

**T.C.
HALIÇ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLER ENSTİTÜSÜ
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME ANABİLİM DALI
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ PROGRAMI**

**MİKRODALGA TRANSİSTÖRLÜ KUVVETLENDİRİCİ
TASARIMI VE UYGULAMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Hazırlayan
İsmail ŞİŞMAN**

**Danışmanı
Yrd. Doç. Dr. Ş. Taha İMECİ**

İstanbul – 2011

ÖNSÖZ

Bu çalışma Haliç Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme anabilim dalı Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği programında yüksek lisans 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 Transistorlü Kuvvetlendirici'lerin tasarım prosedürü ortaya koyulmuş ve bu prosedür ile Mikrodalga Transistorlü Kuvvetlendirici tasarlanmış, bütün devrenin analizi yapılmış ve bunlar Mikrodalga simülasyon programı olan AWR (Microwave Office) kontrol edilmiş ve amaca uygun sonuçlar elde edilmiştir.

Bu tezin hazırlanmasında ve çalışmalarım sırasında değerli yardımlarını esirgemeyen gerek bilgi ve gerekse moral açısından bana destek olan hocalarım Prof. Dr. Ercüment ARVAS ve Yrd. Doç. Dr. Ş. Taha İMECİ'ye teşekkür eder, her şeyin üstündeki aileme sevgilerimi sunarım.

Tezimin bu konu üzerinde çalışacak araştırmacılara faydalı olması dileğiyle.

İstanbul, 2011

İsmail ŞİŞMAN

İÇİNDEKİLER

	Sayfa No.
KISALTMALAR LİSTESİ.....	v
SİMGE LİSTESİ.....	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ	vii
TABLO LİSTESİ.....	xi
ÖZET	xii
ABSTRACT.....	xii
1. GİRİŞ	1
2. ÇALIŞMA PLANI	3
3. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR.....	4
4. RADYO FREKANS KONSEPTİ	6
4.1. Yansıma	6
4.2. S parametreleri	8
4.3. Kalite Faktörü	9
4.4. Empedans Dönüşümü.....	10
5. MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİ TASARIM PROSEDÜRÜ	12
5.1. Hedef Özellikleri	12
5.1.1. Kazanç	13
5.1.2. Gürültü Faktörü	13
5.1.3. Doğrusallık.....	14
5.1.4. Kararlılık	15
5.1.5. Merkez Frekansı ve Bant Genişliği	17
5.1.6. Yansıma Kaybı.....	17
5.2. DC Kutuplama Devresi Tasarımı	18
5.3. Uydurma Devresi Tasarımı	18
5.4. Gürültü Optimizasyonu	19
5.5. Düşük Gürültülü Kuvvetlendirici Topolojisi.....	22
5.6. Γ_S ve Γ_L 'in Belirlenmesi	22

6. İLETİM HATLARI.....	26
6.1. İletim Hatları	26
6.1.1. Bir İletim Hattının Toplu Parametrelili Devre Eşdeğeri.....	26
6.1.2. İletim Hattının Dalga Yayınımı.....	28
6.1.3. Kayıpsız İletim Hatları	30
6.1.4. Karmaşık Yük Empedansı ile Sonlandırılmış Kayıpsız İletim Hattı	30
6.1.5. Uygun Empedans ile Sonlandırma	33
6.1.6. Sonu Kısa Devre İletim Hattı	34
6.1.7. Sonu Açık Devre İletim Hattı.....	35
6.2. Empedans Uydurma	36
6.3. Kayıpsız İletim Hattı, Empedans Uydurma ve Maksimum Güç Aktarımı	37
6.4. Düzlemsel İletim Hatları	38
6.5. Mikroşerit İletim Hattı	42
6.5.1. Mikroşerit Hat Zayıflaması	44
6.5.2. Dielektrik Kayıpları Dolayısı İle Oluşan Zayıflatma	44
6.5.3. İletkenlik Zayıflatması	45
6.5.4. Mikroşerit Hattın Yüksek Frekans Davranışı.....	46
7. MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİ UYGULAMASI.....	48
7.1. Başlangıç Tasarım Özellikleri.....	49
7.2. İncelenen Transistor Tipleri ve Transistorun Seçimi	50
7.3. İMN (Giriş Katı Uydurma Devresi) ve OMN (Çıkış Katı Uydurma Devresi) Tasarımı	66
7.4. Giriş Katı ve Çıkış Katı Uydurulmuş Devrenin Kararlı Hale Getirilmesi	80
7.5. DC Kutuplama Devresi Tasarımı	105
7.6. UHF Mikrodalga Baskı Devresi Tasarımı	130
8. SONUÇ	140
9. KAYNAKLAR	141
10. EKLER.....	144
11. ÖZGEÇMİŞ	156

