWO
8	0,09	0,714	0,709
9	0,09	0,834	0,830
10	0,09	0,919	0,915
11	0,09	0,907	0,900
12	0,09	0,695	0,690
13	0,09	0,466	0,469
14	0,09	0,398	0,401
15	0,09	0,433	0,433
16	0,09	0,499	0,498
17	0,09	0,554	0,554
18	0,09	0,839	0,790

Çizelge 11.22 (T-T-T-T) Tipi Üç-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin çıkış yansıtma katsayısı hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları

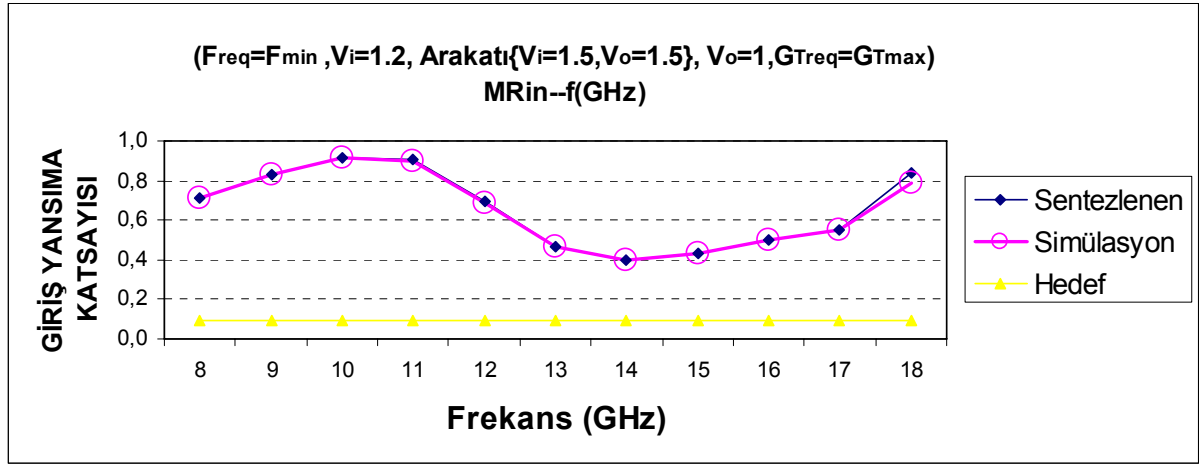
Frekans	Mod(Rout) Hedef	Mod(Rout) Sentez	Mod(Rout) MWO
8	0	0,239	0,238
9	0	0,407	0,401
10	0	0,532	0,523
11	0	0,586	0,575
12	0	0,527	0,519
13	0	0,430	0,426
14	0	0,364	0,362
15	0	0,300	0,300
16	0	0,227	0,229
17	0	0,196	0,199
18	0	0,291	0,270

Çizelge 11.23 (T-T-T-T) Tipi Üç-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin gürültü hedef değerleri, sentez ve simülasyon sonuçları

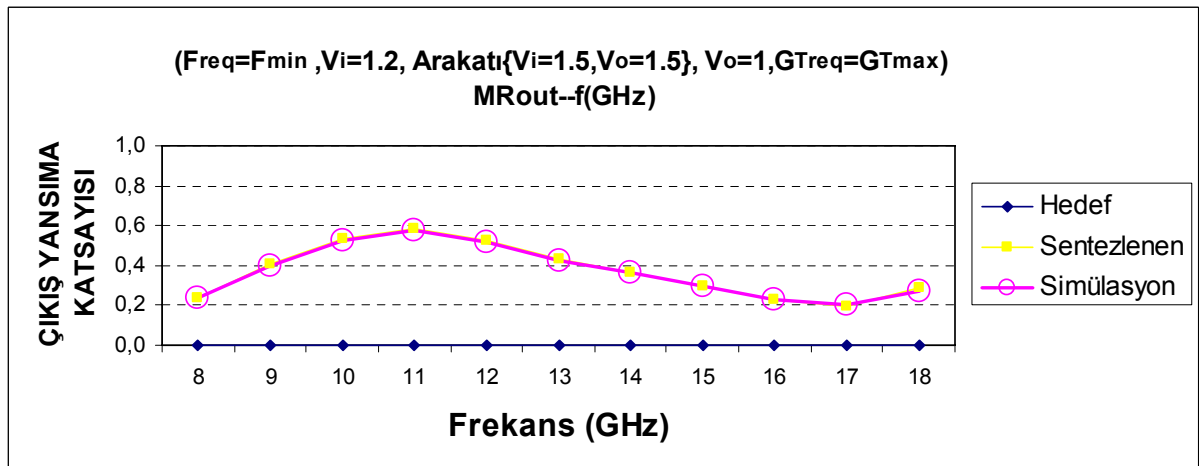
Frekans	Gürültü (dB) Hedef	Gürültü Hedef	Gürültü Sentez	Gürültü (dB) Sentez	Gürültü MWO	Gürültü (dB) MWO
8	0,328	1,078	1,355	1,320	1,156	0,630
9	0,342	1,082	1,305	1,155	1,166	0,668
10	0,368	1,088	1,261	1,008	1,181	0,722
11	0,406	1,098	1,225	0,882	1,191	0,760
12	0,454	1,110	1,200	0,793	1,196	0,779
13	0,503	1,123	1,186	0,742	1,199	0,787
14	0,552	1,136	1,182	0,725	1,198	0,785
15	0,622	1,154	1,197	0,781	1,209	0,825
16	0,692	1,173	1,223	0,875	1,227	0,888
17	0,760	1,191	1,256	0,991	1,254	0,983
18	0,849	1,216	1,303	1,148	1,308	1,167



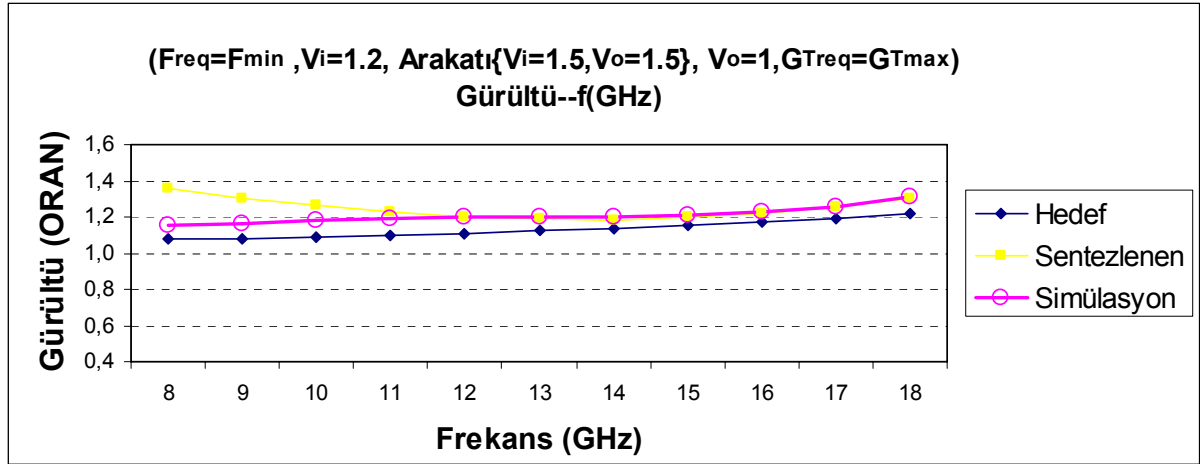
Şekil 11.149 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simülasyon ve hedef kazancının frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T-T Tipi)



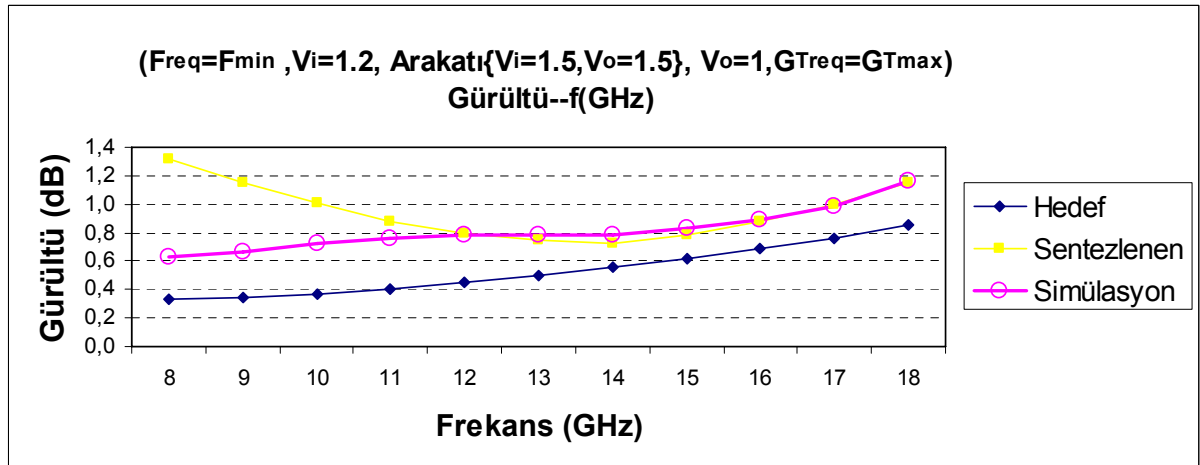
Şekil 11.150 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simülasyon ve hedef giriş VSWR'sinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T-T Tipi)



Şekil 11.151 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simülasyon ve hedef çıkış VSWR'sinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T-T Tipi)



Şekil 11.152 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simülasyon ve hedef gürültü oranı değerinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T-T Tipi)



Şekil 11.153 Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin sentez, simülasyon ve hedef gürültü(dB) değerinin frekansa bağlı olarak değişimi (T-T-T-T Tipi)

12. SONUÇLAR

Gelişen teknoloji, her araştırma çalışmasında daha hızlı, daha hassas ve kolay uygulanabilme özellikleri gerektirmektedir. Bu tez çalışmasında çok karmaşık çözümlere sahip mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı için alternatif olarak, belirsizliklerin ortadan kaldırıldığı, hızlı ve çok iyi yaklaşıma sahip bir yöntem oluşturulması amaçlanmıştır. Bunun için, literatür taranarak, daha önceki aktif eleman karakterizasyonu ve kuvvetlendirici tasarımı üzerine yapılmış, bu çalışmalar göz önünde bulundurulmuş ve bunların üzerine orijinal katkılar sağlanması hedef alınmıştır.

Bu çalışmada, öncelikle, literatürde olduğu gibi mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı bir “optimizasyon” problemi olarak ele alınmış ve üç temel ögesi ayrı ayrı tahkik edilmiştir. Bu üç temel öge şöyle sıralanabilir:

- i) Gerçeklenebilir Tasarım Hedefi Uzayı
- ii) Gerçeklenebilir Tasarım Değişkenleri Uzayı
- iii) Optimizasyon Algoritması

Gerçeklenebilir tasarım hedef uzayı; aktif elemanın kuvvetlendirici zincirindeki konumuna bağlı olarak, (Bu çalışmada, özgün olarak çok-katlı kuvvetlendirici tasarımı için kullanılacak olan çıkış kat transistörü ve ara kat transistörünün analizleri yapılmıştır) potansiyel performansı iki alternatif yaklaşım izlenerek tayin edilmiştir: i) Lineer Devre ve Gürültü Teorisi kullanılarak analiz; ii) Bir “Optimizasyon Problemi” biçiminde kurulup çözüm yapılarak tayin edilmiştir. Buna göre;

Ön kat transistörü için; (Güneş F., Güneş M., Fidan M., 1994).

$$\left(F_{req}, V_{i_{req}}, G_{T_{max}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{max}} = R_{S_{max}} + jX_{S_{max}} \\ Z_{L_{max}} = R_{L_{max}} + jX_{L_{max}} \end{cases} \quad (12.1)$$

$$\left(F_{req}, V_{i_{req}}, G_{T_{min}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{min}} = R_{S_{min}} + jX_{S_{min}} \\ Z_{L_{min}} = R_{L_{min}} + jX_{L_{min}} \end{cases} \quad (12.2)$$

$$\left(F_{req}, V_{i_{req}}, G_{T_{req}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{req}} = R_{S_{req}} + jX_{S_{req}} \\ Z_{L_{req}} = R_{L_{req}} + jX_{L_{req}} \end{cases} \quad (12.3)$$

Çıkış kat transistörü için;

$$\left(F_{req}, V_{Out_{req}}, G_{T_{max}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{max}} = R_{S_{max}} + jX_{S_{max}} \\ Z_{L_{max}} = R_{L_{max}} + jX_{L_{max}} \end{cases} \quad (12.4)$$

$$\left(F_{req}, V_{Out_{req}}, G_{T_{min}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{min}} = R_{S_{min}} + jX_{S_{min}} \\ Z_{L_{min}} = R_{L_{min}} + jX_{L_{min}} \end{cases} \quad (12.5)$$

$$\left(F_{req}, V_{Out_{req}}, G_{T_{req}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{req}} = R_{S_{req}} + jX_{S_{req}} \\ Z_{L_{req}} = R_{L_{req}} + jX_{L_{req}} \end{cases} \quad (12.6)$$

Ara kat transistörü için;

$$\left(F_{req}, V_{in_{req}}, V_{Out_{req}}, G_{T_{max}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{max}} = R_{S_{max}} + jX_{S_{max}} \\ Z_{L_{max}} = R_{L_{max}} + jX_{L_{max}} \end{cases} \quad (12.7)$$

$$\left(F_{req}, V_{in_{req}}, V_{Out_{req}}, G_{T_{min}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{min}} = R_{S_{min}} + jX_{S_{min}} \\ Z_{L_{min}} = R_{L_{min}} + jX_{L_{min}} \end{cases} \quad (12.8)$$

$$\left(F_{req}, V_{in_{req}}, V_{Out_{req}}, G_{T_{req}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{req}} = R_{S_{req}} + jX_{S_{req}} \\ Z_{L_{req}} = R_{L_{req}} + jX_{L_{req}} \end{cases} \quad (12.9)$$

Sonlandırmaları ile beraber, sırası ile uyumlu üçlü veya dörtlüleri olarak elde edilir.

Bizim sistemimizde “Gerçeklenebilir Tasarım Değişkenleri Uzayı”; uydurma devrelerinde kullanılan mikroşerit iletim hatlarının şerit genişliği W , şerit uzunluğu ℓ dir.

Optimizasyon problemi için, “Gerçeklenebilir Tasarım Değişkenleri Uzayı”, seçilen teknolojilere uyumlu sınırlar içinde, hızlı ve verimli optimizasyon algoritması olan Parçacık Sürüsü Optimizasyonu kullanılarak, tasarım tamamlanmıştır. Biz, Mikroşerit Kuvvetlendiricisi Tasarımını seçtik, bu durumda Gerçeklenebilir Tasarım Değişkenleri Uzayımız, mikroşerit hat genişliği $W_{min} \leq W \leq W_{max}$ ve şerit uzunluğu $\ell_{min} \leq \ell \leq \ell_{max}$ sınırlamaları içerisinde oluşmaktadır.

Optimizasyon işlemi, NE3511S02 transistörler ile gerçekleştirilen kuvvetlendirici devrelerine uygulanmıştır. Bunlar: ileri teknoloji, düşük gürültülü transistörlerdir.

Bu tezde; bir mikrodalga kuvvetlendiricisinin potansiyel performans karakteristikleri analiz edilmiş ve böylece bir genelleştirilmiş mikrodalga kuvvetlendirici tasarım prosedürü ortaya koyulmuştur. Bu prosedür ile tek-katlı ve çok-katlı kuvvetlendiriciler tasarımlarına uygulanmış ve bütün devrelerin analizleri yapılmıştır.

Tasarlanan devrelerde, çalışma bandı transistörün elverdiği potansiyel bandı kullanılmıştır. Bu neden ile bir tek yüksek kaliteli transistör kullanılarak, ultra geniş bandlı kuvvetlendiriciler yapmak da mümkündür.

Bu çalışmada tasarlanan ve simülasyon programları ile doğruluğu onaylanan devrelerdeki empedans uydurucularda, kullanılan mikroşerit iletim hatlarının şerit uzunluğu ℓ dalgaboyundan çok küçük alındığından devredeki kayıplar ihmal edilmiştir, ayrıca kayıplı elemanların pratikteki süreksizlikleri hesaba katılmamıştır, kayıp ve süreksizlik problemi de, tezdeki yaklaşımlar kullanılarak hesaba katılabilir ve bu şekilde sonuçların doğruluk derecesi arttırılabilir.

Bu çalışmada tasarlanan ve bir profesyonel mikrodalga simülasyon programı ile doğruluğu onaylanan devrelerin tasarım yapısı ve sonuçlarının çok elverişli olduğu gösterilmiştir. Bu tasarımlar ileriki aşamalarda mikrodalga devre teknolojilerinde kullanılabilirler.

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_0) Üçlüleri Kullanılarak Geniş Bandlı Mikrodalga Kuvvetlendirici Tasarımı", Yüksek Lisans Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü.
- 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., Ladbrooke, 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.
- 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.
- 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.
- 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.
- Dalkılıç G., Türkmen F., "Karıncı Kolonisi Optimizasyonu" . Yüksek performanslı bilişim sempozyumu, Gebze, (2002).
- Demirel S., "Bir Mikrodalga Transistör için Uydurma devrelerinin Analitik Gradyantları ile Potansiyel Karakteristiklerine Uygun Sentezi" Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye, 2006.
- Demirel S., Güneş F., "Gain Gradients Applied to Design of the Potential Performance Terminations for a Microwave Transistor" AMEREM, University of New Mexico, Albuquerque, NM , USA on July 9-15 , 2006.
- Demirel S., Güneş F., "Gain Gradients Applied to Design of the Terminations of the (Noise, Gain, Input VSWR) Triplets for a Microwave Transistor", Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS), PIERS 2008 in Prague.

Demirel S., Güneş F., Ozkaya U., “Particle Swarm Intelligence Applied to Design Microwave Amplifier for the Maximum Gain Constrained by the Minimum Noise over the Available Bandwidth” PIERS in China on March, 2009.

Demirel S., Güneş F., “Design of the Two-Stage Low-Noise Amplifiers Subject to Performance Limitations of the Active Devices” PIERS 2009, in Moscow Progress in Electromagnetics Research Symposium 18 - 21 August, 2009, Moscow, RUSYA.

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.

Günel, T. ve 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. and Demirel S., “Gain Gradients Applied to Optimization of Distributed-Parameter Matching Circuits for a Microwave Transistor Subject to its Potential Performance”, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering., Volume: 18 Issue: 2 Pages: 99-111 Published: March 2008.

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., Gürgen F., ve 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., 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., Çetiner B.A., “Smith Chart Formulation of Performance Characterisation for a Microwave Transistor”, Ieee Proc. Circuits Devices Syst. Vol. 145, No:6, December 1998.

Gunes F, Tepe C, “Gain-bandwidth limitations of microwave transistor”, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering Volume: 12 Issue: 6 Pages: 483-495 Published: NOV, 2002.

Gunes F, Ozkaya U, and Demirel S, “Particle Swarm Intelligence Applied to Determination of the Feasible Design Target for a Low-noise Amplifier”, Microwave and Optical Technology Letters, Volume: 51, Issue: 5, May 2009.

Gunes F, Turker N, Gorgen F, “Signal-noise support vector model of a microwave transistor”, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering Volume: 17 Issue: 4 Pages: 404-415 Published: JUL,2007.

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.
- Kennedy J, Eberhart R, "Swarm Intelligence", Morgan Kaufmann Series, ISBN 1-55860-595-9. San Francisco, (2001).
- Kennedy J., Eberhart R, "Particle Swarm Optimization", Proc. of the IEEE Int. Conf. on Neural Networks, Piscataway, NJ, pp. 1942–1948, (1995).
- 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.
- 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., Kompa, 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 Amplifer Design for MMDS Application at 12GHz Using Neural Network Transistor Noise Model", IEEE, 2000.
- Marin, M., Hewitt, D.F., Lee, P.K., Tucker, R.S., (1991), "Low Noise Tuned Optical Receivers Using Commerial 50 Ω Modular Microwave Amplifiers", Electronic Letters Vol. 27, No. 15, 18th Jully 1991, 1378-1379.
- 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
- Menozzi, R. Ve Piazzzi, A.," HEMT and HBT Small-Signal Model Optimization Using a Genetic Algorithm", IEEE, 1997, 13-18.
- Moré, J.J., "The Levenberg-Marquardt Algorithm: Implementation and Theory," Numerical Analysis, ed. G. A. Watson, Lecture Notes in Mathematics 630, Springer Verlag, pp. 105-116, 1977.