KISALTMALAR

NF	: Noise Figure (Gürültü Faktörü)
IMN	: Input Matching Network (Giriş Uydurma Devresi)
OMN	: Output Matching Network (Çıkış Uydurma Devresi)
VSWR	: Voltage Standing Wave Ratio (Gerilim Duran Dalga Oranı)
GHz	: Gigahertz
MHz	: Megahertz
UHF	: Ultra High Frequency (Ultra Yüksek Frekans)

SİMGE LİSTESİ

B	: Bant genişliği
NF_{min}	: Referans gürültü faktörü
NF	: Minimum gürültü faktörü
G_T	: Kuvvetlendirici dönüştürücü kazancı
G_{max}	: Maksimum kazanç değeri
ε	: Hata fonksiyonu
P_{avs}	: Maksimum kaynak gücü
P_L	: Yüke aktarılan güç
V_s	: Kaynak gerilimi
VSWR₁	: Giriş Gerilim Duran Dalga Oranı
VSWR₂	: Çıkış Gerilim Duran Dalga Oranı
V_{DS}, I_{DS}	: Transistor kutuplama koşulları
Z_L	: Yük empedansı
Z_S	: Kaynak empedansı
Z_{out}	: Çıkış empedansı
Z_{in}	: Giriş empedansı
Z_{out} IMN	: Giriş uydurma devresinin çıkış empedansı
Z_L IMN	: Transistorun giriş empedansı
Z_{in} OMN	: Çıkış uydurma devresinin giriş empedansı
Z_S OMN	: Transistorun çıkış empedansı
Γ	: Yansıma Katsayısı
Z₀	: 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
We	: Efektif şerit genişliği
ε_{eff}	: Efektif dielektrik sabiti
ε_r	: Taban maddesi boyunca dielektrik sabiti

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No.

Şekil 4.1 : Γ_L empedansının ölçüm yerini gösteren basit devre.....	7
Şekil 4.2 : Gelen dalga (koyu), yansıyan dalga (tire), duran dalga (nokta)	7
Şekil 4.3 : 2-kapılı devre için gelen dalga a_1 ve a_2 , yansıyan dalga b_1 ve b_2	8
Şekil 4.4 : Mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı.....	10
Şekil 4.5 : Kaskad π ve T uydurma devreleri gösterimi.	11
Şekil 5.1 : 1. dereceden çıkış (koyu), 3. dereceden IM sonuç (nokta).....	14
Şekil 5.2 : 1. dereceden çıkış (koyu), 3. Dereceden IM sonuç (nokta), P1dB (A) IIP3 (B) ve SFDR (C)	15
Şekil 5.3 : 2-kapılı devrenin kararlılık parametreleri.....	16
Şekil 5.4 : Γ_L düzlemi için Smith Aşağıda gri bölge kararlıdır. Sol: $ S_{11} < 1$, Sağ: $ S_{11} > 1$	16
Şekil 5.5 : Γ_S düzlemi için Smith Aşağıda gri bölge kararlıdır. Sol: $ S_{22} < 1$, Sağ: $ S_{22} > 1$	17
Şekil 5.6 : Merkez frekansı ve band genişliği gösterimi.....	17
Şekil 5.7 : Uydurma devresi tasarımı için örnek bir devre	18
Şekil 5.8 : Uydurma devresi tasarımı için örnek devrenin Smith Aşağıda gösterimi	21
Şekil 5.9 : Sol: Darbant LNA'nın endüktif kaynak ile dejenerasyonu, sağ: Ortak kaynaklı LNA için paralel geribeslemesi.....	22
Şekil 5.10 : Smith aşağıda gürültü daireleri (koyu) mevcut kazanç daireleri (tire) ve giriş kararlılık daireleri (nokta) gösterimi	25
Şekil 6.1 : İletim hattı boyunca uzunlukla değişen gerilim ve akım tanımlamaları... ..	27
Şekil 6.2 : Δz uzunluğundaki iletim hattının toplu parametrelili devre eşdeğeri.	27
Şekil 6.3 : Kayıpsız iletim hattının Z_L yük empedansı ile sonlandırılması.....	30
Şekil 6.4 : Kayıpsız iletim hattının kısa devre ile sonlandırılması.....	34
Şekil 6.5 : Sonu kısa devre kayıpsız iletim hattının uzunluğuna bağlı (a) akım – gerilim (b) giriş empedans değişimi.....	34
Şekil 6.6 : Sonu açık devre kayıpsız iletim hattı.....	35
Şekil 6.7 : Sonu açık devre kayıpsız iletim hattının uzunluğuna bağlı (a) akım – gerilim (b) giriş empedans değişimi.....	35
Şekil 6.8 : Temel kaynak yük bağlantısı.	37
Şekil 6.9 : (a) Bir mikroşerit hat geometrisi, (b) İmaj teorisine göre mikroşerit hattın paralel şerit hat eşdeğeri.....	38
Şekil 6.10 : (a) Kuplajlı mikroşerit hat, (b) Eş düzlemlili iletim hattı, (c) Eş düzlemlili şerit hat.	39
Şekil 6.11 : Asılı ve ters asılı mikroşerit hat.	39
Şekil 6.12 : (a) Yarık hat, (b) Ekranlanmış yarık hat, (c) Şerit hat.	39
Şekil 7.1 : ATF58143 transistorüne ait kararlılık parametreleri (0.1 – 18 GHz).....	55
Şekil 7.2 : ATF58143 transistorüne ait S parametreleri değişimi (0.1 – 18 GHz).....	55
Şekil 7.3 : ATF58143 transistorünün kazanç değişimi (0.1 – 18 GHz).....	56
Şekil 7.4 : ATF58143 transistorünün gürültü faktörü değişimi (0.1 – 18 GHz).....	56
Şekil 7.5 : ATF58143 transistorünün giriş kararlılık daireleri (0.1 – 18 GHz).....	57
Şekil 7.6 : ATF58143 transistorünün çıkış kararlılık daireleri (0.1 – 18 GHz).	57
Şekil 7.7 : NE3512S02 transistorüne ait kararlılık parametreleri (2 – 18 GHz).....	59

Şekil 7.8 : NE3512S02 transistorune ait S parametreleri değişimi (2 – 18 GHz).....	59
Şekil 7.9 : NE3512S02 transistoru kazanç değişimi (2 – 18 GHz).....	60
Şekil 7.10 : NE3512S02 transistoru gürültü faktörü değişimi (2 – 18 GHz).....	60
Şekil 7.11 : NE3512S02 transistoru giriş kararlılık daireleri (2 – 18 GHz).....	61
Şekil 7.12 : NE3512S02 transistoru çıkış kararlılık daireleri (2 – 18 GHz).....	61
Şekil 7.13 : FHX35LG transistorune ait kararlılık parametreleri (0.1 – 20 GHz).	63
Şekil 7.14 : FHX35LG transistorune ait S parametreleri değişimi (0.1 – 20 GHz)..	63
Şekil 7.15 : FHX35LG transistorunun kazanç değişimi (0.1– 20 GHz).	64
Şekil 7.16 : FHX35LG transistorunun gürültü faktörü değişimi (0.1– 20 GHz).	64
Şekil 7.17 : FHX35LG transistorunun giriş kararlılık daireleri (0.1 – 20 GHz).....	65
Şekil 7.18 : FHX35LG transistorunun çıkış kararlılık daireleri (0.1 – 20 GHz)	65
Şekil 7.19 : Tek katlı kuvvetlendirici devresi blok şeması.	68
Şekil 7.20 : Transistorun giriş uydurum devresi için kazanç dairesi.	70
Şekil 7.21 : IMN (Giriş empedans uydurma) devresi.	70
Şekil 7.22 : IMN (Giriş empedans uydurma) devresi $ S_{11} $ ve $ S_{22} $	71
Şekil 7.23 : Transistorun çıkış uydurum devresi için kazanç dairesi.	72
Şekil 7.24 : OMN (Çıkış empedans uydurma) devresi.	72
Şekil 7.25 : OMN (Çıkış empedans uydurma) devresi $ S_{11} $ ve $ S_{22} $	73
Şekil 7.26 : IMN (Giriş empedans uydurma) ve OMN (Çıkış empedans uydurma) devresi.	73
Şekil 7.27 : Girişi ve çıkışı uydurulmuş devrenin kararlılık parametreleri	75
Şekil 7.28 : Girişi ve çıkışı uydurulmuş devrenin dönüştürücü kazancı.....	75
Şekil 7.29 : Girişi ve çıkışı uydurulmuş devrenin gürültü faktörü.....	76
Şekil 7.30 : Girişi ve çıkışı uydurulmuş devrenin $ S_{11} $ ve $ S_{22} $ değeri.	76
Şekil 7.31 : Girişi ve çıkışı uydurulmuş devrenin $ S_{11} $ ve $ S_{22} $ 'nin dB değeri.	77
Şekil 7.32 : Girişi ve çıkışı uydurulmuş devrenin giriş VSWR değeri.	77
Şekil 7.33 : Girişi ve çıkışı uydurulmuş devrenin çıkış VSWR değeri.....	78
Şekil 7.34 : Girişi ve çıkışı uydurulmuş devrenin giriş kararlılık daireleri.....	78
Şekil 7.35 : Girişi ve çıkışı uydurulmuş devrenin çıkış kararlılık daireleri.	79
Şekil 7.36 : Mosfet'in kaynak (source) ucuna mikroşerit hat eklendiğinde.	80
Şekil 7.37 : Kararlılık Analizi.	81
Şekil 7.38 : Kazanç değişimi.....	82
Şekil 7.39 : Gürültü faktörü değişimi.....	82
Şekil 7.40 : Port parametresi değişimi.	83
Şekil 7.41 : Giriş VSWR değişimi.	83
Şekil 7.42 : Çıkış VSWR değişimi.....	84
Şekil 7.43 : Mosfet'in drain ucuna mikroşerit hat eklendiğinde.....	85
Şekil 7.44 : Kararlılık Analizi.	86
Şekil 7.45 : Kazanç değişimi.....	87
Şekil 7.46 : Gürültü faktörü değişimi.....	87
Şekil 7.47 : Port parametresi değişimi.	88
Şekil 7.48 : Giriş VSWR değişimi.	88
Şekil 7.49 : Çıkış VSWR değişimi.....	89
Şekil 7.50 : Mosfet'in kapı (gate) ucuna mikroşerit hat eklendiğinde.....	90
Şekil 7.51 : Kararlılık Analizi.	91
Şekil 7.52 : Kazanç değişimi.....	92
Şekil 7.53 : Gürültü faktörü değişimi.....	92
Şekil 7.54 : Port parametresi değişimi.	93
Şekil 7.55 : Giriş VSWR değişimi.	93
Şekil 7.56 : Çıkış VSWR değişimi.....	94