- 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.
- Powell, M.J.D., "The Convergence of Variable Metric Methods For Nonlinearly Constrained Optimization Calculations," Nonlinear Programming 3 (O.L. Mangasarian, R.R. Meyer, and S.M. Robinson, eds.), Academic Press, 1978.
- 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.
- Qiang Li, Y. P. Zhang, "Alternative Approach to Low-Noise Amplifier Design for Ultra-Wideband Applications", Int J RF and Microwave CAE 17(2), pp.153-159, March 2007.
- 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.
- S. Trotta, H. Knapp, K. Aufinger, T. F. Meister, Josef B ck, Bernhard Dehlink, Werner Simb rger, and Arpad L. Scholtz, "An 84 GHz Bandwidth and 20 dB Gain Broadband Amplifier in SiGe Bipolar Technology," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 42, No. 10, Oct. 2007, pp. 2099 – 2106.
- Se kin T., Karakuzu C., "Par acık S r  Optimizasyonu ve Benzetim Y ntemleri". Elektrik Elektronik Bilgisayar M hendisli i Sempozyumu, Bursa, (2006).
-  evkli Z., "Paralel Par acık S r  Optimizasyonu". GYTE, Kocaeli,T rkiye, (2008).
- 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.
- 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 A ı E de erlikleri" Doktora Tezi, YT . Fen Bilimleri Enstit s .
- Torpi, H., G ne , F., G r en, 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 Amplifier 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 Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 30, No. 12, December 1982, 2216-2222.
- Yarman, B.S., Aksen, A., Kılınç, A., "An Immitance Based Tool for Modelling Passive One-Port Devices by Means of Darlington Equivalents", International Journal of Electronics and Communications (AEÜ) 55, No. 6, December 2001, 443-451.
- Y. Mimino, M. Hirata, K. Nakamura, K. Sakamoto, Y. Aoki, and S. Kuroda, "High gain-density K-band P-HEMT LNA MMIC for LMDS and satellite communication," in IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. Dig. Papers, 2000, pp. 209–212.
- 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 Amplifier", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 368, No. 12, December 1988, 1930-1937.
- 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

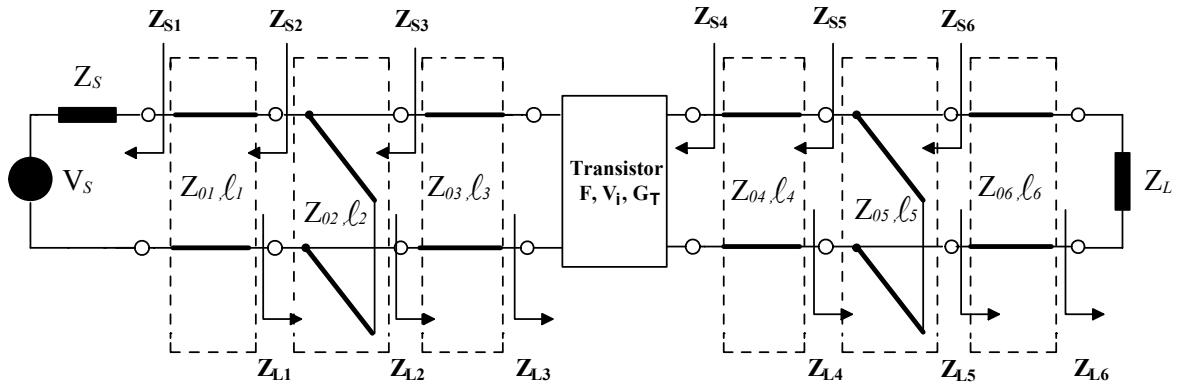
- Ek 1** Tek-Katlı, Çok-Katlı Kuvvetlendiricilerinin “T”, “Π” ve “L” Tipi Uydurma Devreleri
- Ek 2** Mikrodalga Transistörün Performans Analizi Modellenme Blokları ve Program Akış Diyagramları.
- Ek 3** Çıkış VSWR ve Gürültü Faktörü ile sınırlandırılmış bir Mikrodalga Transistörün “Performans Karakterizasyonu” MATLAB®Programı (m-file).
- Ek 4** İki-Katlı Mikrodalga Transistörün tüm devre analizi MATLAB®Programı(m-file).

Ek1: Tek-Katlı, Çok-Katlı Kuvvetlendiricilerinin “T”, “Π” ve “L” Tipi Uydurma Devreleri

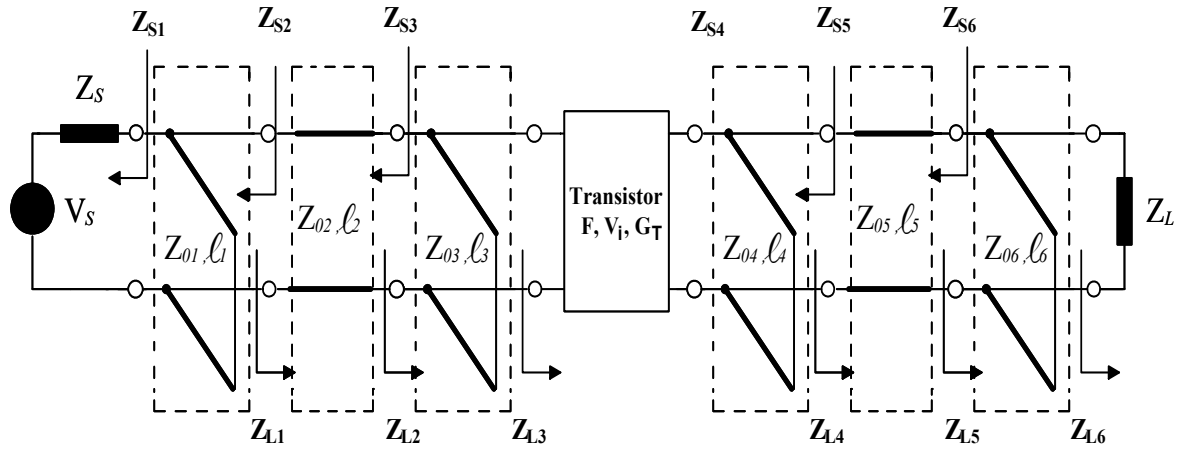
Uydurma Devreleri ile Tek Transistörlü Temel Kuvvetlendirici Devreleri

Bu tezde ele alınan tek-katlı mikrodalga kuvvetlendiricilerin her birinin giriş ve çıkışında sırasıyla aşağıdaki uydurma devreleri kullanılmıştır:

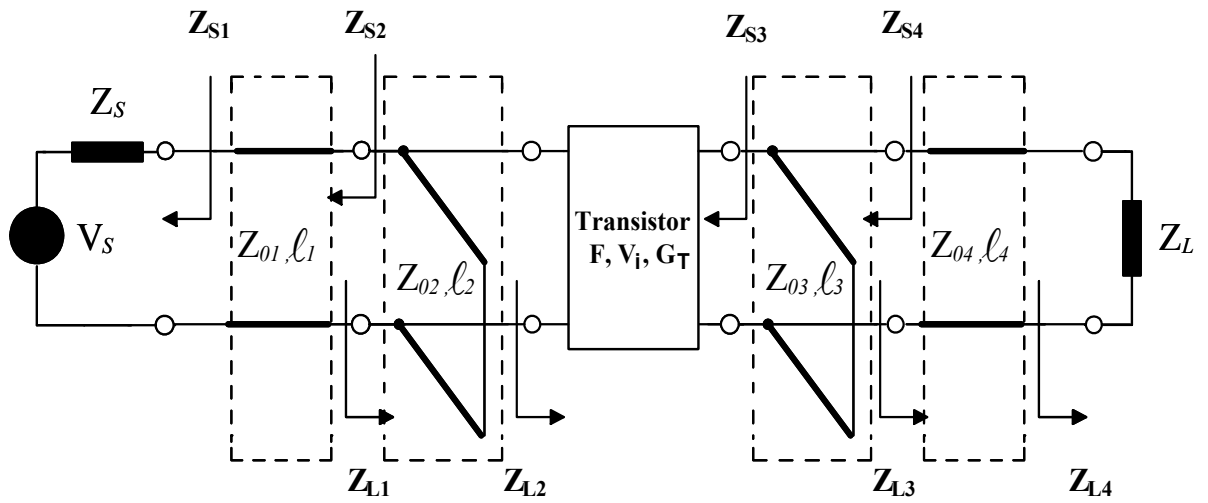
- 1: “T” tipi uydurma devreleri
- 2: “Π” tipi uydurma devreleri
- 3: “L” tipi seri+ paralel uydurma devreleri
- 4: “L” tipi paralel+seri uydurma devreleri
- 5: Giriş “T” tipi çıkış “L” tipi seri+ paralel uydurma devreleri
- 6: Giriş “Π” tipi çıkış “L” tipi seri+ paralel uydurma devreleri
- 7: Giriş “L”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



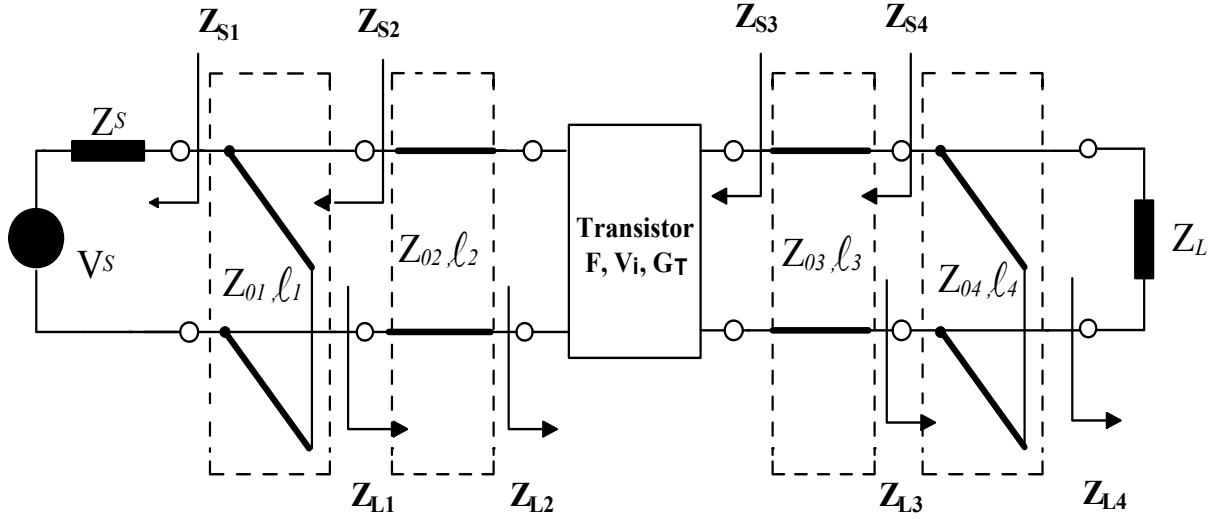
Şekil EK.1 T- tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici



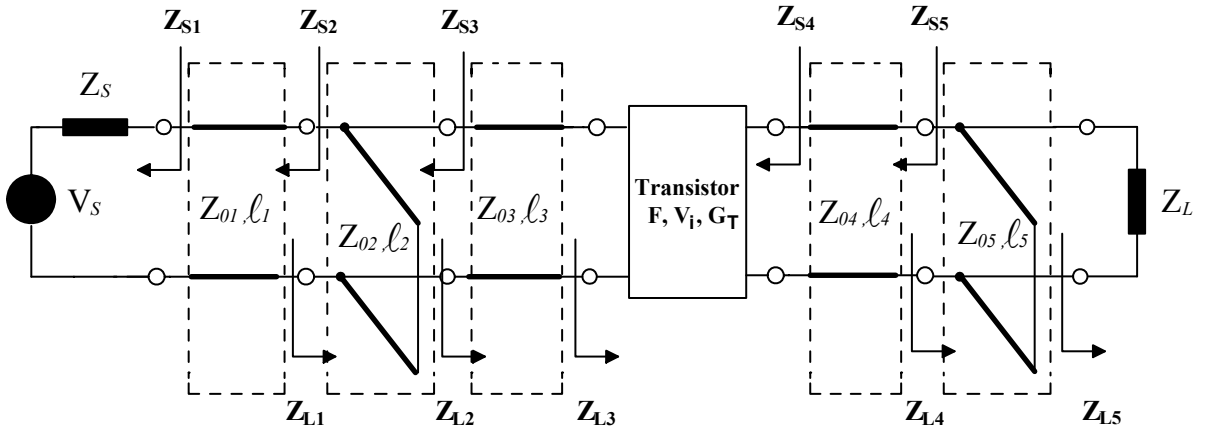
Şekil EK.2 Π - tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici



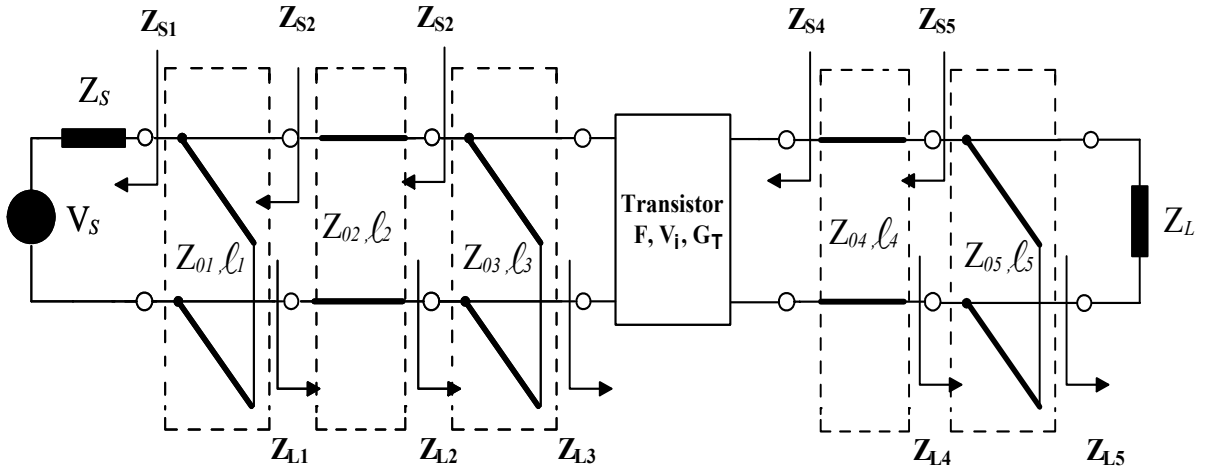
Şekil EK.3 L- tipi giriş (seri + paralel), çıkış (paralel + seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici



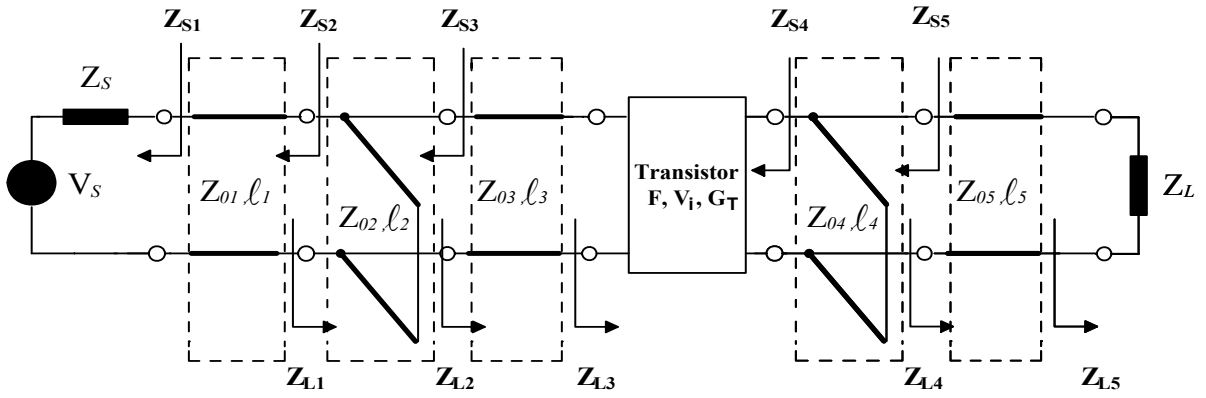
Şekil EK.4 L- tipi giriş (paralel + seri), çıkış (seri + paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici



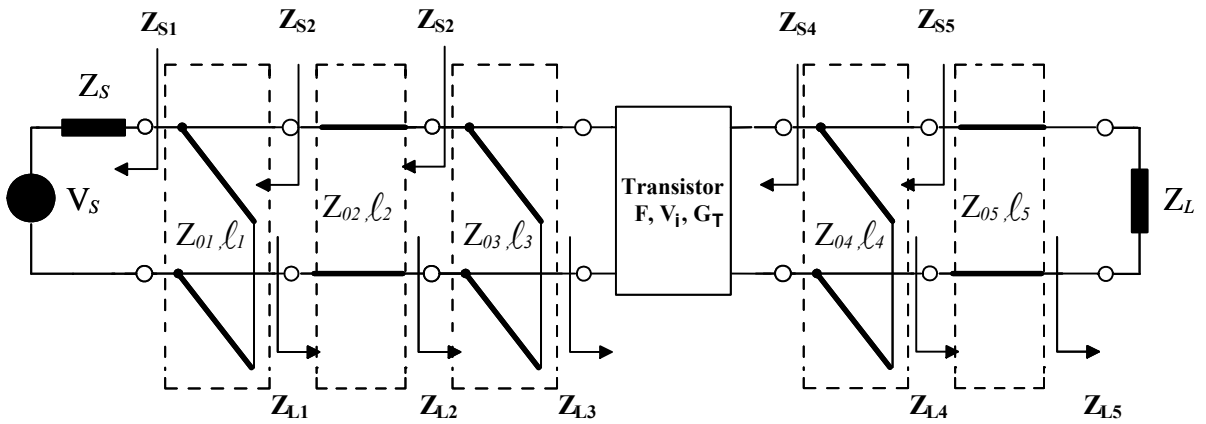
Şekil EK.5 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi (seri+ paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici



Şekil EK.6 Giriş “Π” tipi çıkış “L” tipi (seri+ paralel) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici



Şekil EK.7 Giriş “T” tipi çıkış “L” tipi (paralel + seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici

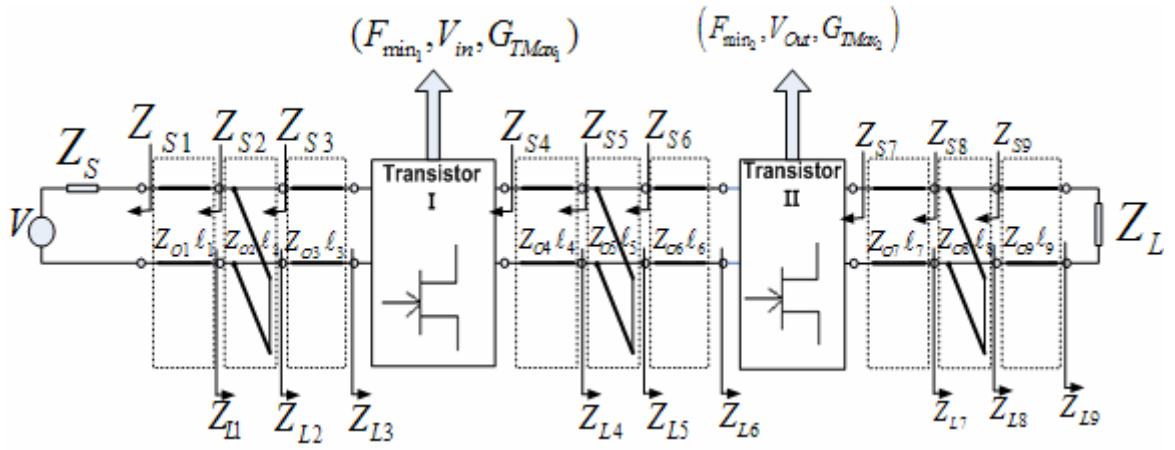


Şekil EK.8 Giriş “Π” tipi çıkış “L” tipi (paralel + seri) uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici

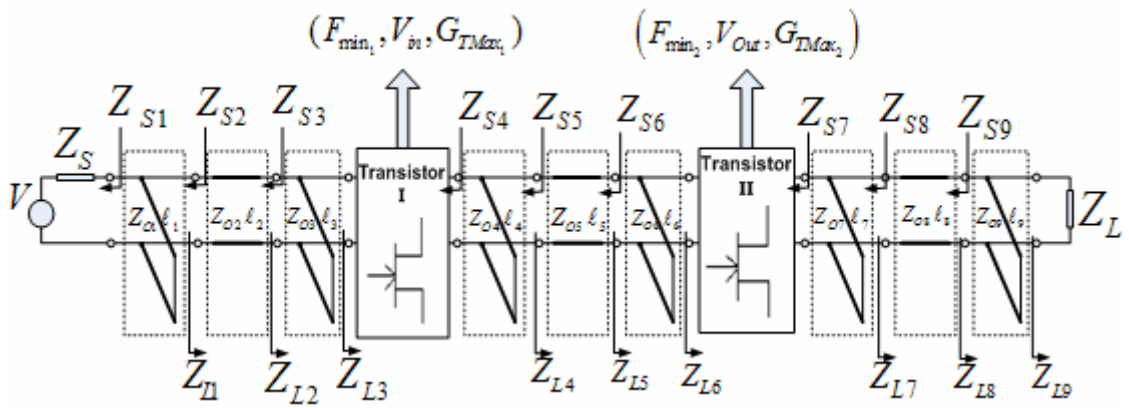
Uydurma Devreleri ile İki Transistörlü Temel Kuvvetlendirici Devreleri

Bu tezde ele alınan iki-katlı mikrodalga kuvvetlendirici devrelerin her birinin giriş ve çıkışında sırasıyla aşağıdaki gibi uydurma devreleri kullanılmıştır:

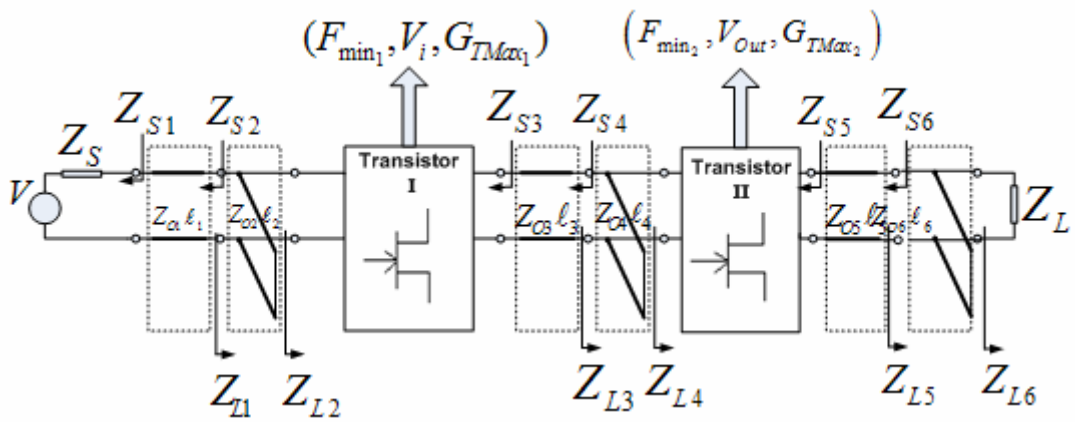
- 1: “T” tipi uydurma devreleri
- 2: “Π” tipi uydurma devreleri
- 3: “L” tipi seri+ paralel uydurma devreleri
- 4: “L” tipi paralel+seri uydurma devreleri
- 5: Giriş “T” tipi, ara katı “Π” tipi, çıkış “T” tipi uydurma devreleri
- 6: Giriş “T” tipi, ara katı “L” tipi seri+ paralel, çıkış “T” tipi uydurma devreleri
- 7: Giriş “Π” tipi, ara katı “L” tipi seri+ paralel, çıkış “Π” tipi uydurma devreleri
- 8: Giriş “Π” tipi, ara katı “L” tipi paralel + seri, çıkış “Π” tipi uydurma devreleri
- 9: Giriş “Π” tipi, ara katı “T” tipi, çıkış “Π” tipi uydurma devreleri
- 10: Giriş “Π” tipi, ara katı “T” tipi, çıkış “L” tipi seri+ paralel uydurma devreleri
- 11: Giriş “Π” tipi, ara katı “Π” tipi, çıkış “L” tipi seri+ paralel uydurma devreleri
- 12: Giriş “L” tipi paralel+seri tipi, ara katı “Π” tipi, çıkış “L” tipi seri+ paralel uydurma devreleri
- 13: Giriş “L” tipi paralel+seri tipi, ara katı “T” tipi, çıkış “L” tipi seri+ paralel uydurma devreleri



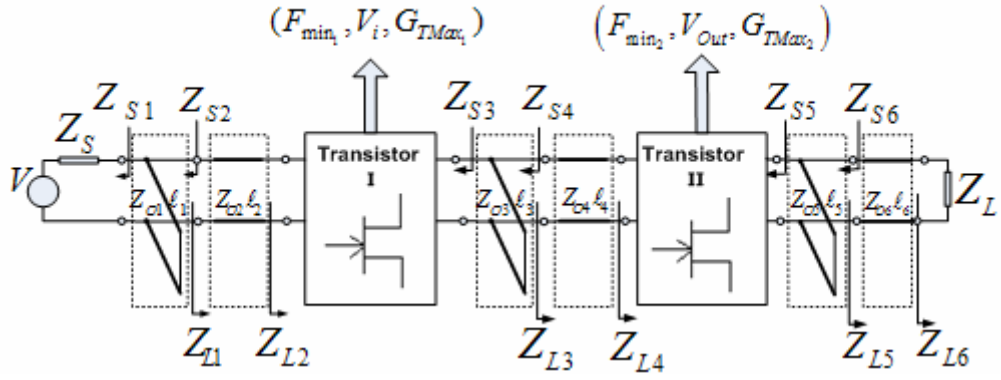
Şekil EK.9 T, T, T- tipi uydurma devreli iki transistorlu kuvvetlendirici



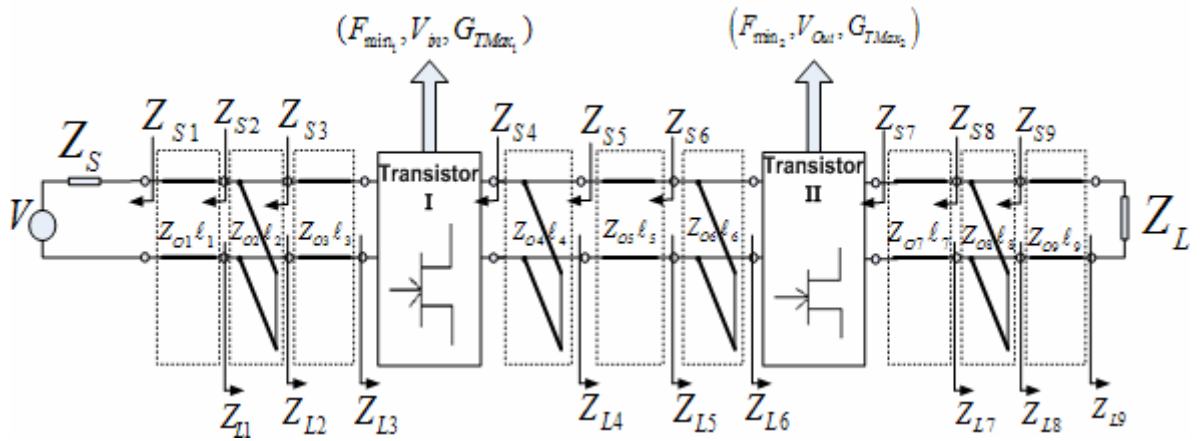
Şekil EK.10 Π, Π, Π - tipi uydurma devreli iki transistorlu kuvvetlendirici



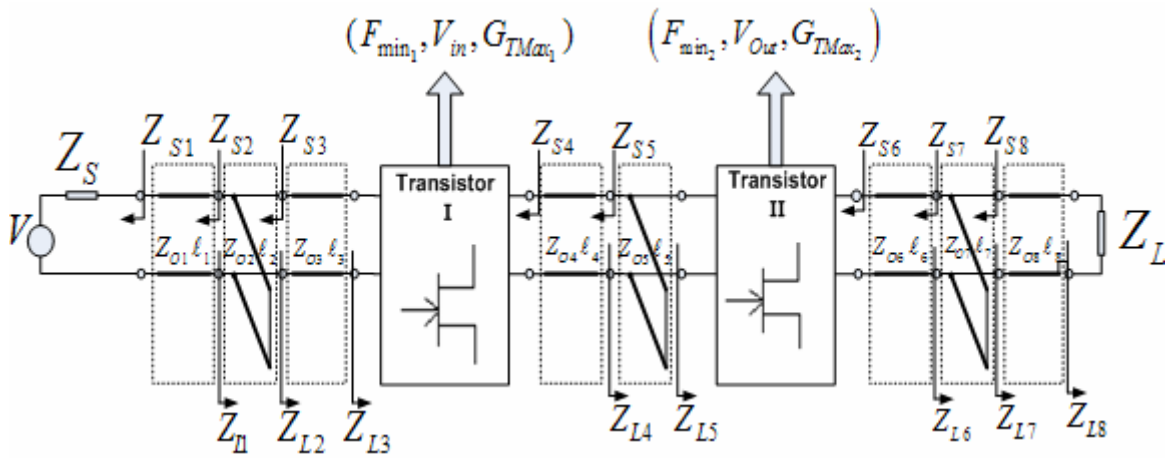
Şekil EK.11 L, L, L- tipi (seri + paralel) uydurma devreli iki transistorlu kuvvetlendirici



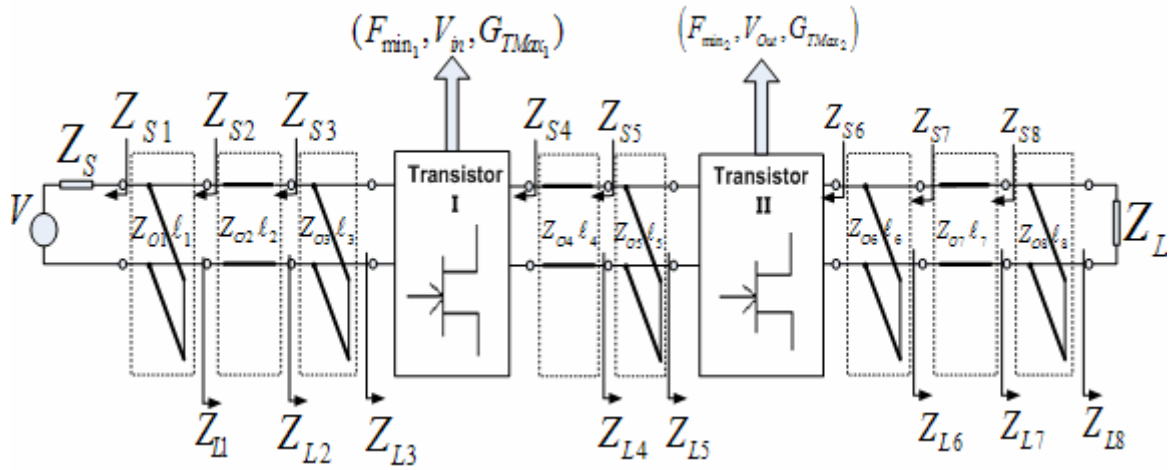
Şekil EK.12 L, L, L- tipi (paralel + seri) uydurma devreli iki transistorlu kuvvetlendirici



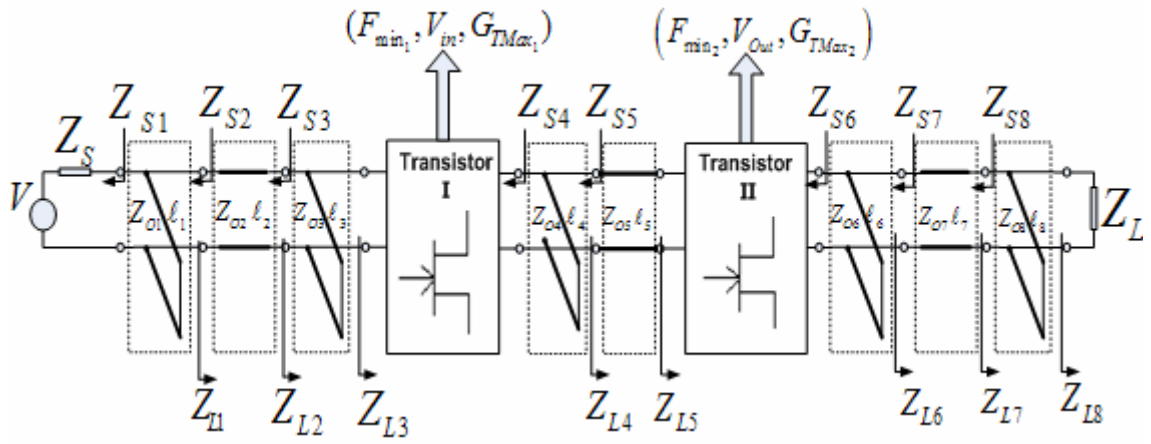
Şekil EK.13 T, Π, T- tipi uydurma devreli iki transistorlu kuvvetlendirici



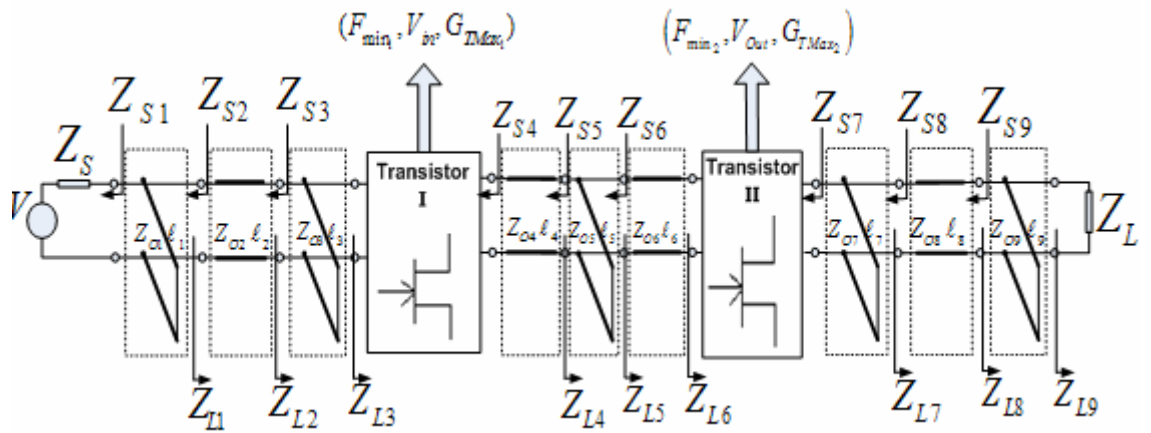
Şekil EK.14 T, L, T- tipi uydurma devreli iki transistorlu kuvvetlendirici



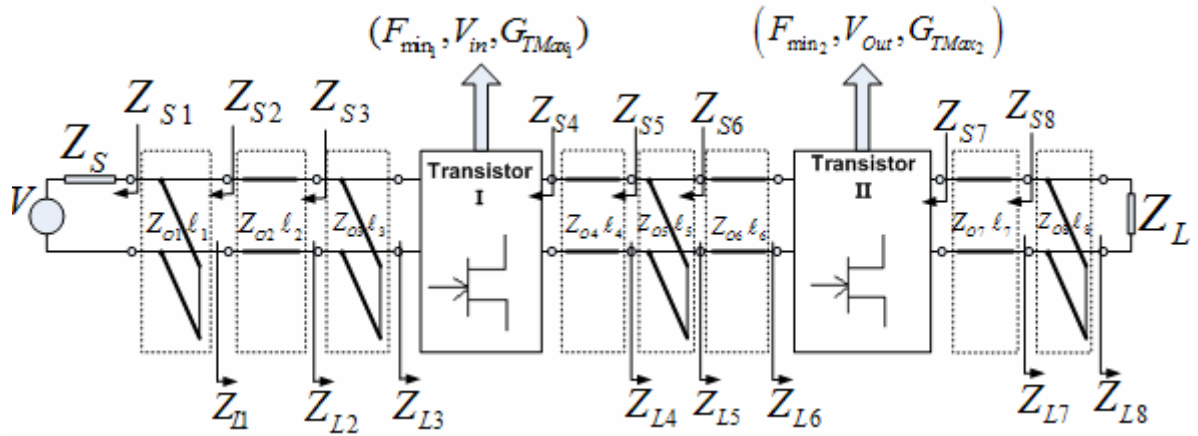
Şekil EK.15 Π , L, Π - tipi uydurma devreli iki transistorlu kuvvetlendirici



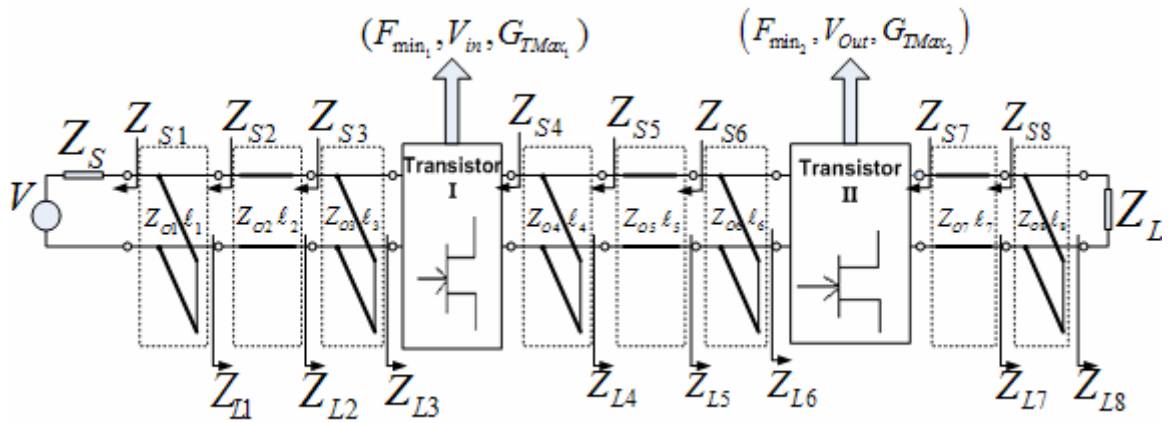
Şekil EK.16 Π , L, Π - tipi uydurma devreli iki transistorlu kuvvetlendirici



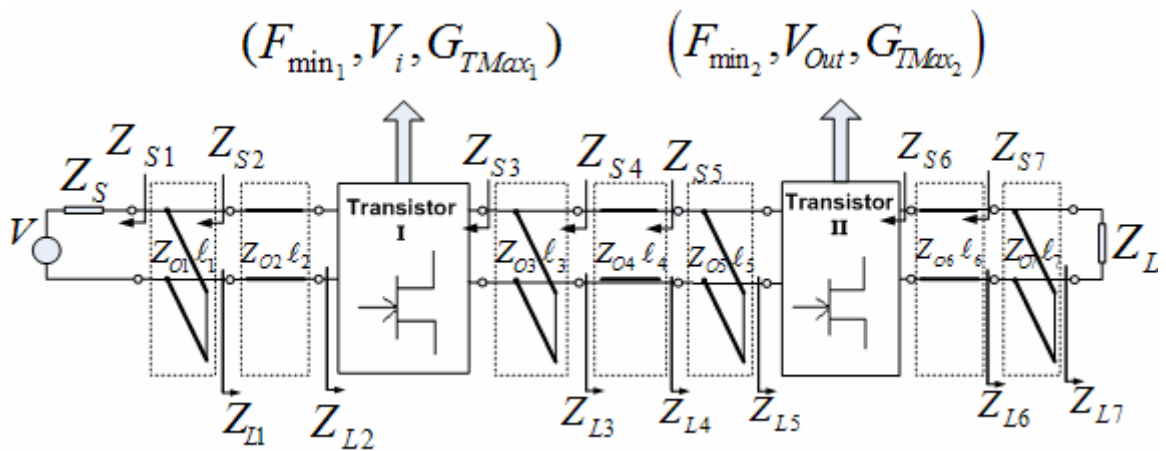
Şekil EK.17 Π , T, Π - tipi uydurma devreli iki transistorlu kuvvetlendirici



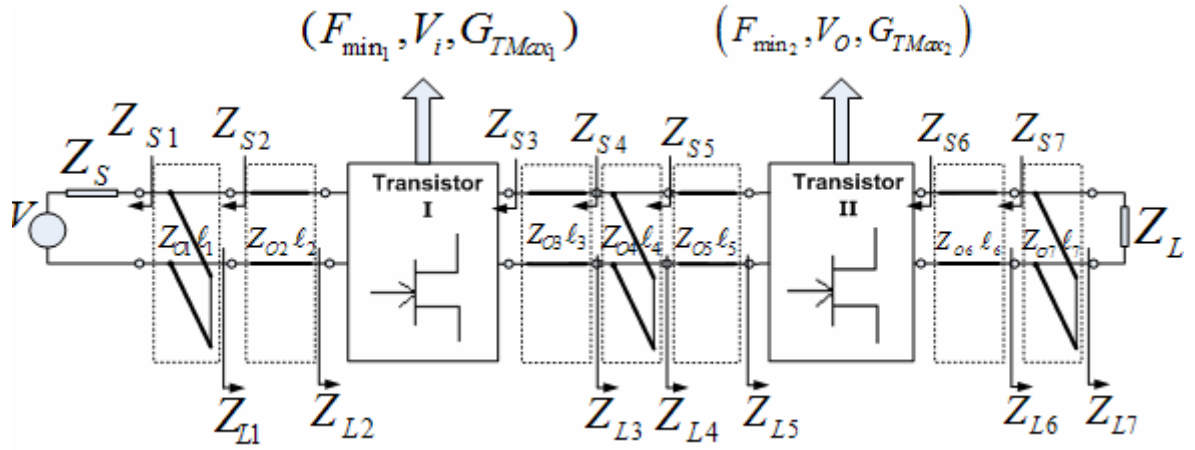
Şekil EK.18 Π , T, L- tipi uydurma devreli iki transistorlu kuvvetlendirici



Şekil EK.19 Π , Π , L- tipi uydurma devreli iki transistorlu kuvvetlendirici



Şekil EK.20 L, Π , L- tipi uydurma devreli iki transistorlu kuvvetlendirici

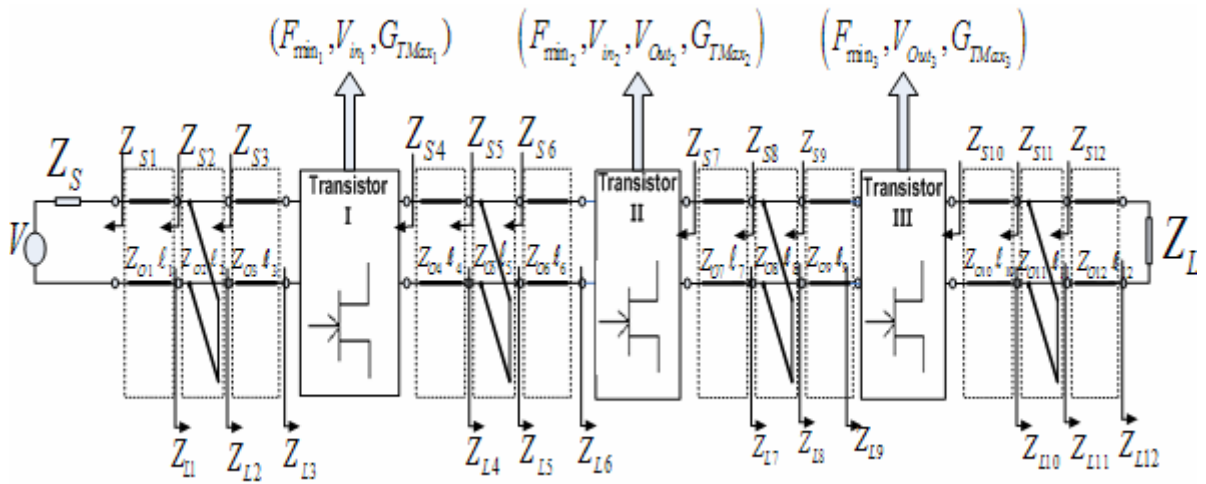


Şekil EK.21 L, T, L- tipi uydurma devreli iki transistorlu kuvvetlendirici

Uydurma Devreleri ile Üç Transistorlu Temel Kuvvetlendirici Devreleri

Bu tezde ele alınan üç-katlı mikrodalga kuvvetlendirici devrelerin her birinin giriş ve çıkışında sırasıyla aşağıdaki gibi uydurma devreleri kullanılmıştır:

1: Giriş “T” tipi, birinci ara katı “T” tipi, ikinci ara katı “T” tipi, çıkış “T” tipi uydurma devreleri