Şekil 7.57 : Giriş Kararlılık Dairesi.	94
Şekil 7.58 : Çıkış Kararlılık Dairesi.	95
Şekil 7.59 : Mosfet'in drain ucuna mikroşerit hat eklendiğinde.	96
Şekil 7.60 : Kararlılık Analizi.	97
Şekil 7.61 : Kazanç değişimi.	98
Şekil 7.62 : Gürültü faktörü değişimi.	98
Şekil 7.63 : Port parametresi değişimi.	99
Şekil 7.64 : Giriş VSWR değişimi.	99
Şekil 7.65 : Çıkış VSWR değişimi.	100
Şekil 7.66 : Giriş Kararlılık Dairesi.	100
Şekil 7.67 : Çıkış Kararlılık Dairesi.	101
Şekil 7.68 : Γ_{in} devresi.	102
Şekil 7.69 : Γ_{in} devresi için $ S_{11} $	102
Şekil 7.70 : Γ_{out} devresi.	103
Şekil 7.71 : Γ_{out} devresi $ S_{22} $	103
Şekil 7.72 : ATF58143 transistörünün kutuplama devresi.	104
Şekil 7.73 : DC kutuplaması yapılmış kuvvetlendirici devresi.	105
Şekil 7.74 : DC kutuplaması yapılmış kuvvetlendirici devresi $I_{DS} = 30.8$ mA, $V_{DS} = 3.08$ V.	106
Şekil 7.75 : Kararlılık Analizi.	107
Şekil 7.76 : Kazanç değişimi.	107
Şekil 7.77 : Gürültü faktörü değişimi.	108
Şekil 7.78 : Port parametreleri değişimi.	108
Şekil 7.79 : Giriş VSWR değişimi.	109
Şekil 7.80 : Çıkış VSWR değişimi.	109
Şekil 7.81 : Giriş ve Çıkış kararlılık daireleri.	110
Şekil 7.82 : DC kutuplaması yapılmış devrenin giriş ve çıkış portlarına mikroşerit hat eklenmesi.	111
Şekil 7.83 : Kararlılık Analizi.	112
Şekil 7.84 : Kazanç değişimi.	112
Şekil 7.85 : Gürültü faktörü değişimi.	113
Şekil 7.86 : Port parametreleri değişimi.	113
Şekil 7.87 : Giriş ve Çıkış VSWR değişimi.	114
Şekil 7.88 : Γ_{in} devresi.	114
Şekil 7.89 : Γ_{in} devresinde $ S_{11} $	115
Şekil 7.90 : Γ_{out} devresi.	116
Şekil 7.91 : Γ_{out} devresinde $ S_{22} $	117
Şekil 7.92 : ATF58143 giriş sabit kazanç dairesi.	118
Şekil 7.93 : Tek yan hat uydurum için kullanılan bilgisayar programı ara yüzü.	120
Şekil 7.94 : IMN (Giriş empedans uydurma) devresi.	120
Şekil 7.95 : TXLINE ara yüzü.	121
Şekil 7.96 : ATF58143 giriş uydurum devresi S parametreleri.	122
Şekil 7.97 : OMN (Çıkış empedans uydurma) devresi.	123
Şekil 7.98 : ATF58143 çıkış uydurum devresi S parametreleri.	123
Şekil 7.99 : DC kutuplaması yapılmış ikinci kuvvetlendirici.	124
Şekil 7.100 : DC kutuplaması yapılmış ikinci kuvvetlendirici devresi $I_{DS} = 31.4$ mA, $V_{DS} = 3.01$ V.	124
Şekil 7.101 : Kazanç değişimi.	125
Şekil 7.102 : Gürültü faktörü değişimi.	126
Şekil 7.103 : Port parametreleri değişimi.	126

Şekil 7.104 : Giriş ve Çıkış VSWR değişimi.....	127
Şekil 7.105 : İkinci kuvvetlendiricinin Γ_{in} devresi.....	128
Şekil 7.106 : Γ_{in} devresinde $ S_{11} $	128
Şekil 7.107 : İkinci kuvvetlendiricinin Γ_{out} devresi.....	129
Şekil 7.108 : Γ_{out} devresinde $ S_{22} $	130
Şekil 7.109 : UHF kuvvetlendiricisinin baskı devresi	131
Şekil 7.110 : UHF kuvvetlendiricisinin baskı devresinin 3D gösterimi	131
Şekil 7.111 : UHF kuvvetlendiricisinin baskı devresinin 3D gösterimi	132
Şekil 7.112 : UHF kuvvetlendiricisinin baskı devresi	132
Şekil 7.113 : UHF kuvvetlendiricisinin network analizör ölçümleri	133
Şekil 7.114 : UHF kuvvetlendiricisinin network analizör ölçümleri	133
Şekil 7.115 : UHF kuvvetlendiricisinin 448 MHz frekansında 11.186 dB kazanç..	134
Şekil 7.116 : UHF kuvvetlendiricisinin 673 MHz frekansında 11.182 dB kazanç..	134
Şekil 7.117 : UHF kuvvetlendiricisinin 808 MHz frekansında 10.723 dB kazanç..	135
Şekil 7.118 : UHF kuvvetlendiricisinin 448 MHz frekansında S_{22} -18.82 dB.....	135
Şekil 7.119 : UHF kuvvetlendiricisinin 763 MHz frekansında S_{22} -33.184 dB.	136
Şekil 7.120 : UHF kuvvetlendiricisinin 808 MHz frekansında S_{22} -35.381 dB.....	136
Şekil 7.121 : UHF kuvvetlendiricisinin 454 MHz frekansında S_{11} -12.66 dB.....	137
Şekil 7.122 : UHF kuvvetlendiricisinin 634 MHz frekansında S_{11} -10.587 dB.....	137
Şekil 7.123 : UHF kuvvetlendiricisinin (0.45 - 18 GHz) frekansında S_{11}	138

TABLO LİSTESİ

Sayfa No.