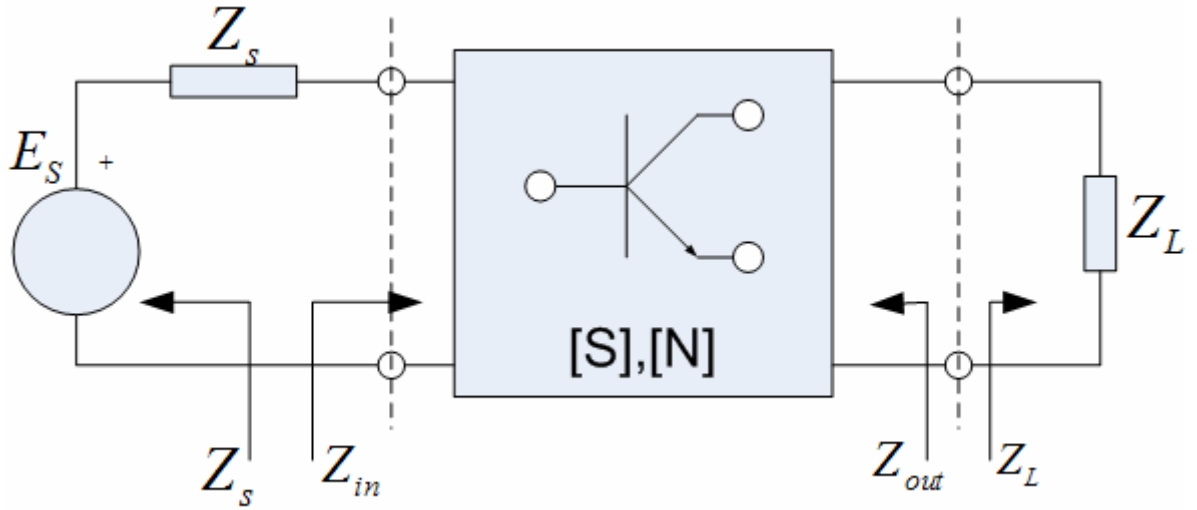


Şekil EK.22 T, T, T, T- tipi uydurma devreli üç transistorlu kuvvetlendirici

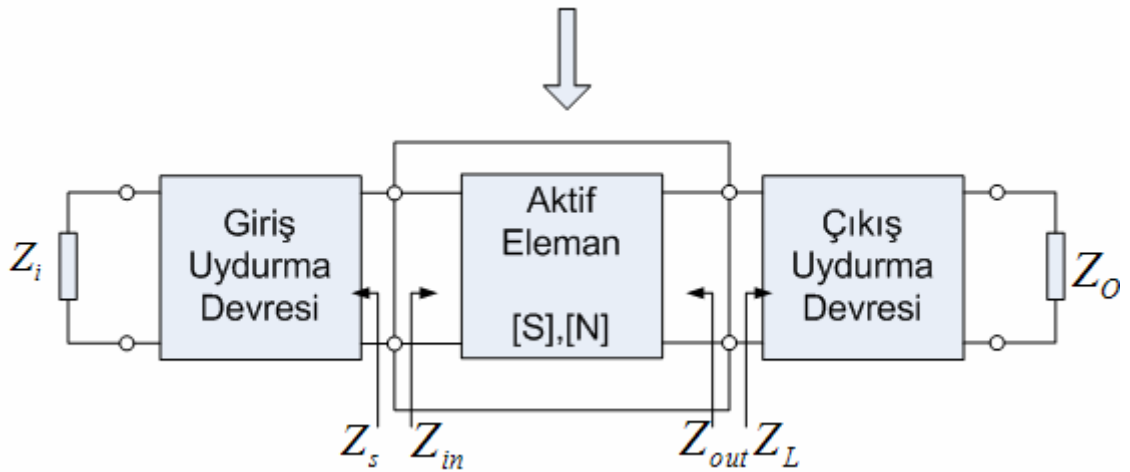
Ek2: Mikrodalga Transistorun Performans Analizi Modellenme Blokları ve Program Akış Diyagramları

Blok Yapıları

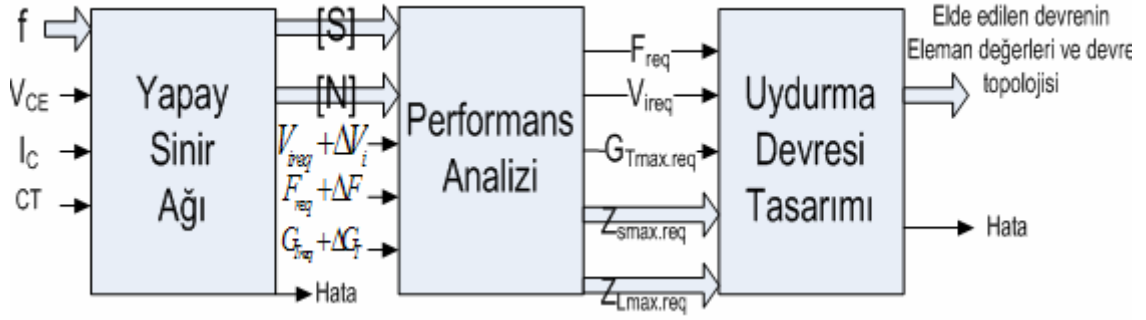
Mikrodalga transistorun performans analizi ve modellenmesine yönelik sistemin blok yapıları ve programlara yönelik akış diyagramları aşağıda verilmiştir.



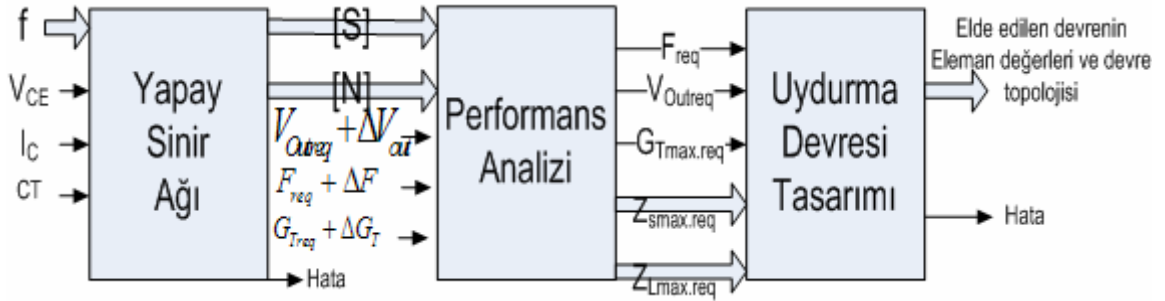
Şekil EK.23 Bir Küçük-İşaret Mikrodalga Transistoru Modeli



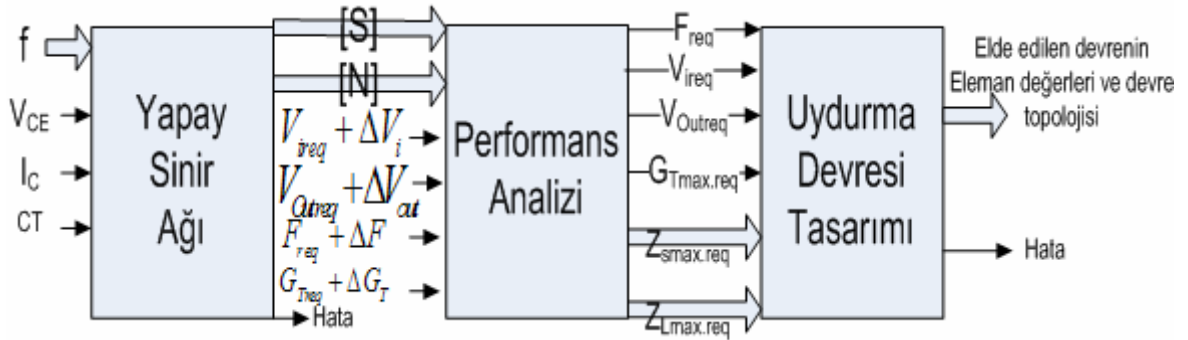
Şekil EK.24 Bir Uydurulmuş Transistorlu Kuvvetlendirici Blok Yapısı



(a) Giriş VSWR ile sınırlandırılmış transistor için

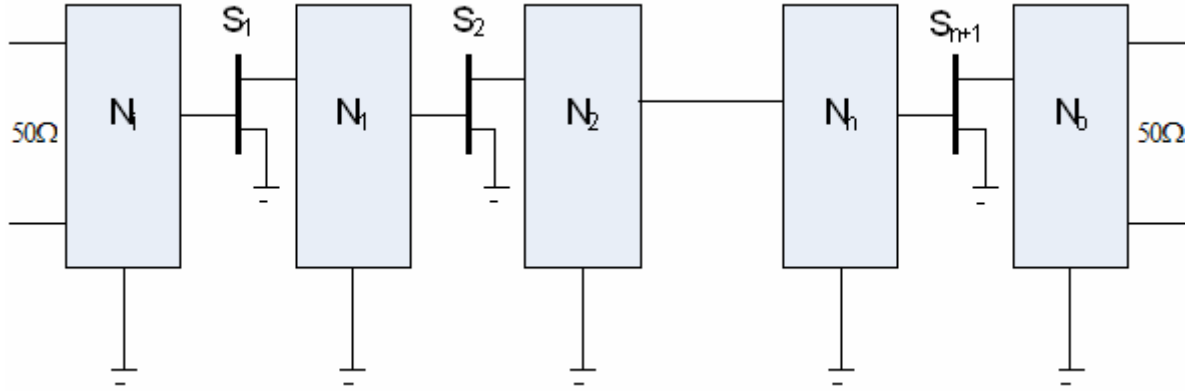


(b) Çıkış VSWR ile sınırlandırılmış transistor için

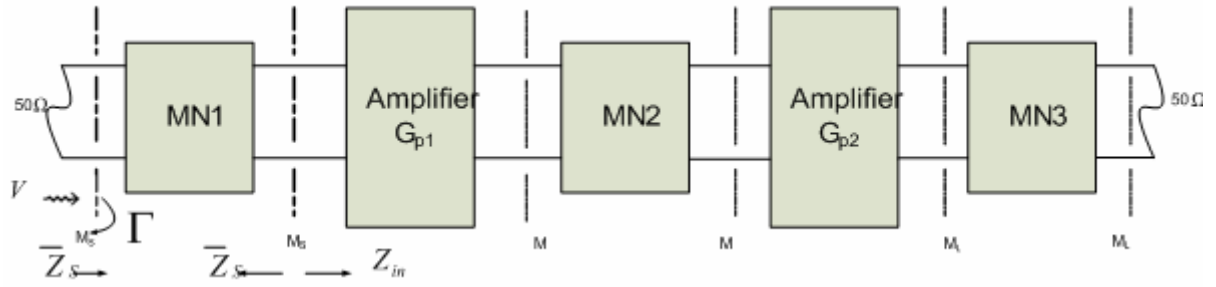


(c) Giriş VSWR ve Çıkış VSWR ile sınırlandırılmış transistor için

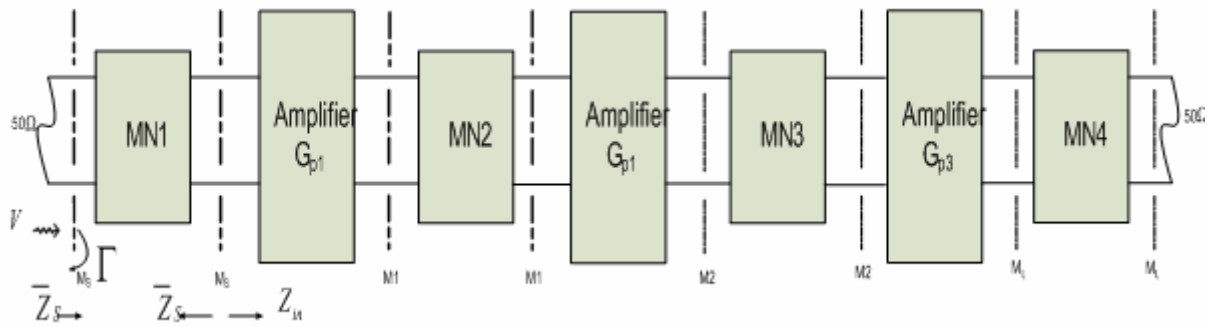
Şekil EK.25 (a),(b),(c) Aktif Elemanın YSA ile Performans Analizini Yapan ve Uydurma Devresi Tasarlayan Sistemlerin Blok Yapıları



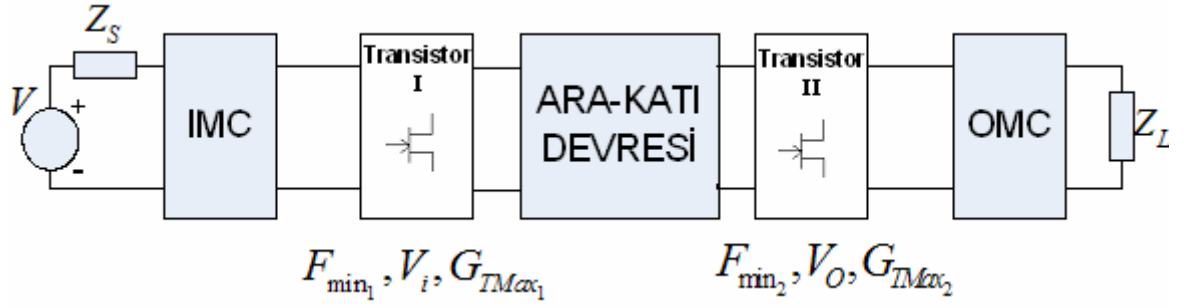
Şekil EK.26 Çok katlı mikrodalga kuvvetlendirici devresinin blok diyagramı



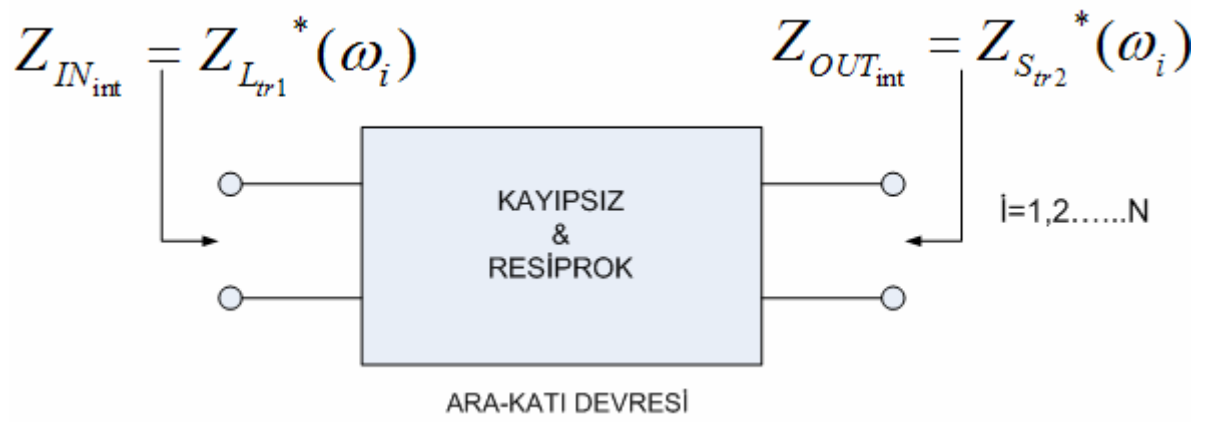
Şekil EK.27 İki katlı mikrodalga kuvvetlendirici devresinin blok diyagramı



Şekil EK.28 Üç katlı mikrodalga kuvvetlendirici devresinin blok diyagramı

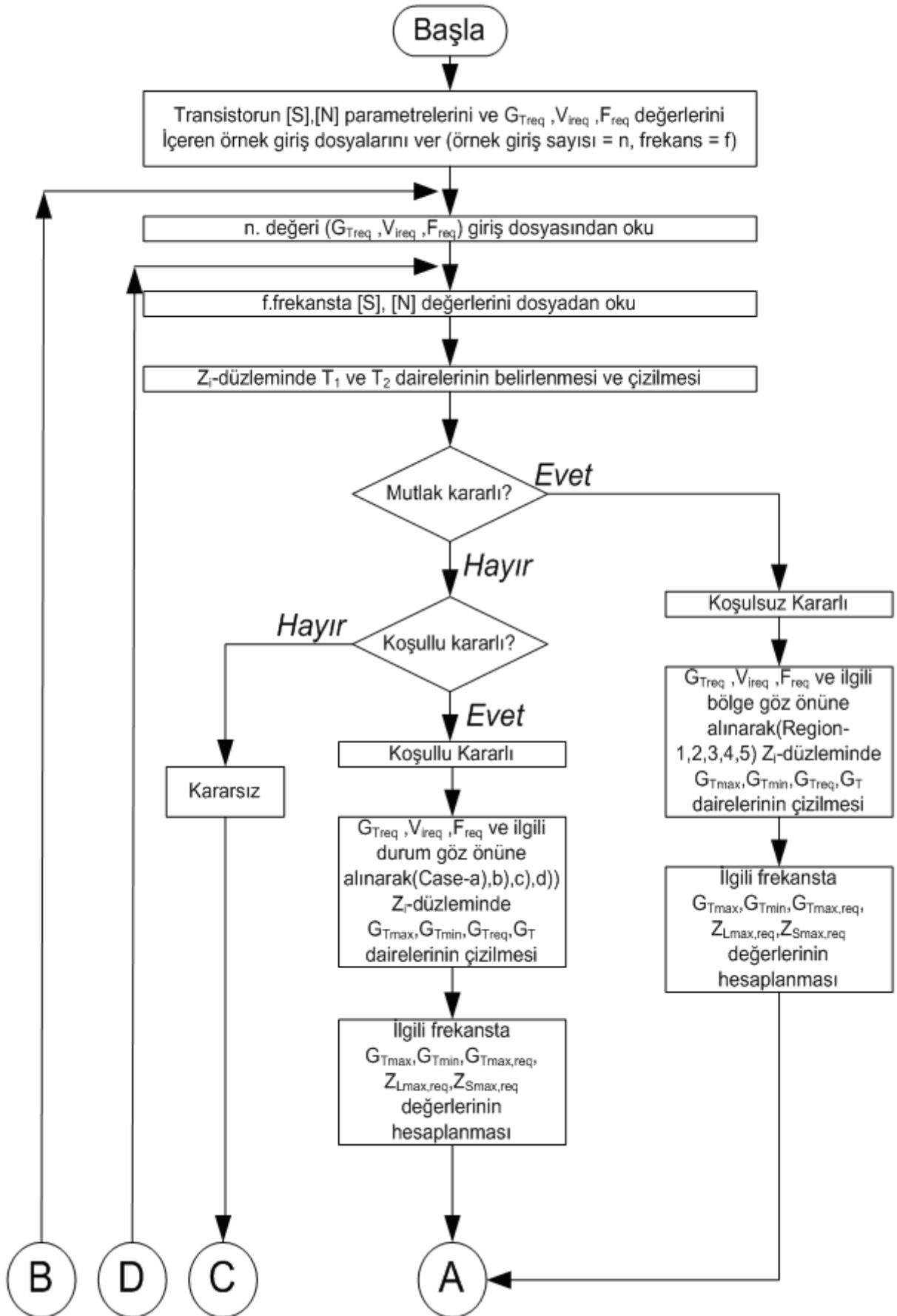


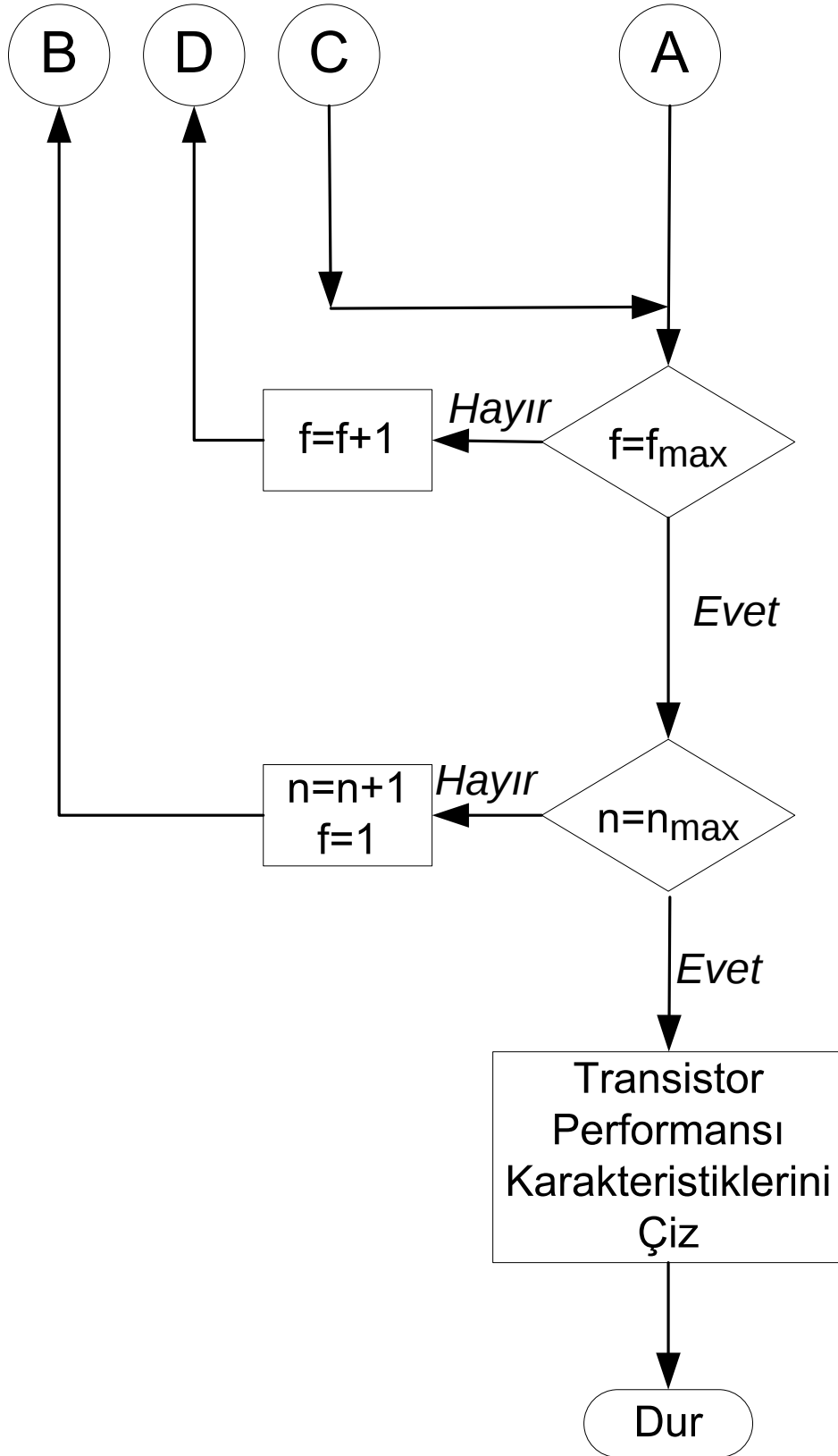
Şekil EK.29 İki katlı mikrodalga kuvvetlendirici devresinin Uydurma devreleri ile blok diyagramı



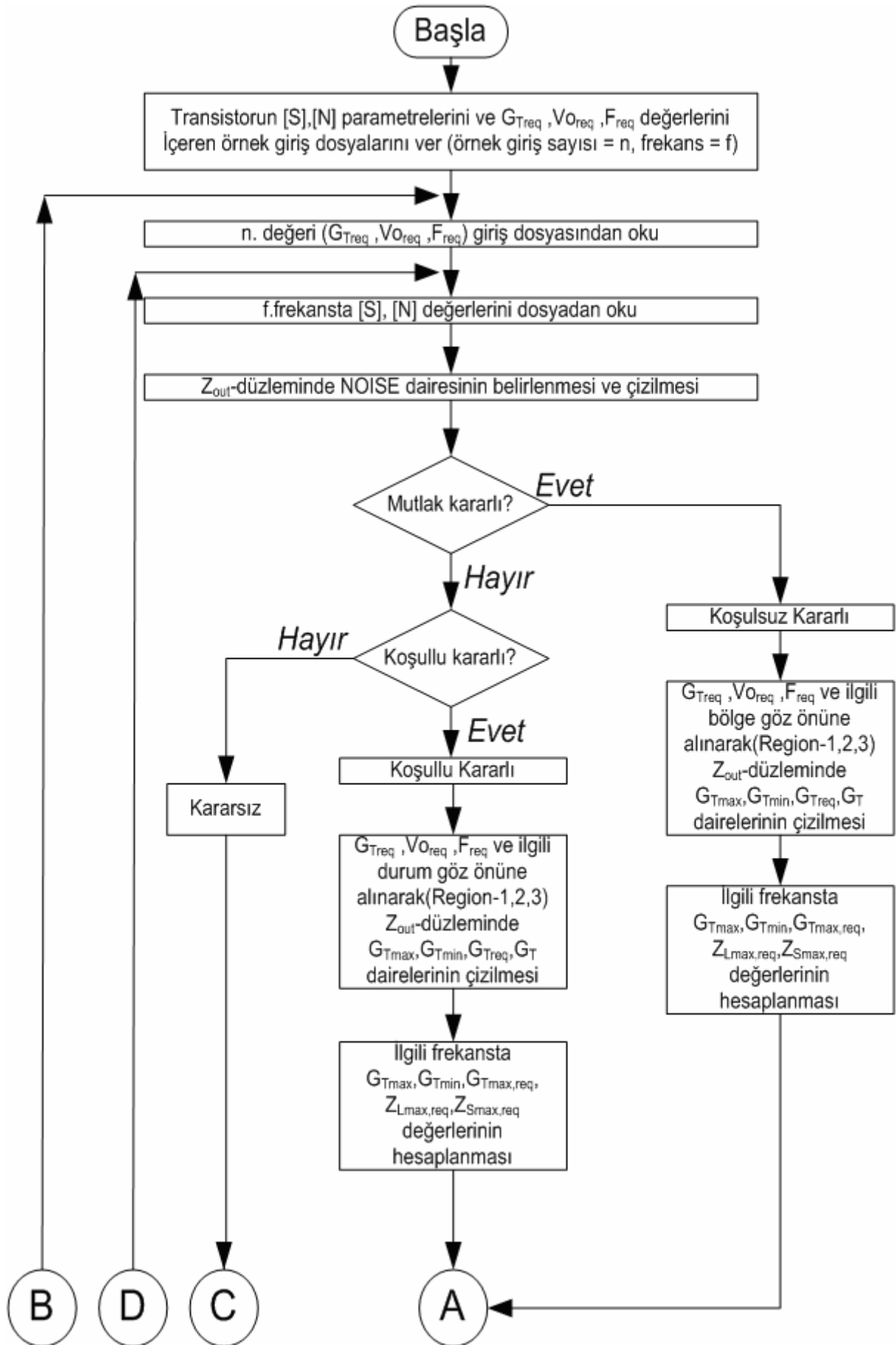
Şekil EK.30 Kayıpsız ve Resiprok ara-katı devresinin iki-kapılı modeli

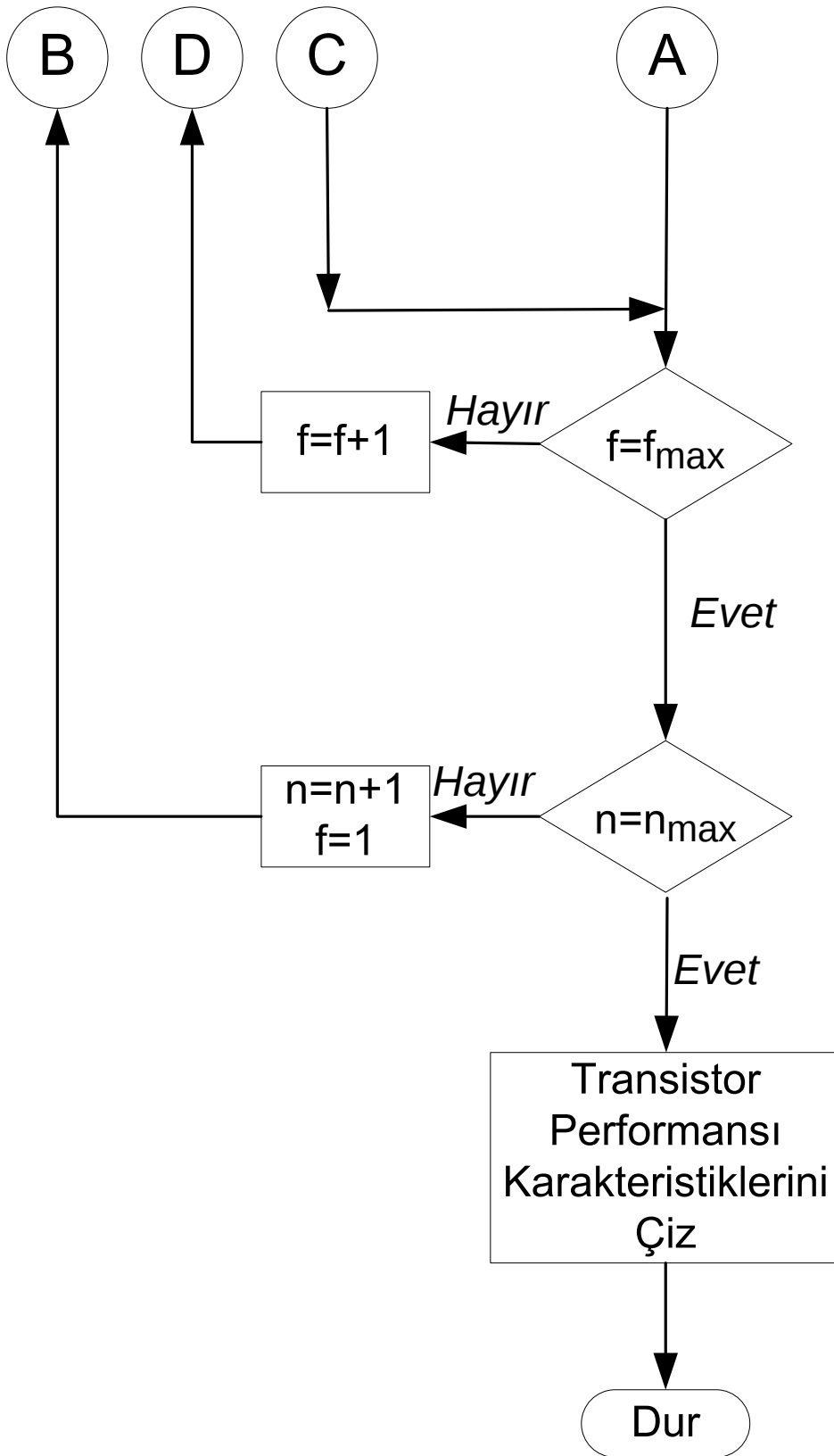
Akış Diyagramları



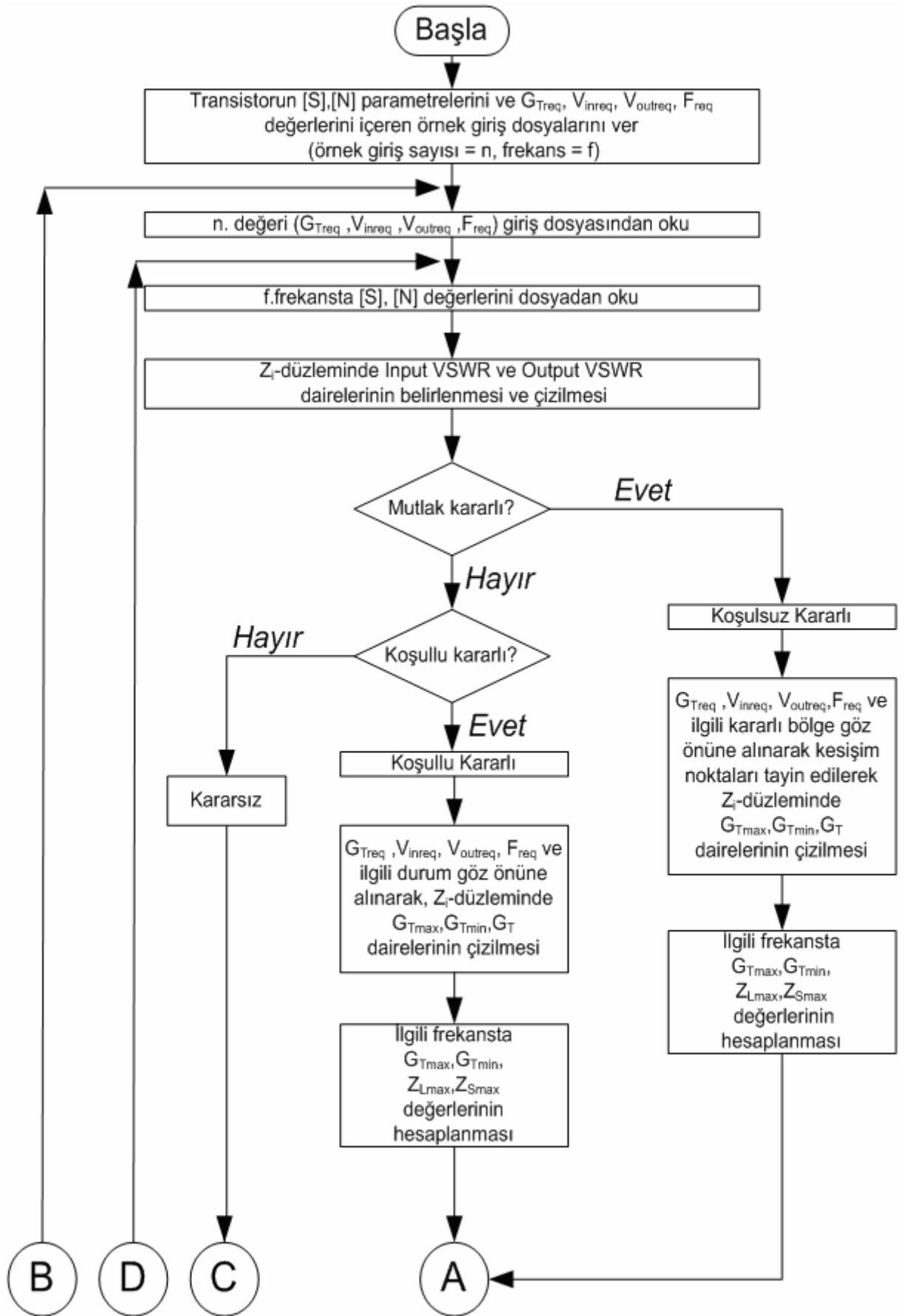


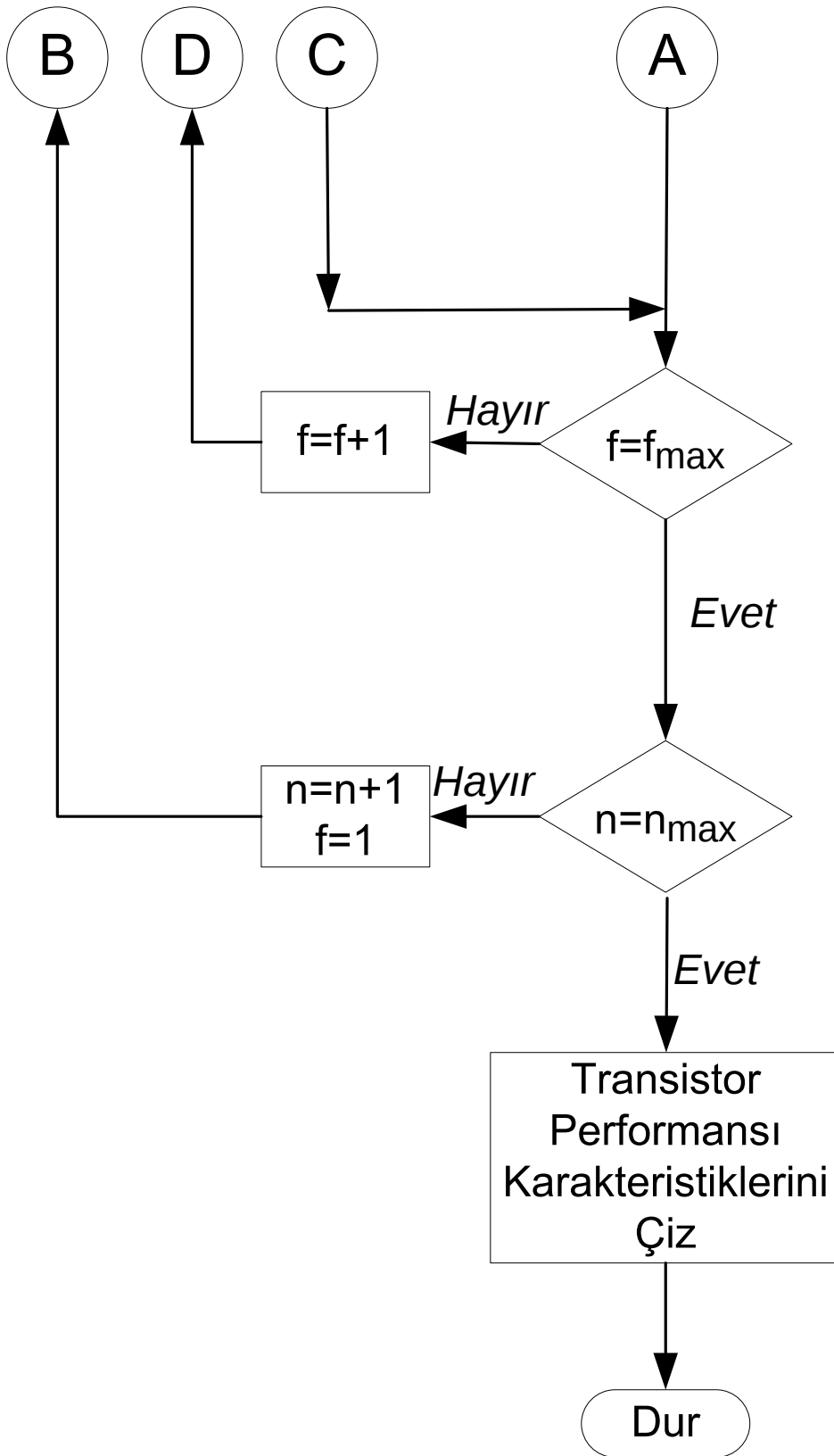
Şekil EK.31 Giriş VSWR ve Gürültü Faktörü ile sınırlandırılmış bir Mikrodalga Transistorun “Performans Karakterizasyonu” Programının Akış Diyagramı





Şekil EK.32 Çıkış VSWR ve Gürültü Faktörü ile sınırlandırılmış bir Mikrodalga Transistorun “Performans Karakterizasyonu” Programının Akış Diyagramı





Şekil EK.33 Giriş VSWR, Çıkış VSWR ve Gürültü Faktörü ile sınırlandırılmış bir Mikrodalga Transistorun “Performans Karakterizasyonu” Programının Akış Diyagramı

Ek3: Çıkış VSWR ve Gürültü Faktörü ile sınırlandırılmış bir Mikrodalga Transistörün “Performans Karakterizasyonu” MATLAB®Programı (m-file)

```
%=====SALIH DEMİREL=====
%/*****PHDTHESIS(2009)*****/
%/*****SALIH DEMİREL*****/

clc; clear all; close all;

%%%%%%%% NE3511S02(VDS=2V, ID=5mA) %%%%%%%%%

fid_r_s=fopen('ATF551M4.ins','r'); % read Neural Network SN matrix from a file
N_Num=17, NE3511S02(VDS=2V, ID=5mA) from Neural Network %

fid_r_n=fopen('ATF551M4.inn','r'); % read Noise matrix from a file %

fid_r_p=fopen('ATF551M4.inp','r'); % read input file,% GTdBreq,Voreq,FdBreq %

Name_of_transistör='NE3511S02 (VDS=1.5 V, ID=10mA) ';

N_Num=7; % Number of frequencies (that have Noise parameters) %

P_Num=1; % Number of rows in input file (*.inp) %

step_for_sample_on_circle=0.01; % step of test circle's radius

switch_for_plot=1; % 1 --> Plot circles, 0 --> Do not plot circles %

% **** Arrange the required one: EP ****

Smatrix=fscanf(fid_r_s,'%f',[9,inf]); % read whole S-par file %

Nmatrix=fscanf(fid_r_n,'%f',[5,inf]); % read whole N-par file %

Pmatrix=fscanf(fid_r_p,'%f',[3,inf]); % read whole Input File file %

freq = zeros(N_Num,1);
```

```
vi = zeros(N_Num,1);
```

```
modrin = zeros(N_Num,1);
```

```
mag = zeros(N_Num,1);
```

```
msg = zeros(N_Num,1);
```

```
gtmax = zeros(N_Num,1);
```

```
zll = zeros(N_Num,1);
```

```
zss = zeros(N_Num,1);
```

```
zin = zeros(N_Num,1);
```

```
z11 = zeros(N_Num,1);
```

```
z12 = zeros(N_Num,1);
```

```
z21 = zeros(N_Num,1);
```

```
z22 = zeros(N_Num,1);
```

```
for input_counts=1:P_Num % main loop % N0T:asli input_counts=1:P_Num olacak!!!!
```

```
GTDBreq=Pmatrix(1,input_counts);
```

```
Voreq =Pmatrix(2,input_counts);
```

```
FdB =Pmatrix(3,input_counts);
```

```
% Input Reflection Coefficient and Required Noise Figure (not in dB) %
```

```
Rmod2 = (Voreq - 1)/(Voreq + 1);
```

```
Rmod=sqrt(Rmod2);
```

```
C = 1-(Rmod^2);
```

```
Freq = 10^(FdB*0.1);
```

```
teta = 0:2*pi/100:2*pi;
```

```
MAG=0;
```

```
for counts=1:N_Num % loop under main loop %
```

```
    f=Smatrix(1,counts);
```

```
    s11=Smatrix(2,counts);
```

```
    o11=Smatrix(3,counts);
```

```
    s21=Smatrix(4,counts);
```

```
    o21=Smatrix(5,counts);
```

```
    s12=Smatrix(6,counts);
```

```
    o12=Smatrix(7,counts);
```

```
    s22=Smatrix(8,counts);
```

```
    o22=Smatrix(9,counts);
```

```
    O11 = o11*(pi/180);
```

```
    S11 = s11*exp(i*O11);
```

```
    O21 = o21*(pi/180);
```

```
    S21 = s21*exp(i*O21);
```

```
    O12 = o12*(pi/180);
```

```
    S12 = s12*exp(i*O12);
```

```
    O22 = o22*(pi/180);
```

```
S22 = s22*exp(i*O22);
```

```
% Transistör Noise Parameters %
```

```
FirstCol=Nmatrix(1,counts); % waste reading for first column %
```

```
FmindB=Nmatrix(2,counts);
```

```
Fmin=10^(FmindB*0.1);
```

```
GamaOpt_m=Nmatrix(3,counts);
```

```
GamaOpt_a_deg=Nmatrix(4,counts);
```

```
GamaOpt_a=GamaOpt_a_deg*(pi/180);
```

```
Gamaopt=GamaOpt_m*exp(i*GamaOpt_a);
```

```
RnBolu50=Nmatrix(5,counts);
```

```
%Rn=RnBolu50; % Zout is 50ohm %
```

```
Rn=RnBolu50*50;
```

```
omega = 2*pi*f ;
```

```
Z01 = 50;
```

```
Z02 = 50 ;
```

```
R01 = real(Z01);
```

```
R02 = real(Z02);
```

```
deltas = ((1-S11)*(1-S22)-S12*S21);
```

```
% Converting S to Z %
```

$$Z_{11} = ((1+S_{11})*(1-S_{22})+S_{12}*S_{21})/\text{deltas};$$

$$Z_{21} = (2*S_{21})/\text{deltas};$$

$$Z_{12} = (2*S_{12})/\text{deltas};$$

$$Z_{22} = ((1+S_{22})*(1-S_{11})+S_{12}*S_{21})/\text{deltas};$$

$$R_{11} = \text{real}(Z_{11}) ;$$

$$X_{11} = \text{imag}(Z_{11});$$

$$R_{21} = \text{real}(Z_{21});$$

$$X_{21} = \text{imag}(Z_{21});$$

$$R_{12} = \text{real}(Z_{12});$$

$$X_{12} = \text{imag}(Z_{12});$$

$$R_{22} = \text{real}(Z_{22});$$

$$X_{22} = \text{imag}(Z_{22});$$

$$\text{deltaz} = Z_{11}*Z_{22} - Z_{12}*Z_{21};$$

% Zopt Calculation %

$$Z_{\text{opt}} = ((1+\text{Gamaopt}))/ (1-\text{Gamaopt});$$

$$Z_{\text{optm}} = \text{abs}(Z_{\text{opt}});$$

$$Z_{\text{opta}} = \text{angle}(Z_{\text{opt}});$$

$$R_{\text{opt}} = \text{real}(Z_{\text{opt}});$$

$$X_{\text{opt}} = \text{imag}(Z_{\text{opt}});$$

% Pre-Defined Values %

$Z = Z_{12} * Z_{21};$

$R = \text{real}(Z);$

$X = \text{imag}(Z);$

$Q = 2 * R_{11} * R_{22} - R ;$

$\text{COEFS} = (\text{abs}(Z_{12})^2) / (2 * R_{11} * C);$

$\text{ita} = Q / \text{abs}(Z);$

$\text{GT_Negative} = 0; \%$ assume that GT always positive (1 --> Negative) %

% % Center phasor and radius of the noise circles are calculated %

$N = ((\text{Freq} - F_{\min}) * (Z_{\text{optm}}^2)) / (2 * R_n);$

$K = (Z - Z_{11} * Z_{22} - Z_{\text{opt}} * Z_{22}) / (Z_{11} + Z_{\text{opt}});$