Tablo 6.1 : Madde Özellikleri	42
Tablo 7.1 : ATF58143 transistorun S parametreleri.	53
Tablo 7.2 : ATF58143 transistorun gürültü parametreleri.	53
Tablo 7.3 : Transistorlerin karşılaştırılması.	66
Tablo 7.4 : Giriş katı ve çıkış katı uydurulmuş devrenin 696 ve 806 MHz arasında incelenmesi.....	79
Tablo 7.5 : A hattı eklendiğinde devrenin 696 ve 806 MHz arasında incelenmesi. ..	84
Tablo 7.6 : B hattı eklendiğinde devrenin 696 ve 806 MHz arasında incelenmesi. ..	89
Tablo 7.7 : C hattı eklendiğinde devrenin 696 ve 806 MHz arasında incelenmesi. ..	95
Tablo 7.8 : D hattı eklendiğinde devrenin 696 ve 806 MHz arasında incelenmesi.	101
Tablo 7.9 : DC kutuplaması yapılmış devrenin 696 ve 806 MHz arasında incelenmesi.....	110

GENEL BİLGİLER

Adı ve Soyadı : İsmail ŞİŞMAN
Anabilim Dalı : Elektronik ve Haberleşme
Programı : Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Ş. Taha İMECİ
Tez Türü ve Tarihi : Yüksek Lisans – Haziran 2011

UHF BANDINDA MİKRODALGA TRANSİSTÖRLÜ KUVVETLENDİRİCİ TASARIM UYGULAMASI

ÖZET

Bu çalışmada haberleşme mühendisliğinin en önemli ilgi alanlarından biri olan geniş bantlı mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımı gerçekleştirilmiştir. Mikrodalga kuvvetlendirici tasarımında yüksek frekanslı mikrodalga transistörü ele alınmıştır ve bu transistörün performans veri bilgileri kullanılarak giriş ve çıkış kapısı uydurulmuştur. Düşük gürültülü yüksek kazançlı geniş bantlı kuvvetlendirici sentezlenmiştir. Özellikle, mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı sistemin performansını en uygun şekle sokmak için bazı performans ölçüsü dikkate alınır. Bu performans ölçüsü genellikle, bir çalışma bandı boyunca dönüştürücü kazancı (G_T), gürültü faktörü (F), giriş ve çıkış VSWR, bütün frekans bandı boyunca kararlılık gibi performans ölçüleridir.

Bu çalışmanın ilk aşamasında mikrodalga kuvvetlendiricinin tasarım prosedüründen hedef uzayı belirlenmiştir. Bu hedef uzayıyla tasarlanan mikrodalga kuvvetlendiricisinin AWR (Microwave Office) programı ile simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçlarını gerçek hayatta uygulanabilir olması açısından mikrodalga transistörlü kuvvetlendiricinin baskı devresi yapılarak, ölçüm ve simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Mikrodalga Kuvvetlendirici, AWR, Dönüştürücü Kazancı, Giriş VSWR, Çıkış VSWR, Gürültü Faktörü, Kararlılık.

GENERAL KNOWLEDGE

Name and Surname : Ismail ŞİŞMAN
Field : Electronics and Communication
Program : Electronics and Communication Engineering
Supervisor : Assist. Prof. Dr. Ş. Taha İMECİ
Degree Awarded and Date : Master – June 2011

MICROWAVE TRANSISTOR AMPLIFIER DESIGN AND IT'S APPLICATION

ABSTRACT

In this study, a wide-band microwave amplifier which is one of the most important interests in communication engineering is designed. High-frequency microwave transistor is used to design microwave transistor amplifier and its datasheet is used to match the input and output gate. Low-noise high-gain broadband amplifiers were synthesized. In particular, the design of microwave amplifier requires optimization on the performance of the system. Those performance measurements are, working band transducer gain (G_T), noise factor (F), input and output VSWR and stability along the whole frequency band.

In the first step of the design; the target space of the first phase of this study was determined. The simulation results were obtained with the help of AWR (Microwave Office), tool. It is seen after fabrication that, the simulated results agree with the measurement results.

Key Words: Microwave Amplifier, Transducer Gain, Input VSWR, Output VSWR, Noise Figure, Stability.