$K_R = \text{real}(K);$

$K_i = \text{imag}(K);$

$N_2 = 2 * N / (\text{abs}(Z_{11} + Z_{\text{opt}})^2);$

$R_{cn} = -(2 * K_R - N_2 * (2 * R_{11} * R_{22} - R)) / (2 * (1 + N_2 * R_{11}));$

$X_{cn} = -(2 * K_i - N_2 * (2 * R_{11} * X_{22} - X)) / (2 * (1 + N_2 * R_{11}));$

$Z_{cn} = R_{cn} + i * X_{cn};$

$tum = ((N_2 * (R_{11} * \text{abs}(Z_{22})^2 - (R * R_{22} + X * X_{22}))) + (\text{abs}(K)^2)) / (1 + (N_2 * R_{11}));$

$rn = \sqrt{\text{abs}(Z_{cn})^2 - tum};$

% % NOISE Circle Definitions %

$R_{cn} = R_{cn};$

$X_{cn} = X_{cn};$

$Z_{cn} = R_{cn} + i * X_{cn};$

```
Zcnm = abs(Zcn);
```

```
Zcna = angle(Zcn);
```

```
rn = rn;
```

```
% NOISE Circle Drawing %
```

```
Zi1 = Zcn + rn*exp(i*teta);
```

```
Ri1 = real(Zi1);
```

```
Xi1 = imag(Zi1);
```

```
% Noise Figure checking
```

```
if Fmin > Freq
```

```
    %fprintf('Error: Fmin > Freq, skip to the next input value\n');
```

```
    % exit loop (matlab stops here)
```

```
    break;
```

```
end
```

```
if R11>0 & R22>0 & ita>1 % Stability: if %
```

```
% Unconditional stability %
```

```
% Calculating values for Required GT value in Unconditional stability
```

```
% case
```

```

P=(abs(Z12)^2/C)*(10^(GTDBreq*0.1)); % GTDBreq converted to dimensionless %

RCGreq = (Q - P)/(2*R11);

XCGreq = (2*X22*R11-X)/(2*R11);

ZCGreq = RCGreq + i*XCGreq;

rgreq = (sqrt(P^2-2*Q*P+abs(Z)^2))/(2*R11);

% GTDBreq Circle %

ZCGTreq= ZCGreq+rgreq*exp(i*teta);

RCGTreq=real(ZCGTreq);

XCGTreq=imag(ZCGTreq);

% Find out the intersection of two circles

IntersectionExist=1;

[RintT1,XintT1]=circlint(RCGreq,XCGreq,rgreq,Rcn,Xcn,rn);

ZireqT11=RintT1(1)+i*XintT1(1);

ZireqT12=RintT1(2)+i*XintT1(2);

[RintT2,XintT2]=circlint(RCGreq,XCGreq,rgreq,Rcn,Xcn,rn);

ZireqT21=RintT2(1)+i*XintT2(1); % two intersection points on NOISE %

ZireqT22=RintT2(2)+i*XintT2(2);

if ~isnan(ZireqT11) && ~isnan(ZireqT12) && ~isnan(ZireqT21) && ~isnan(ZireqT22)
% GTreq cuts both NOISE and NOISE

```

```

% fprintf('GTreq cuts both NOISE and NOISE\n');

elseif ~isnan(ZireqT11) && ~isnan(ZireqT12) % GTreq cuts only
NOISE

% fprintf('GTreq cuts only NOISE\n');

elseif ~isnan(ZireqT21) && ~isnan(ZireqT22) % GTreq cuts only
NOISE

% fprintf('GTreq cuts only NOISE\n');

else % GTreq does not cut NOISE or
NOISE

% fprintf('GTreq does not cut NOISE or NOISE\n');

InstersectionExist=0;

ZSreq= NaN+i*NaN;

ZLreq= NaN+i*NaN;

% break;

end

RCS = -(2*R11*R22-R)/(2*R11);

XCS = -(2*X22*R11-X)/(2*R11);

ZCS = RCS + i*XCS;

rs = abs(Z)/(2*R11);

ZCLC = conj(ZCS);

% Conjugate Source Stability Circle (CSSC) %

Zi3 = ZCLC + rs * exp(i*teta);

Ri3 = real(Zi3);

```

```
Xi3 = imag(Zi3);
```

```
% Input Stability Circle (ISC) (ZCINPUT = -RCS - i*XCS; rINPUT=rs) %
```

```
ZCINPUT = -RCS - i*XCS;
```

```
Zi5 = ZCINPUT + rs * exp(i*teta);
```

```
Ri5 = real(Zi5);
```

```
Xi5 = imag(Zi5);
```

```
% GT Circles %
```

```
XCG = (2*X22*R11-X)/(2*R11);
```

```
GTMAX=(Q-sqrt(Q^2-abs(Z)^2)*C)/(abs(Z12)^2);
```

```
for k=1:6
```

```
y(k)=(k-1)*(GTMAX/5);
```

```
P(k)=(abs(Z12)^2*y(k))/C;
```

```
RCG(k) = (Q - P(k))/(2*R11);
```

```
    ZCG(k) = RCG(k) + i*XCG;
```

```
    rg(k) = (sqrt(P(k)^2-2*Q*P(k)+abs(Z)^2))/(2*R11);
```

```
end
```

```
ZCG1 = ZCG(1);rg1 = rg(1);
```

```
ZCG2 = ZCG(2);rg2 = rg(2);
```

```
ZCG3 = ZCG(3);rg3 = rg(3);
```

```
ZCG4 = ZCG(4);rg4 = rg(4);
```

$ZCG5 = ZCG(5); rg5 = rg(5);$

$ZCG6 = ZCG(6); rg6 = rg(6);$

$Zi41 = ZCG1 + rg1 * \exp(i*teta);$

$Ri41 = \text{real}(Zi41); Xi41 = \text{imag}(Zi41);$

$Zi42 = ZCG2 + rg2 * \exp(i*teta);$

$Ri42 = \text{real}(Zi42); Xi42 = \text{imag}(Zi42);$

$Zi43 = ZCG3 + rg3 * \exp(i*teta);$

$Ri43 = \text{real}(Zi43); Xi43 = \text{imag}(Zi43);$

$Zi44 = ZCG4 + rg4 * \exp(i*teta);$

$Ri44 = \text{real}(Zi44); Xi44 = \text{imag}(Zi44);$

$Zi45 = ZCG5 + rg5 * \exp(i*teta);$

$Ri45 = \text{real}(Zi45); Xi45 = \text{imag}(Zi45);$

$Zi46 = ZCG6 + rg6 * \exp(i*teta);$

$Ri46 = \text{real}(Zi46); Xi46 = \text{imag}(Zi46);$

% Conserving Solution %

$RCGmax = \sqrt{(Q^2 - \text{abs}(Z)^2) / (2 * R11)};$

$XCGmax = XCG;$

$ZCGmax = RCGmax + i * XCGmax;$

if $\text{abs}(ZCGmax - Zcn) > rn$ % Conserving Solution %

% Zcgmax in Region %

```

% GTMAX value; absolute stability and Zcgmax in Region (tangent case --> GTmax)
%

if (Freq == Fmin) % Noise match, rn=0, Zout=Zcn, Zout=conj(Zopt),

    GTMC=(Q-sqrt(Q^2-abs(Z)^2)*C)/(abs(Z12)^2);

else

    D=(R11*abs(Z22)^2-R*R22-X*X22)/R11+((N2*(R11*abs(Z22)^2-
(R*R22+X*X22)))+(abs(K)^2))/(1+(N2*R11));

    E=(D*R11-Rcn*(2*R11*R22-R)-2*Xcn*XCG*R11)/rn;

    F=Rcn/rn;

    GTpayn=C*(Q+E*F-sqrt(((Q+E*F)^2-(1-F^2)*(abs(Z)^2-E^2))));

    GTpayda=(abs(Z12)^2*(1-F^2));

    GTMC=GTPayn/GTPayda;

end

P=(abs(Z12)^2/C)*GTMC;

RCGmax = (Q - P)/(2*R11);

XCGmax = XCG;

ZCGmax = RCGmax + i*XCGmax;

rgmax = (sqrt(P^2-2*Q*P+abs(Z)^2))/(2*R11);

% GTmax Circle %

```

```

ZCGTM= ZCGmax+rgmax*exp(i*teta);

RCGTM=real(ZCGTM);

XCGTM=imag(ZCGTM);

    % Load and Source impedance calculation; Zcgmax in Region-1 %

% Zout value %

    if (Freq == Fmin) % VSWR and Noise match, rn=rv=rn=tr2=0, Zs=Zopt=Zcn,Rmod=0
Zout=conj(Zopt), Zcv=conj(Zout)

        Zout=Zcn;

    else

        Zout=((rgmax/(rn+rgmax))*Zcn)+((rn/(rn+rgmax))*ZCGmax));

    end

    % ZS value %

ZS=((Z12*Z21)/(Z22-Zout)-Z11);


% ZL values %

RcL=(1+Rmod^2)*real(Zout)/C;

XcL=-imag(Zout);

ZcL=RcL+i*XcL;

rL=2*Rmod*real(Zout)/C;


    % ZL Circle %

ZL= ZcL+rL*exp(i*teta);

RCZL=real(ZL);

XCZL=imag(ZL);

```

```

if (Rmod==0)

    ZL=conj(Zout);

    ZLL=50*ZL;

else

    ZL;

    ZLL=50*ZL;

end

Zi=Z11-(Z12*Z21)/(Z22+ZL);

ZIN=50*Zi;

ModRin=abs((ZS-conj(Zi))/(ZS+Zi));

Vi=(1+ModRin^2)/(1-ModRin^2);


% MAG value; absolute stability and Zcgmax in Region-1 (Rmod=0--> C=1) %

MAGndB=(Q-sqrt(Q^2-abs(Z)^2))/(abs(Z12)^2);

MAG=10*log10(MAGndB); % MAG in dB %

% GTMAX value; absolute stability and Zcgmax in Region-1 %

GTMAX=10*log10(GTMC);

GTMIN=0; % in dB %

% if GTMAX > MAG % MAG is the available maximum gain %

% GTMAX=MAG;

% end;

freq(counts,1)=f;

vi(counts,1)=Vi;

```

```
modrin(counts,1)=ModRin;
```

```
mag(counts,1)=MAG;
```

```
msg(counts,1)=MSG;
```

```
gtmax(counts,1)=GTMAX;
```

```
zll(counts,1)=ZL*50;
```

```
zss(counts,1)=ZS*50;
```

```
zin(counts,1)=Zi*50;
```

```
z11(counts,1)=Z11;
```

```
z12(counts,1)=Z12;
```

```
z21(counts,1)=Z21;
```

```
z22(counts,1)=Z22;
```

```
% Define values to plot f-GTmax %
```

```
x_f(counts)=f;
```

```
y_gtmax(counts)=GTMAX;
```

```
y_gtreq(counts)=GTDBreq;
```

```
z_gtmin(counts)=GTMIN;
```

```
% Calucate empedances on NOISE and NOISE intersection points and other points in  
Region-3
```

```
if (InstersectionExist ~= 0) && (Freq ~= Fmin) % go to claculation in Region-3
```

```
[ZLreq,ZSreq]=empcal(ZireqT11,ZireqT12,ZireqT21,ZireqT22,Z11,Z12,Z21,Z22,Rmod,C,Z  
opt,teta,Rcn,Xcn,rn,RCGreq,XCGreq,rgreq,Rcn,Xcn,rn,Rcn,Xcn,rn,Ril,Xil,Ril,Xil,step_for
```

```
_sample_on_circle,switch_for_plot);
```

```
elseif (IntersectionExist ~= 0) && (Freq == Fmin) % NOISE,NOISE,Vi.F are a point
```

```
% ZLreq value %
```

```
ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);
```

```
% ZSreq value %
```

```
ZSreq=Zopt;
```

```
ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %
```

```
elseif (IntersectionExist ~= 0) && (Freq == Fmin) % NOISE and NOISE identical,  
Zs=Zopt
```

```
% ZLreq value %
```

```
ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);
```

```
ZLreq2=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT12)-Z22);
```

```
% ZSreq value %
```

```
ZSreq=Zopt;
```

```
ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %
```

```
elseif (IntersectionExist ~= 0) % NOISE identical, Zs=conj(Zout)
```

```
% ZLreq value %
```

```
ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);
```

```
ZLreq2=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT12)-Z22);
```

```
% ZSreq value %
```

```
ZSreq1=conj(ZireqT11);
```

```
ZSreq2=conj(ZireqT12);
```

```
ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %
```

```
ZSreq=ZSreq1; % print the first one in the intersection %
```

```
else
```

```
ZSreq= NaN+i*NaN;
```

```
ZLreq= NaN+i*NaN;
```

```
end;
```

```
elseif abs(ZCGmax-Zcn) == rn
```

```
    % Zcgmax in Region-2 %
```

```
    % GTMAX value; Zcgmax in Region-2 %
```

```
    GTMC=(Q-sqrt(Q^2-abs(Z)^2)*C)/(abs(Z12)^2);
```

```
    % GTmax Circle (a point )%
```

```
    rgmax=0;
```

```
    ZCGTM= ZCGmax+rgmax*exp(i*teta);
```

```

RCGTM=real(ZCGTM);

XCGTM=imag(ZCGTM);

% Load and Source impedance calculation; Zcgmax in Region-2 %

% Zout value %

if (Freq == Fmin) % VSWR and Noise match, rn=rv=rn=tr2=0, Zs=Zopt=Zcn,Rmod=0
Zout=conj(Zopt), Zcv=conj(Zout)

    Zout=Zcn;

else

Zout=((rgmax/(rn+rgmax))*Zcn)+((rn/(rn+rgmax))*ZCGmax));

end

% ZS value %

ZS=((Z12*Z21)/(Z22-Zout)-Z11);

% % ZL values %

RcL=(1+Rmod^2)*real(Zout)/C;

XcL=-imag(Zout);

ZcL=RcL+i*XcL;

rL=2*Rmod*real(Zout)/C;

% ZL Circle %

ZL= ZcL+rL*exp(i*teta);

RCZL=real(ZL);

XCZL=imag(ZL);

```

```
if (Rmod==0)
```

```
    ZL=conj(Zout);
```

```
    ZLL=50*ZL;
```

```
else
```

```
    ZLL=50*ZL;
```

```
end
```

```
Zi=Z11-(Z12*Z21)/(Z22+ZL);
```

```
ZIN=50*Zi;
```

```
ModRin=abs((ZS-conj(Zi))/(ZS+Zi));
```

```
Vi=(1+ModRin^2)/(1-ModRin^2);
```

```
% MAG value; absolute stability and Zcgmax in Region-2 (Rmod=0--> C=1) %
```

```
MAGndB=(Q-sqrt(Q^2-abs(Z)^2))/(abs(Z12)^2);
```

```
MAG=10*log10(MAGndB); % MAG in dB %
```

```
% GTMAX value; absolute stability and Zcgmax in Region-2 %
```

```
GTMAX=10*log10(GTMC);
```

```
GTMIN=0; % in dB %
```

```
freq(counts,1)=f;
```

```
vi(counts,1)=Vi;
```

```
modrin(counts,1)=ModRin;
```

```

mag(counts,1)=MAG;

msg(counts,1)=MSG;

gtmax(counts,1)=GTMAX;

zll(counts,1)=ZL*50;

zss(counts,1)=ZS*50;

zin(counts,1)=Zi*50;

z11(counts,1)=Z11;

z12(counts,1)=Z12;

z21(counts,1)=Z21;

z22(counts,1)=Z22;


% Define values to plot f-GTmax %

x_f(counts)=f;

y_gtmax(counts)=GTMAX;

y_gtreq(counts)=GTDBreq;

z_gtmin(counts)=GTMIN;


elseif (abs(ZCGmax-Zcn) < rn) && (rn < abs(ZCGmax-Zcn))


% Zcgmax in Region-3; GTmax=GTMAX %

% GTMAX value; absolute stability and Zcgmax in Region-3 %

GTMC=(Q-sqrt(Q^2-abs(Z)^2)*C)/(abs(Z12)^2);


% GTmax Circle (a point )%

```

```

rgmax=0;

ZCGTM= ZCGmax+rgmax*exp(i*teta);

RCGTM=real(ZCGTM);

XCGTM=imag(ZCGTM);

elseif abs(ZCGmax-Zcn) == rn

% Zcgmax in Region-4; GTmax-->NOISE %

% GTMAX value; absolute stability and Zcgmax in Region-4 %

GTMC=(Q-sqrt(Q^2-abs(Z)^2)*C)/(abs(Z12)^2);

% GTmax Circle (a point )%

rgmax=0;

ZCGTM= ZCGmax+rgmax*exp(i*teta);

RCGTM=real(ZCGTM);

XCGTM=imag(ZCGTM);

% Load and Source impedance calculation; Zcgmax in Region-4 %

% % Zout value %

% if (Freq == Fmin) % VSWR and Noise match, rn=rv=rn=tr2=0,
Zs=Zopt=Zcn,Rmod=0 Zout=conj(Zopt), Zcv=conj(Zout)

% Zout=conj(Zopt);

% else

% Zout=ZCGmax;

```

```

% end

%

% ZS value %

ZS=((Z12*Z21)/(Z22-Zout)-Z11);

% MAG value; absolute stability and Zcgmax in Region-4 (Rmod=0--> C=1) %

MAGndB=(Q-sqrt(Q^2-abs(Z)^2))/(abs(Z12)^2);

MAG=10*log10(MAGndB); % MAG in dB %

% GTMAX value; absolute stability and Zcgmax in Region-4 %

GTMAX=10*log10(GTMC);

GTMIN=0; % in dB %

% if GTMAX > MAG % MAG is the available maximum gain %

% GTMAX=MAG;

% end;

% Define values to plot f-GTmax %

x_f(counts)=f;

y_gtmax(counts)=GTMAX;

y_gtreq(counts)=GTDBreq;

z_gtmin(counts)=GTMIN;

% fid_w will be open in empcal.m

```

```
fclose(fid_w);
```

```
% Caluculate empedances on NOISE and NOISE intersection points and other points in  
Region-3
```

```
if (InstersectionExist ~= 0) && (Freq ~= Fmin) % go to claculation in Region-3
```

```
[ZLreq,ZSreq]=empcal(ZireqT11,ZireqT12,ZireqT21,ZireqT22,Z11,Z12,Z21,Z22,Rmod,C,Z  
opt,teta,Rcn,Xcn,rn,RCGreq,XCGreq,rgreq,Rcn,Xcn,rn,Rcn,Xcn,rn,Ri1,Xi1,Ri1,Xi1,step_for  
_sample_on_circle,switch_for_plot);
```

```
elseif (InstersectionExist ~= 0) && (Freq == Fmin) % NOISE,NOISE,Vi.F are a point
```

```
% ZLreq value %
```

```
ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);
```

```
% ZSreq value %
```

```
ZSreq=Zopt;
```

```
ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %
```

```
elseif (InstersectionExist ~= 0) && (Freq == Fmin) % NOISE and NOISE identical,  
Zs=Zopt
```

```
% ZLreq value %
```

```
ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);
```

```
ZLreq2=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT12)-Z22);
```

```

% ZSreq value %

ZSreq=Zopt;

ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %

elseif (IntersectionExist ~= 0) % NOISE and NOISE identical, Zs=conj(Zout)

% ZLreq value %

ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);

ZLreq2=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT12)-Z22);

% ZSreq value %

ZSreq1=conj(ZireqT11);

ZSreq2=conj(ZireqT12);

ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %

ZSreq=ZSreq1; % print the first one in the intersection %

else

ZSreq= NaN+i*NaN;

ZLreq= NaN+i*NaN;

end;

elseif abs(ZCGmax-Zcn) < rn

% Zcgmax in Region-5 %

```

```

% GTMAX value; absolute stability and Zcgmax in Region-5 (tangent case --> GTmax)
%

if (Voreq == 1) && (Freq == Fmin) % VSWR and Noise match, rn=rv=rn=tr2=0,
Zs=Zopt=Zcn,Rmod=0 Zout=conj(Zopt), Zcv=conj(Zout)

    GTMC=(Q-sqrt(Q^2-abs(Z)^2)*C)/(abs(Z12)^2);

else

    D=(R11*abs(Z22)^2-R*R22-X*X22)/R11+((N2*(R11*abs(Z22)^2-
(R*R22+X*X22)))+(abs(K)^2))/(1+(N2*R11));

    E=(D*R11-Rcn*(2*R11*R22-R)-2*Xcn*XCG*R11)/(-rn);

    F=Rcn/(-rn);

    GTpayn=C*(Q+E*F-sqrt((((Q+E*F)^2-(1-F^2)*(abs(Z)^2-E^2)))));

    GTpayda=(abs(Z12)^2*(1-F^2));

    GTMCn=GTpayn/GTpayda;

    GTpayp=C*(Q+E*F+sqrt((((Q+E*F)^2-(1-F^2)*(abs(Z)^2-E^2)))));

    GTpayda=(abs(Z12)^2*(1-F^2));

    GTMCp=GTpayp/GTpayda;

    if GTMCn > GTMCp

        GTMC=GTMCn;

        GTmC=GTMCp;

    else

        GTMC=GTMCp;

```

```

GTmC=GTMCn;

end;

% Checking negative sign for GTmC %

if GTmC < 0

    GT_Negative=1;

    GTmC=abs(GTmC);

end

end

P=abs(Z12)^2/C*GTMC;

RCGmax = (Q - P)/(2*R11);

XCGmax = XCG;

ZCGmax = RCGmax + i*XCGmax;

rgmax = (sqrt(P^2-2*Q*P+abs(Z)^2))/(2*R11);

% GTmax Circle %

ZCGTM= ZCGmax+rgmax*exp(i*teta);

RCGTM=real(ZCGTM);

XCGTM=imag(ZCGTM);

% Load and Source impedance calculation; Zcgmax in Region-5 %

% Zout value %

```

```

if (Freq == Fmin) % VSWR and Noise match, rn=rv=rn=tr2=0, Zs=Zopt=Zcn,Rmod=0
Zout=conj(Zopt), Zcv=conj(Zout)

```

```

    Zout=Zcn;

```

```

else

```

```

Zout=((((rgmax/(rgmax-rn))*Zcn)-((rn/(rgmax-rn))*ZCGmax));

```

```

end

```

```

    % ZS value %

```

```

ZS=((Z12*Z21)/(Z22-Zout)-Z11);

```

```

    % ZL values %

```

```

RcL=(1+Rmod^2)*real(Zout)/C;

```

```

XcL=-imag(Zout);

```

```

ZcL=RcL+i*XcL;

```

```

rL=2*Rmod*real(Zout)/C;

```

```

    % ZL Circle %

```

```

ZL= ZcL+rL*exp(i*teta);

```

```

RCZL=real(ZL);

```

```

XCZL=imag(ZL);

```

```

if (Rmod==0)

```

```

    ZL=conj(Zout);

```

```

else

```

```

    ZLL=50*ZL;

```

```

end

```

```
Zi=Z11-(Z12*Z21)/(Z22+ZL);
```

```
ZIN=50*Zi;
```

```
ModRin=abs((ZS-conj(Zi))/(ZS+Zi));
```

```
Vi=(1+ModRin^2)/(1-ModRin^2);
```

```
% MAG value; absolute stability and Zcgmax in Region-5 (Rmod=0--> C=1) %
```

```
MAGndB=(Q-sqrt(Q^2-abs(Z)^2))/(abs(Z12)^2);
```

```
MAG=10*log10(MAGndB); % MAG in dB %
```

```
% GTMAX value; absolute stability and Zcgmax in Region-5 %
```

```
GTMAX=10*log10(GTMC);
```

```
if GT_Negative == 1 % Negative GT %
```

```
    GTMIN=-10*log10(GTmC);
```

```
else
```

```
    GTMIN=10*log10(GTmC);
```

```
end
```

```
% if GTMAX > MAG % MAG is the available maximum gain %
```

```
% GTMAX=MAG;
```

```
% end;
```

```
freq(counts,1)=f;
```

```
vi(counts,1)=Vi;
```

```
modrin(counts,1)=ModRin;
```

```

mag(counts,1)=MAG;

msg(counts,1)=MSG;

gtmax(counts,1)=GTMAX;

```

```

zll(counts,1)=ZL*50;

zss(counts,1)=ZS*50;

zin(counts,1)=Zi*50;

z11(counts,1)=Z11;

z12(counts,1)=Z12;

z21(counts,1)=Z21;

z22(counts,1)=Z22;

```

```

% Define values to plot f-GTmax %

```

```

x_f(counts)=f;

y_gtmax(counts)=GTMAX;

y_gtreq(counts)=GTDBreq;

z_gtmin(counts)=GTMIN;

```

```

% Caluculate empedances on NOISE and NOISE intersection points and other points in
Region-3

```

```

if (InstersectionExist ~= 0) && (Freq ~= Fmin) % go to claculation in Region-3

```

```

[ZLreq,ZSreq]=empcal(ZireqT11,ZireqT12,ZireqT21,ZireqT22,Z11,Z12,Z21,Z22,Rmod,C,Z
opt,teta,Rcn,Xcn,rn,RCGreq,XCGreq,rgreq,Rcn,Xcn,rn,Rcn,Xcn,rn,Ril,Xil,Ril,Xil,step_for

```

```
_sample_on_circle,switch_for_plot);
```

```
elseif (InstersectionExist ~= 0) && (Freq == Fmin) % NOISE,NOISE,Vi.F are a point
```

```
% ZLreq value %
```

```
ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);
```

```
% ZSreq value %
```

```
ZSreq=Zopt;
```

```
ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %
```

```
elseif (InstersectionExist ~= 0) & (Freq == Fmin) % NOISE and NOISE identical,  
Zs=Zopt
```

```
% ZLreq value %
```

```
ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);
```

```
ZLreq2=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT12)-Z22);
```

```
% ZSreq value %
```

```
ZSreq=Zopt;
```

```
ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %
```

```
elseif (InstersectionExist ~= 0) % NOISE and NOISE identical, Zs=conj(Zout)
```

```
% ZLreq value %
```

```
ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);
```

```
ZLreq2=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT12)-Z22);
```

```
% ZSreq value %
```

```

ZSreq1=conj(ZireqT11);

ZSreq2=conj(ZireqT12);

ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %

ZSreq=ZSreq1; % print the first one in the intersection %

else

    ZSreq= NaN+i*NaN;

    ZLreq= NaN+i*NaN;

end

else

    %fprintf('Not defined\n');

end; % Concerning Solution %

% Drawing Circles % % Ri41 --> GTmin so not drawn %

if switch_for_plot == 1

    figure,plot( Ri1,Xi1,'m-',RCGTM,XCGTM,'b-',Ri5,Xi5,'g-',Ri3,Xi3,'c-
',Ri42,Xi42,'r:',Ri43,Xi43,'r:',Ri44,Xi44,'r:',Ri45,Xi45,'r:')

    %    axis([-1 1 -1 1])

    title('Zout-Plane')

    xlabel('real{Zout}'),ylabel('imag{Zout}'),grid

    %

    gtext('GTreq'),gtext('NOISE'),gtext('NOISE'),gtext('GTmax'),gtext('ISC'),gtext('CSSC'),gtext('
Gain Circles'),gtext('Unconditional Stability')

end

```

```

elseif R11>0 && R22>0 && ita>0 && ita<1 % Stability: elseif %

% Conditionally stable %

% Calculating values for Required GT value in Conditional stability case

S=COEFS*(10^(GTDBreq*0.1));

% GTDBreq converted to dimensionless %

RCS = -(2*R11*R22-R)/(2*R11);

XCS = -(2*X22*R11-X)/(2*R11);

ZCS = RCS + i*XCS;

rs = abs(Z)/(2*R11);

RCGreq = -(RCS + S) ;

XCGreq = -XCS;

rgreq = sqrt(rs^2 + 2*S*RCS + S^2);

ZCGreq = RCGreq + i*XCGreq;

% GTDBreq Circle %

ZCGTreq= ZCGreq+rgreq*exp(i*teta);

RCGTreq=real(ZCGTreq);

XCGTreq=imag(ZCGTreq);

% Find out the intersection of two circles

IntersectionExist=1;

```

```

[RintT1,XintT1]=circlint(RCGreq,XCGreq,rgreq,Rcn,Xcn,rn);

ZireqT11=RintT1(1)+i*XintT1(1);

ZireqT12=RintT1(2)+i*XintT1(2);

%   AlfaT11=atan(XintT1(1)/RintT1(1))*180/pi;

%   AlfaT12=atan(XintT1(2)/RintT1(2))*180/pi;

%   [cor_x,cor_y]=linecirc(AlfaT11,XintT1(1),RCGreq,XCGreq,rgreq)


[RintT2,XintT2]=circlint(RCGreq,XCGreq,rgreq,Rcn,Xcn,rn);

ZireqT21=RintT2(1)+i*XintT2(1); % two intersection points on NOISE %

ZireqT22=RintT2(2)+i*XintT2(2);

%   AlfaT21=atan(XintT2(1)/RintT2(1))*180/pi;

%   AlfaT22=atan(XintT2(2)/RintT2(2))*180/pi;


if ~isnan(ZireqT11) && ~isnan(ZireqT12) && ~isnan(ZireqT21) && ~isnan(ZireqT22)
% GTreq cuts both NOISE and NOISE

    %fprintf('GTreq cuts both NOISE and NOISE\n');

elseif ~isnan(ZireqT11) && ~isnan(ZireqT12)                                % GTreq cuts only
NOISE

    %fprintf('GTreq cuts only NOISE\n');

elseif ~isnan(ZireqT21) && ~isnan(ZireqT22)                                % GTreq cuts only
NOISE

    %fprintf('GTreq cuts only NOISE\n');

else                                                                    % GTreq does not cut NOISE or
NOISE

    %fprintf('GTreq does not cut NOISE or NOISE\n');

```

```

    InstersctionExist=0;

    ZSreq= NaN+i*NaN;

    ZLreq= NaN+i*NaN;

%    break;

end

% Conjugate Source Stability Circle (GTmax Circle)%

RCS = -(2*R11*R22-R)/(2*R11);

XCS = -(2*X22*R11-X)/(2*R11);

ZCS = RCS + i*XCS;

rs = abs(Z)/(2*R11);

ZCLC = conj(ZCS);

Zi3 = ZCLC + rs * exp(i*teta);

Ri3 = real(Zi3);

Xi3 = imag(Zi3);

% Input Stability Circle (ZCINPUT = -RCS - i*XCS; rINPUT=rs) (GTmin Circle) %

ZCINPUT = -RCS - i*XCS;

Zi5 = ZCINPUT + rs * exp(i*teta);

Ri5 = real(Zi5);

Xi5 = imag(Zi5);

```

% GT Circles %

GTMAX = 2*C*Q/(abs(Z12)^2);

for k = 1:6

y(k) = (k-1)*(GTMAX/5);

S(k) = y(k)*COEFS;

RCG(k) = -(RCS + S(k)) ;

XCG = -XCS;

rg(k) = sqrt(rs^2 + 2*S(k)*RCS + S(k)^2);

ZCG(k) = RCG(k) + i*XCG;

end

ZCG1 = ZCG(1);rg1 = rg(1);

ZCG2 = ZCG(2);rg2 = rg(2);

ZCG3 = ZCG(3);rg3 = rg(3);

ZCG4 = ZCG(4);rg4 = rg(4);

ZCG5 = ZCG(5);rg5 = rg(5);

ZCG6 = ZCG(6);rg6 = rg(6);

Zi41 = ZCG1 + rg1 * exp(i*teta);

Ri41 = real(Zi41);Xi41 = imag(Zi41);

Zi42 = ZCG2 + rg2 * exp(i*teta);

Ri42 = real(Zi42);Xi42 = imag(Zi42);

Zi43 = ZCG3 + rg3 * exp(i*teta);

Ri43 = real(Zi43);Xi43 = imag(Zi43);

Zi44 = ZCG4 + rg4 * exp(i*teta);

Ri44 = real(Zi44);Xi44 = imag(Zi44);

Zi45 = ZCG5 + rg5 * exp(i*teta);

Ri45 = real(Zi45);Xi45 = imag(Zi45);

Zi46 = ZCG6 + rg6 * exp(i*teta);

Ri46 = real(Zi46);Xi46 = imag(Zi46);

% Conserving Solution %

ZCGmin=ZCINPUT; % rs=rINPUT=rgmin=rgmax and ZCGmin=ZCINPUT=-RCS-iXCS and ZCGmax=ZCLC=RCS-iXCS %

ZCGmax=ZCLC;

ZCGTM=0; % to draw GTmax for tangential case b) %

if abs(ZCGmin-Zcn) > (rs+rn) % Conserving Solution %

% ?? eşitlik %

% Case a) GT=0 is completely in Region-1; No solution %

ZS= NaN+i*NaN;

ZS= NaN+i*NaN;

% Caluculate empedances on NOISE and NOISE intersection points and other points in Region-3

if (InstersectionExist ~= 0) &&(Freq ~= Fmin) % go to claculation in Region-3

```
[ZLreq,ZSreq]=empcal(ZireqT11,ZireqT12,ZireqT21,ZireqT22,Z11,Z12,Z21,Z22,Rmod,C,Z
opt,teta,Rcn,Xcn,rn,RCGreq,XCGreq,rgreq,Rcn,Xcn,rn,Rcn,Xcn,rn,Ril,Xil,Ril,Xil,step_for
_sample_on_circle,switch_for_plot);
```

```
elseif (InstersectionExist ~= 0) && (Freq == Fmin) % NOISE,NOISE,Vi.F are a point
```

```
% ZLreq value %
```

```
ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);
```

```
% ZSreq value %
```

```
ZSreq=Zopt;
```

```
ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %
```

```
elseif (InstersectionExist ~= 0) && (Freq == Fmin) % NOISE and NOISE identical,
Zs=Zopt
```

```
% ZLreq value %
```

```
ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);
```

```
ZLreq2=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT12)-Z22);
```

```
% ZSreq value %
```

```
ZSreq=Zopt;
```

```
ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %
```

```
elseif (InstersectionExist ~= 0) % NOISE and NOISE identical, Zs=conj(Zout)
```

```
% ZLreq value %
```

```

ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);
ZLreq2=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT12)-Z22);

% ZSreq value %
ZSreq1=conj(ZireqT11);
ZSreq2=conj(ZireqT12);

ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %
ZSreq=ZSreq1; % print the first one in the intersection %

else

    ZSreq= NaN+i*NaN;
    ZLreq= NaN+i*NaN;

end;

elseif (abs(ZCGmax-Zcn) > (rs+rn)) && ((rs+rn) > abs(ZCGmin-Zcn))

    % Case b) GTmax is external tangential to NOISE %
    % GTMAX value; Case b) GTmax is external tangential to NOISE %

    if (Freq == Fmin) % VSWR and Noise match, rn=rv=rn=tr2=0, Zs=Zopt=Zcn,Rmod=0
        Zout=conj(Zopt), Zcv=conj(Zout)

        GTMC=2*C*Q/(abs(Z12)^2);

    else

        D=(R11*abs(Z22)^2-R*R22-X*X22)/R11+((N2*(R11*abs(Z22)^2-
        (R*R22+X*X22)))+(abs(K)^2))/(1+(N2*R11));

```

$$E=(D*R11-Rcn*(2*R11*R22-R)-2*Xcn*XCG*R11)/rn;$$

$$F=Rcn/rn;$$

$$GTpayn=C*(Q+E*F-sqrt((((Q+E*F)^2-(1-F^2)*(abs(Z)^2-E^2)))));$$

$$GTpayda=(abs(Z12)^2*(1-F^2));$$

$$GTMC=GTpayn/GTpayda;$$

end

$$S=COEFS*GTMC;$$

$$RCGmax=-(RCS+S);$$

$$XCGmax=-XCS;$$

$$ZCGmax = RCGmax + i*XCGmax;$$

$$rgmax = \sqrt{S^2 + 2*S*RCS + rs^2};$$

% GTmax Circle %

$$ZCGTM= ZCGmax+rgmax*\exp(i*teta);$$

$$RCGTM=\text{real}(ZCGTM);$$

$$XCGTM=\text{imag}(ZCGTM);$$

% Load and Source impedance calculation; Case b) GTmax is external tangential to
NOISE %

% Zout value %

if (Freq == Fmin) % VSWR and Noise match, rn=rv=rn=tr2=0, Zs=Zopt=Zcn,Rmod=0
Zout=conj(Zopt), Zcv=conj(Zout)

$$Zout=Zcn;$$

```
else
```

```
    Zout=((rgmax/(rn+rgmax))*Zcn)+((rn/(rn+rgmax))*ZCGmax));
```

```
end
```

```
% ZS value %
```

```
ZS=((Z12*Z21)/(Z22-Zout)-Z11);
```

```
% % ZL values %
```

```
RcL=(1+Rmod^2)*real(Zout)/C;
```

```
XcL=-imag(Zout);
```

```
ZcL=RcL+i*XcL;
```

```
rL=2*Rmod*real(Zout)/C;
```

```
% ZL Circle %
```

```
ZL= ZcL+rL*exp(i*teta);
```

```
RCZL=real(ZL);
```

```
XCZL=imag(ZL);
```

```
if (Rmod==0)
```

```
    ZL=conj(Zout);
```

```
else
```

```
    ZL;
```

```
end
```

```
Zi=Z11-(Z12*Z21)/(Z22+ZL);
```

```
ModRin=abs((ZS-conj(Zi))/(ZS+Zi));
```

```
Vi=(1+ModRin^2)/(1-ModRin^2);
```

```
% MSG value; Case b) GTmax is external tangential to NOISE %
```

```
MSGndB=2*(abs(Z21))/(abs(Z12))*ita;
```

```
MSG=10*log10(MSGndB); % MSG in dB %
```

```
% GTMAX value; Case b) GTmax is external tangential to NOISE %
```

```
GTMAX=10*log10(GTMC);
```

```
GTMIN=0; % in dB %
```

```
% if GTMAX > MSG % MSG is maximum stable gain %
```

```
% GTMAX=MSG;
```

```
% end;
```

```
freq(counts,1)=f;
```

```
vi(counts,1)=Vi;
```

```
modrin(counts,1)=ModRin;
```

```
mag(counts,1)=MAG;
```

```
msg(counts,1)=MSG;
```

```
gtmax(counts,1)=GTMAX;
```

```
zll(counts,1)=ZL*50;
```

```
zss(counts,1)=ZS*50;
```

```
zin(counts,1)=Zi*50;
```

```
z11(counts,1)=Z11;
```

```
z12(counts,1)=Z12;
```

```
z21(counts,1)=Z21;
```

```
z22(counts,1)=Z22;
```

```
% Define values to plot f-GTmax %
```

```
x_f(counts)=f;
```

```
y_gtmax(counts)=GTMAX;
```

```
y_gtreq(counts)=GTDBreq;
```

```
z_gtmin(counts)=GTMIN;
```

```
% Caluculate empedances on NOISE and NOISE intersection points and other points in  
Region-3
```

```
if (InstersectionExist ~= 0) && (Freq ~= Fmin) % go to claculation in Region-3
```

```
[ZLreq,ZSreq]=empcal(ZireqT11,ZireqT12,ZireqT21,ZireqT22,Z11,Z12,Z21,Z22,Rmod,C,Z  
opt,teta,Rcn,Xcn,m,RCGreq,XCGreq,rgreq,Rcn,Xcn,m,Rcn,Xcn,m,Ri1,Xi1,Ri1,Xi1,step_for  
_sample_on_circle,switch_for_plot);
```

```
elseif (InstersectionExist ~= 0) && (Freq == Fmin) % NOISE,NOISE,Vi.F are a point
```

```
% ZLreq value %
```

```
ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);
```

```
% ZSreq value %
```

```
ZSreq=Zopt;
```

```

ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %

elseif (IntersectionExist ~= 0) && (Freq == Fmin) % NOISE and NOISE identical,
Zs=Zopt

% ZLreq value %
ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);
ZLreq2=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT12)-Z22);
% ZSreq value %
ZSreq=Zopt;
ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %

elseif (IntersectionExist ~= 0) % NOISE and NOISE identical, Zs=conj(Zout)

% ZLreq value %
ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);
ZLreq2=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT12)-Z22);
% ZSreq value %
ZSreq1=conj(ZireqT11);
ZSreq2=conj(ZireqT12);
ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %
ZSreq=ZSreq1; % print the first one in the intersection %

else

```

```

ZSreq= NaN+i*NaN;

ZLreq= NaN+i*NaN;

end;

elseif (abs(Zcn-ZCGmax) > (rs+rn)) && (abs(rs-rn) > abs(Zcn-ZCGmin))

% Case b) GTmax is internal tangential to NOISE %

% GTMAX value; Case b) GTmax is internal tangential to NOISE %

if (Freq == Fmin) % VSWR and Noise match, rn=rv=rn=tr2=0,Zs=Zopt=Zcn,Rmod=0
Zout=conj(Zopt), Zcv=conj(Zout)

GTMC=2*C*Q/(abs(Z12)^2);

else

D=(R11*abs(Z22)^2-R*R22-X*X22)/R11+((N2*(R11*abs(Z22)^2-
(R*R22+X*X22)))+(abs(K)^2))/(1+(N2*R11));

E=(D*R11-Rcn*(2*R11*R22-R)-2*Xcn*XCG*R11)/rn;

F=Rcn/rn;

GTpayn=C*(Q+E*F-sqrt((((Q+E*F)^2-(1-F^2)*(abs(Z)^2-E^2)))));

GTPayda=(abs(Z12)^2*(1-F^2));

GTMCn=GTPayn/GTPayda;

GTPayp=C*(Q+E*F+sqrt((((Q+E*F)^2-(1-F^2)*(abs(Z)^2-E^2)))));

GTPayda=(abs(Z12)^2*(1-F^2));

```

GTMCp=GTpayp/GTpayda;

if GTMCn > GTMCp

GTMC=GTMCn;

GTmC=GTMCp;

else

GTMC=GTMCp;

GTmC=GTMCn;

end;

% Checking negative sign for GTmC %

if GTmC < 0

GT_Negative=1;

GTmC=abs(GTmC);

end

end

S=COEFS*GTMC;

RCGmax=-(RCS+S);

XCGmax=-XCS;

ZCGmax = RCGmax + i*XCGmax;

rgmax = sqrt(S^2+ 2*S*RCS + rs^2);

```

% GTmax Circle %

ZCGTM= ZCGmax+rgmax*exp(i*teta);

RCGTM=real(ZCGTM);

XCGTM=imag(ZCGTM);


% Load and Source impedance calculation; Case b) GTmax is internal tangential to
NOISE %

% Zout value %

if (Freq == Fmin) % VSWR and Noise match, rn=rv=rn=tr2=0, Zs=Zopt=Zcn,Rmod=0
Zout=conj(Zopt), Zcv=conj(Zout)

    Zout=Zcn;

else

Zout=((((rgmax/(rn+rgmax))*Zcn)+((rn/(rn+rgmax))*ZCGmax));

end


% ZS value %

ZS=((Z12*Z21)/(Z22-Zout)-Z11);

% ZL values %

RcL=(1+Rmod^2)*real(Zout)/C;

XcL=-imag(Zout);

ZcL=RcL+i*XcL;

rL=2*Rmod*real(Zout)/C;

% ZL Circle %

ZL= ZcL+rL*exp(i*teta);

```

```

RCZL=real(ZL);

XCZL=imag(ZL);

if (Rmod==0)

    ZL=conj(Zout);

else

    ZL;

end

Zi=Z11-(Z12*Z21)/(Z22+ZL);

ZIN=50*Zi;

ModRin=abs((ZS-conj(Zi))/(ZS+Zi));

Vi=(1+ModRin^2)/(1-ModRin^2);

% % ZS values %

% Rcv=(1+Rmod^2)*real(Zout)/C;

% Xcv=-imag(Zout);

% Zcv=Rcv+i*Xcv;

% rv=2*Rmod*real(Zout)/C;

%

% if (Freq == Fmin) % VSWR and Noise match,
rn=rv=tr2=0,Zs=Zopt=Zcn,Rmod=0 Zout=conj(Zopt), Zcv=conj(Zout)

% Zout=Zcn;

% else

% ZS=((rn/(rn+rv))*Zcv)+((rv/(rv+rn))*Zcn);

```

```

% end

% MSG value; Case b) GTmax is internal tangential to NOISE %
MSGndB=2*(abs(Z21))/(abs(Z12))*ita;
MSG=10*log10(MSGndB); % MSG in dB %
% GTMAX value; Case b) GTmax is internal tangential to NOISE %
GTMAX=10*log10(GTMC);
if GT_Negative == 1 % Negative GT %
    GTMIN=-10*log10(GTmC);
else
    GTMIN=10*log10(GTmC);
end

% if GTMAX > MSG % MSG is maximum stable gain %
% GTMAX=MSG;
% end;

freq(counts,1)=f;
vi(counts,1)=Vi;
modrin(counts,1)=ModRin;
mag(counts,1)=MAG;
msg(counts,1)=MSG;
gtmax(counts,1)=GTMAX;
zll(counts,1)=ZL*50;

```

```

zss(counts,1)=ZS*50;

zin(counts,1)=Zi*50;

z11(counts,1)=Z11;

z12(counts,1)=Z12;

z21(counts,1)=Z21;

z22(counts,1)=Z22;

% Define values to plot f-GTmax %

x_f(counts)=f;

y_gtmax(counts)=GTMAX;

y_gtreq(counts)=GTDBreq;

z_gtmin(counts)=GTMIN;

% Caluculate empedances on NOISE and NOISE intersection points and other points in
Region-3

if (InstersectionExist ~= 0) && (Freq ~= Fmin) % go to claculation in Region-3

[ZLreq,ZSreq]=empcal(ZireqT11,ZireqT12,ZireqT21,ZireqT22,Z11,Z12,Z21,Z22,Rmod,C,Z
opt,teta,Rcn,Xcn,rm,RCGreq,XCGreq,rgreq,Rcn,Xcn,rm,Rcn,Xcn,rm,Ri1,Xi1,Ri1,Xi1,step_for
_sample_on_circle,switch_for_plot);

elseif (InstersectionExist ~= 0) && (Freq == Fmin) % NOISE,NOISE,Vi.F are a point

% ZLreq value %

ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);

% ZSreq value %

```

```

ZSreq=Zopt;

ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %

elseif (InstersectionExist ~= 0) && (Freq == Fmin) % NOISE and NOISE identical,
Zs=Zopt

% ZLreq value %
ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);
ZLreq2=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT12)-Z22);

% ZSreq value %
ZSreq=Zopt;

ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %

elseif (InstersectionExist ~= 0) % NOISE and NOISE identical, Zs=conj(Zout)

% ZLreq value %
ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);
ZLreq2=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT12)-Z22);

% ZSreq value %
ZSreq1=conj(ZireqT11);
ZSreq2=conj(ZireqT12);

ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %

ZSreq=ZSreq1; % print the first one in the intersection %

else

```

```

ZSreq= NaN+i*NaN;

ZLreq= NaN+i*NaN;

end;

elseif (abs(ZCGmax-Zcn) > (rs+rn)) & ((rs+rn) > abs(ZCGmax-Zcn))

% Case c) NOISE cuts CSSC %

% GTMAX value; Case c) NOISE cuts CSSC %

GTMC = 2*C*Q/(abs(Z12)^2);

% MSG value; Case c) NOISE cuts CSSC (Rmod=0--> C=1) %

MSGndB=2*(abs(Z21))/(abs(Z12))*ita;

MSG=10*log10(MSGndB); % MSG in dB %

% GTMAX value; Case c) NOISE cuts CSSC %

GTMAX=10*log10(GTMC);

GTMIN=0; % in dB %

% if GTMAX > MSG % MSG is maximum stable gain %

% GTMAX=MSG;

% end;

% Define values to plot f-GTmax %

x_f(counts)=f;

y_gtmax(counts)=GTMAX;

y_gtreq(counts)=GTDBreq;

z_gtmin(counts)=GTMIN;

```

```

% fid_w will be open in empcal.m

fclose(fid_w);

% Calucate empedances on NOISE and NOISE intersection points and other points in
Region-3

if (InstersectionExist ~= 0)&& (Freq ~= Fmin) % go to claculation in Region-3

[ZLreq,ZSreq]=empcal(ZireqT11,ZireqT12,ZireqT21,ZireqT22,Z11,Z12,Z21,Z22,Rmod,C,Z
opt,teta,Rcn,Xcn,rn,RCGreq,XCGreq,rgreq,Rcn,Xcn,rn,Rcn,Xcn,rn,Ri1,Xi1,Ri1,Xi1,step_for
_sample_on_circle,switch_for_plot);

elseif (InstersectionExist ~= 0) && (Freq == Fmin) % NOISE,NOISE,Vi.F are a point

% ZLreq value %

ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);

% ZSreq value %

ZSreq=Zopt;

ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %

elseif (InstersectionExist ~= 0) && (Freq == Fmin) % NOISE and NOISE identical,
Zs=Zopt

% ZLreq value %

ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);

ZLreq2=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT12)-Z22);

```

```

% ZSreq value %

ZSreq=Zopt;

ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %

elseif (IntersectionExist ~= 0) % NOISE and NOISE identical, Zs=conj(Zout)

% ZLreq value %

ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);

ZLreq2=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT12)-Z22);

% ZSreq value %

ZSreq1=conj(ZireqT11);

ZSreq2=conj(ZireqT12);

ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %

ZSreq=ZSreq1; % print the first one in the intersection %

else

ZSreq= NaN+i*NaN;

ZLreq= NaN+i*NaN;

end;

elseif abs(ZCGmax-Zcn) < (rs+rn)

% Case d) NOISE cuts CSSC %

% GTMAX value; Case d) NOISE cuts CSSC %

GTMC = 2*C*Q/(abs(Z12)^2);

```

```

% MSG value; Case d) NOISE cuts CSSC (Rmod=0--> C=1) %

MSGndB=2*(abs(Z21))/(abs(Z12))*ita;

MSG=10*log10(MSGndB); % MSG in dB %

% GTMAX value; Case d) NOISE cuts CSSC %

GTMAX=10*log10(GTMC);

GTMIN=0; % in dB %

%   if GTMAX > MSG   % MSG is maximum stable gain %

%   GTMAX=MSG;

%   end;

% Define values to plot f-GTmax %

x_f(counts)=f;

y_gtmax(counts)=GTMAX;

y_gtreq(counts)=GTDBreq;

z_gtmin(counts)=GTMIN;


% Caluculate empedances on NOISE and NOISE intersection points and other points in
Region-3

if (InstersectionExist ~= 0) && (Freq ~= Fmin) % go to claculation in Region-3


[ZLreq,ZSreq]=empcal(ZireqT11,ZireqT12,ZireqT21,ZireqT22,Z11,Z12,Z21,Z22,Rmod,C,Z
opt,teta,Rcn,Xcn,rn,RCGreq,XCGreq,rgreq,Rcn,Xcn,rn,Rcn,Xcn,rn,Ri1,Xi1,Ri1,Xi1,step_for
_sample_on_circle,switch_for_plot);


elseif (InstersectionExist ~= 0) && (Freq == Fmin) % NOISE,NOISE,Vi.F are a point

```

```

% ZLreq value %

ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);

% ZSreq value %

ZSreq=Zopt;

ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %

elseif (InstersectionExist ~= 0) && (Freq == Fmin) % NOISE and NOISE identical,
Zs=Zopt

% ZLreq value %

ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);

ZLreq2=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT12)-Z22);

% ZSreq value %

ZSreq=Zopt;

ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %

elseif (InstersectionExist ~= 0) % NOISE and NOISE identical, Zs=conj(Zout)

% ZLreq value %

ZLreq1=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT11)-Z22);

ZLreq2=((Z12*Z21)/(Z11-ZireqT12)-Z22);

% ZSreq value %

ZSreq1=conj(ZireqT11);

ZSreq2=conj(ZireqT12);

ZLreq=ZLreq1; % print the first one in the intersection %

ZSreq=ZSreq1; % print the first one in the intersection %

```

```

else

    ZSreq= NaN+i*NaN;

    ZLreq= NaN+i*NaN;

end;

else

    %fprintf('Not defined\n');

end; % Conserving Solution %

if ZCGTM == 0

%

%      % Drawing Circles %      % Ri41 --> GTmin, so not drawn %

%

    if switch_for_plot == 1

%

        figure,plot(Ri1,Xi1,'m-',Ri1,Xi1,'m-.',Ri5,Xi5,'g-',Ri3,Xi3,'c-
',Ri42,Xi42,'r:',Ri43,Xi43,'r:',Ri44,Xi44,'r:',Ri45,Xi45,'r:')

        %axis([-1 2 -2 1])

        title('Zout-Plane')

        xlabel('real{Zout}'),ylabel('imag{Zout}'),grid

        %

```

```
gtext('GTreq'),gtext('NOISE'),gtext('NOISE'),gtext('ISC=GTmin'),gtext('CSSC=GTmax'),gtext('Gain Circles'),gtext('Conditional Stability')
```

```
end
```

```
%
```

```
else % to draw GTmax for tangential case b) %
```

```
% Drawing Circles % % Ri41 --> GTmin, so not drawn %
```

```
if switch_for_plot == 1
```

```
figure,plot(Ri1,Xi1,'m-',RCGTM,XCGTM,'b-',Ri5,Xi5,'g-',Ri3,Xi3,'c-',Ri42,Xi42,'r',Ri43,Xi43,'r',Ri44,Xi44,'r',Ri45,Xi45,'r:')
```

```
%axis([-1 1.5 -1.5 1])
```

```
title('Zout-Plane')
```

```
xlabel('real{Zout}'),ylabel('imag{Zout}'),grid
```

```
%
```

```
gtext('GTreq'),gtext('NOISE'),gtext('NOISE'),gtext('GTmax'),gtext('ISC=GTmin'),gtext('CSSC'),gtext('Gain Circles'),gtext('Conditional Stability')
```

```
end
```

```
end;
```

```
else % Stability: else %
```

```
%fprintf('Not Conditional or unconditional stable\n');
```

```
%fprintf('R11,R22,ita = %f,%f,%f\n ',R11,R22,ita);
```

```
end; % Stability: end %
```

```
end; % loop under main loop %
```

```
% data %
```

```
baslik =
```

```
{'f(GHz)','Vi','ModRin','MAG(dB)','MSG(dB)','GTMAX(dB)','Real(ZL)','Imag(ZL)','Real(ZS)'  
, 'Imag(ZS)','Real(Zin)','Imag(Zin)','Real(Z11)','Imag(Z11)','Real(Z12)','Imag(Z12)','Real(Z21)'  
, 'Imag(Z21)','Real(Z22)','Imag(Z22)'};
```

```
stat1 = xlswrite('data.xls',baslik, 'Sayfa1', 'A1');
```

```
VERI =
```

```
[freq,vi,modrin,mag,msg,gtnmax,real(zll),imag(zll),real(zss),imag(zss),real(zin),imag(zin),real(  
z11),imag(z11),real(z12),imag(z12),real(z21),imag(z21),real(z22),imag(z22)];
```

```
stat2 = xlswrite('data.xls',VERI, 'Sayfa1', 'A2');
```

```
end; % main loop %
```

```
% End of drawing Circles */
```

Ek4: İki-Katlı Mikrodalga Transistörün tüm devre analizi MATLAB®Programı(m-file)

```
function F=salih_tumdevre(l)
```

```
%*****%
```

```
%.....SALIH DEMIREL.....
```

```
%.....SALIH DEMIREL 2009 PhD.....
```

```
Const = DLMREAD('Dosya_Const_NE3511S02.csv',';',0,0,'A1..J1');
```

```
In = DLMREAD('Dosya_Input_NE3511S02.csv',';',0,0,'A1..N11');
```

```
% Kaynak ve Yük Empedansları
```

```
Zs_const=50;
```

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

```
Zl_const=50;
```

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

```
%hat parçalarının uzunlukları ve karakteristik empedansları
```

```
z1=l(10);
```

```
z2=l(11);
```

```
z3=l(12);
```

z4=l(13);

z5=l(14);

z6=l(15);

z7=l(16);

z8=l(17);

z9=l(18);

l1=l(1);

l2=l(2);

l3=l(3);

l4=l(4);

l5=l(5);

l6=l(6);

l7=l(7);

l8=l(8);

l9=l(9);

% İlk Değerlerin Tanımlanması

n=11;

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);

E7=zeros(2,2);

E8=zeros(2,2);

E9=zeros(2,2);

MRin=zeros(n,1);

EN=zeros(n,1);

GT=zeros(n,1);

LT=zeros(n,1);

Noisetr1=zeros(n,1);

Noisetr2=zeros(n,1);

Noisetum=zeros(n,1);

Zs=ones(n,10);

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

% 1 cm. cinsinden ve frekans GHz cinsinden olduğu için 0.01 ve 1*10^9 ile çarpılıyor.

```
Theta=(2*pi/(Const(3)))*kron(1*1e-2,In(:,2)*1e9);
```

```
% Kazancın Hesaplanması
```

```
for n=1:11
```

```
    E1 = [1,0;-i./(z1.*tan(Theta(n,1))),1];
```

```
    E2 = [cos(Theta(n,2)),i.*z2.*sin(Theta(n,2));i.*sin(Theta(n,2))./z2,cos(Theta(n,2))];
```

```
    E3 = [1,0;-i./(z3.*tan(Theta(n,3))),1];
```

```
% E4 = [1,0;-i./(z4.*tan(Theta(n,4))),1];
```

```
% E5 = [cos(Theta(n,5)),i.*z5.*sin(Theta(n,5));i.*sin(Theta(n,5))./z5,cos(Theta(n,5))];
```

```
% E6 = [1,0;-i./(z6.*tan(Theta(n,6))),1];
```

```
    E4 = [cos(Theta(n,4)),i.*z4.*sin(Theta(n,4));i.*sin(Theta(n,4))./z4,cos(Theta(n,4))];
```

```
    E5 = [1,0;-i./(z5.*tan(Theta(n,5))),1];
```

```
    E6 = [cos(Theta(n,6)),i.*z6.*sin(Theta(n,6));i.*sin(Theta(n,6))./z6,cos(Theta(n,6))];
```

```
    E7 = [1,0;-i./(z7.*tan(Theta(n,7))),1];
```

```
    E8 = [cos(Theta(n,8)),i.*z8.*sin(Theta(n,8));i.*sin(Theta(n,8))./z8,cos(Theta(n,8))];
```

```
    E9 = [1,0;-i./(z9.*tan(Theta(n,9))),1];
```

```
%% TÜM devrenin ABCD matrisleri arpımıdır%%
```

```
M=E1*E2*E3*[A(n),B(n);C(n),D(n)]*E4*E5*E6*[A(n),B(n);C(n),D(n)]*E7*E8*E9;
```

```
%% ikinci katın noise hesabı için IMC+TR1+Interstage'nın ABCD arpımıdır
```

$$N=E1*E2*E3*[A(n),B(n);C(n),D(n)]*E4*E5*E6;$$

%% TÜM DEVRENİN KAZANÇ değeri; oran ve dB.

$$Gt(n) = \frac{4*Rs_const*Rl_const}{abs(M(1,1).*Zl_const+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1).*Zl_const+M(2,2))).^2};$$

$$Gtt dB(n) = 10*log10(Gt(n));$$

$$GtdB = Gtt dB.'$$

$$Zin(n)=(M(1,1).*Zl_const+M(1,2))./(M(2,1).*Zl_const+M(2,2));$$

$$Zout(n)=(M(1,2)+M(2,2).*Zs_const)./(M(1,1)+M(2,1).*Zs_const);$$

$$Rout=real(Zout);$$

%% TÜM DEVRENİN giriş ve çıkış yansıma katsayılarıdır.

$$MRin(n) = abs((Zs_const-conj(Zin(n)))/(Zs_const+Zin(n)))$$

$$MRout(n)= abs((Zl_const-conj(Zout(n)))/(Zl_const+Zout(n)));$$

$$MRout = MRout.'$$

%% ikinci katın noise hesabı için IMC+TR1+Interstage'nın çıkış empedansı

$$Zout1=(N(1,2)+N(2,2).*Zs_const)/(N(1,1)+N(2,1).*Zs_const);$$

$$Rout1=real(Zout1);$$

%% ikinci katın noise hesabı için IMC+TR1+Interstage'nın GAIN(Available)

$$Gav(n)=4*Rs_const*Rout1/(abs(N(1,1).*conj(Zout1)+N(1,2)+Zs_const*(N(2,1).*conj(Zout1)+N(2,2))).^2);$$

end

```
ortmr=MRin(2)+2*MRin(3)+2*MRin(4)+3*MRin(5)+3*MRin(6)+3*MRin(7)+3*MRin(8)+3
*MRin(9)+3*MRin(10)+3*MRin(11);
```

```
ortmrin=ortmr/11;
```

```
ortgt=Gt(1)+Gt(2)+Gt(3)+Gt(4)+Gt(5)+Gt(6)+Gt(7)+Gt(8)+Gt(9)+Gt(10)+Gt(11);
```

```
ortgt=ortgt/11;
```

% İlk Katın Kaynak Empedansı

```
Zs(:,1)=Zs_const*ones(n,1);
```

% İkinci Katın Kaynak Empedansı

```
Zs(:,2)=Zs(:,1)./(1+(-i./z1./(tan(Theta(:,1)))).*Zs(:,1));
```

% Üçüncü Katın Kaynak Empedansı

```
Zs(:,3)=(i.*z2.*sin(Theta(:,2))+cos(Theta(:,2)).*Zs(:,2))./(cos(Theta(:,2))+i.*sin(Theta(:,2))).*
Zs(:,2)./z2);
```

% Dördüncü Katın Kaynak Empedansı

```
Zs(:,4)=Zs(:,3)./(1+(-i./z3./(tan(Theta(:,3)))).*Zs(:,3));
```

```
Zs(:,5)=[28.277655+i*21.968756      28.440836+i*13.569079      31.44607+i*2.652153
36.870151-i*8.632833 45.542534-i*18.964496 65.998691-i*26.477105 99.4762-i*22.681453
141.087519+i*12.276633      140.261066+i*82.657084      84.722436+i*102.712596
41.875259+i*89.334243];
```

```
RStr2=real(Zs(:,5));
```

```
%   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;
```

%% GÜRÜLTÜ ANALİZİ %%%

Noisetr1=(4*Rn.*Ropt.*(1./GT-1))./((abs(Zopt)).^2)+Fmin;

Noisetr2= (Rn.*(abs(Zs(:,5)-Zopt).^2))./((abs(Zopt).^2).*RStr2)+Fmin;

Noisetum= Noisetr1 + (Noisetr2-1)./(Gav)

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	19.07.1981	
Doğum yeri	ELAZIĞ	
Lise	1995-1997 1997-1998	Malatya Fen Lisesi Malatya Rahime Batu Koleji
Lisans	1998-2003	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2003-2006	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Haberleşme Programı

Çalıştığı Kurum(lar)

2009-Devam ediyor. YTÜ Elektrik – Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Anabilim Dalı asistanlığı.