1. GİRİŞ

Mikrodalga transistörli kuvvetlendiriciler küçük boyutları, hafif olmaları ve üretim süreçlerinin kolaylaşması gibi nedenlerden dolayı mikrodalga frekanslarda artan bir yaygınlıkla kullanılmaktadır. Mikrodalga transistörli kuvvetlendiricilerin klasik yollardan tasarımı bazı güçlükler oluşturmaktadır. Bunlar sınırlı bant genişliği, gürültü faktörü olarak özetlenebilir. Bu sebepten dolayı mikrodalga kuvvetlendiricilerin tasarımında bilgisayar destekli programlar kullanılmıştır. Bu programla bir çalışma bandı boyunca toplam dönüştürücü kazancı (G_T), gürültü faktörü (F), kararlılık, giriş ve çıkış yansıma kaybı (VSWR) performans ölçü kriterleri kullanılarak en uygun performansı bulma yönünde ilerlenilmiştir. Her zaman performans ölçü kriterleri istenen sonucu vermez. İstenen sonuca ulaşabilmek için tasarımda;

- Aktif eleman seçimi
- Giriş Uydurma Devresi tasarımı
- Çıkış Uydurma Devresi tasarımı
- DC Kutuplama Devresi tasarımı

En uygun şekilde yapılması ve tasarlanması gerekir.

Çalışmanın aşamaları aşağıdaki şekilde sıralanabilir:

İlk aşamada aktif eleman seçiminde, transistörün istenen band genişliğinde S-parametrelerine bakılır. Transistörü bu band genişliğinde kararlı hale getirmek için çözüm aranır. Bu da transistörün S-parametrelerini kullanarak hesaplanan K ve Δ değerleri için;

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} < 1$$

koşullarının sağlanması gerekir. Bu koşullar sağlandığında transistör koşulsuz kararlı duruma getirilmiş olur. Bu durumun sağlanması ile en çok istenen, Smith Abağı'nın içinin tamamen kararlı bölge seçilmesidir.

İkinci aşamada ise Giriş ve Çıkış uydurma devresi tasarımı yapmak, bunu yaparken de yüke aktarılan gücü maksimum kılmak gerekir. Bunu yapabilmek için de eşleşen empedanslar gerekmektedir. Amaç kaynak ve yük empedansları ile eşleşen uydurma devreleri tasarlanmak. Empedans uydurmada yük veya kaynak empedansını süren veya sürülen devreye bir uydurma devresi ile eşleştirilmesidir. İdeal şartlarda uydurma devresi kayıpsız kabul edilir. Böylece güç kaybı olmaz. Empedans uydurmanın yapılmasındaki temel amaç;

- Sürülen devreye yada yüke maksimum güç aktarımını sağlamak.
- Güç dağıtım devrelerinde genlik ve faz hatalarını azaltmak.
- Duyarlılığı yüksek devre elemanları (LNA) için işaret gürültü oranını iyileştirmek.

Dördüncü aşamada ise DC kutuplama devresi tasarımı yapılır. Yani tercih edilen bölge içinde FET'in çalışmasına yol açan V_{DS} ve I_{DS} değerlerinin belirlenmesidir.

Son olarak UHF bandında tasarlanmış olan Mikrodalga Transistorlü Kuvvetlendirici AWR (Microwave Office) simülasyon programı kullanarak sonuçları incelenmiştir.

2. ÇALIŞMA PLANI

Bu tezde UHF bandında mikrodalga transistörli kuvvetlendirici tasarım prosedürü ortaya konulacaktır.

Bu amaçla:

- 3. Bölümde, Bu çalışma öncesindeki literatürde bu konu ile alakalı geçmişte yapılan çalışmalar anlatılmıştır.
- 4. Bölümde, RF (Radyo Frekans) konseptinden bahsedilmiş ve transistörün performans ölçü fonksiyonları tanıtılmıştır.
- 5. Bölümde, Mikrodalga transistörli kuvvetlendirici tasarım prosedürü anlatılmıştır.
- 6. Bölümde, Temel iletim hatları ve tasarlayacağımız devrelerde kullanılacak olan mikroşerit hatları anlatılmıştır.
- 7. Bölümde, Giriş ve çıkışı uydurulmuş düşük gürültülü UHF bandında çalışan mikrodalga kuvvetlendirici tasarlanmıştır ve sonuçları gösterilmiştir.
- 8. Bölümde, Bu çalışmada AWR (Microwave Office) simülasyon programı ile elde edilen sonuçları baskı devresi yapıldığında Network analizör ile ölçülen sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

3. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

Literatürde bulunan mikrodalga kuvvetlendirici tasarımları ekseriyetle ya kazancın ya da gürültü faktörünün en uygun şekilde sokulması üzerinde yoğunlaşmıştır. 1988 yılında Yuen ve arkadaşları monolitik tek katlı HEMT Ka bandı düşük gürültülü bir mikrodalga kuvvetlendiricisi üzerinde çalışarak 20 - 38 GHz arasında 6dB kazanç ve 26,5 - 40 GHz arası 5dB gürültü faktörünü elde etmişlerdir. Mikrodalga kuvvetlendiricisinin özellikle GaAs/GaAlAs Darlington HBT transistor çifti kullanarak iki kuvvetlendirici varyansını ion-implementation (iyon-uygulama) tekniği ile Topham ve arkadaşları (1989) gerçekleştirmişlerdir. Kuvvetlendiricilerden birisi 8.5dB'lik kazancı 0 – 5 GHz arasında; diğeri 13dB'lik kazancı 0 – 3 GHz arasında -3dB bant genişliği ile vermektedir.

Mikrodalga kuvvetlendiricilerinin sadece kazancı veya gürültüsü dışında giriş ve çıkış uyumsuzluğu gibi diğer performans ölçüleri de hesaba katılarak aynı anda optimize etmeye yönelik çalışmalar da literatürde yer almaktadır. Capponi ve arkadaşları (1991) transistorun saçılma ve gürültü parametreleri yardımıyla buldukları kararlılık dairelerinden elde ettikleri aktif eleman çalışma koşullarında kazanç, gürültü oranını ve giriş yansıma katsayısını da hesaba alarak 9 – 11 GHz frekans bandında kuvvetlendirici tasarlamışlardır.

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 kararlılık ile sınırlandırılmamış en uygun şekilde sokma için formülize etmiş ve 8 – 12 GHz frekans bandında $11,3 \pm 0,4$ dB kazancını gerçekleştirmiştir.

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) gerçekleştirmişlerdir.

Dafalla vd. (2004) yaptıkları çalışma içerisinde maksimum kazancı 15.8dB, minimum gürültü faktörü 1.7dB çalışma frekansı 0.9 GHz olan bir mikrodalga kuvvetlendirici tasarlamışlar ve uygulamada maksimum kazanç 15.7dB, minimum gürültü faktörü 1.6dB değerlerine ulaşmışlardır. Candas vd. (2004) çalışmalarında mikrodalga transistörü NE329S01'i L – C elemanlı uydurma devreleri ile $V_i = 1$ ve $NF_{ref} = 0,46$ dB lik gürültü faktörü talebi için maksimum kazanç G_T - profili elde etmişlerdir. Shin vd. (2005) yaptıkları çalışmada 24 GHz de CMOS teknolojisi standartları içerisinde kaynak gerilim ve akımı sırasıyla 1V ve 14 mA olan 24.3 GHz'de minimum gürültü faktörü 3.9dB ve 24 GHz'de 13.1dB kazançlı düşük gürültülü yükselteç tasarlamışlardır.

Bu çalışmalara ek olarak son yıllarda literatürde bahsi geçen konu üzerine çalışma şu şekilde özetlenebilir: Abdul Halim vd. (2005) çalışmalarında çok aşamalı mikrodalga yükselteci 4 - 8 GHz arasında GUI yardımı ile tasarlamışlardır. Balsi vd. (2006) çalışmalarında iki giriş ve çıkışlı mikrodalga yükselteçlerin koşullu kararlılık kriterlerini tartışmış ve yeni varsayımlar ortaya atmışlar ve koşullu kararlılık için gerek şartları smith abağında göstermişlerdir. Olivieri vd. (2005) değişik yük empedansları ile mikrodalga yükseltecin kararlılığı için gerekli ve yeterli durumlar üzerine çalışmışlardır.

Sefa Özbek vd. (2010) çalışmalarında IEEE 802.15.3a standardı ile uyumlu, yüksek performanslı, düşük maliyetli, geniş bantlı, düşük gürültülü kuvvetlendiriciyi (LNA) 0.35 μ m SiGe BICMOS HBT teknolojisi ile tasarlamışlardır. 3.1 – 5 GHz bandında gürültü değeri 3 - 4 dB arasında ölçülmüş olup ve maksimum güç kazancı 15dB olarak ölçülmüştür.

4. RADYO FREKANS KAVRAMLARI

Düşük gürültülü kuvvetlendirici tasarımı sürecinde, ilgili bir dizi kavramları göz önüne almak kaçınılmazdır. Bu bağlamda ele alınması gerekenler arasında yansıma, saçılma (S) parametreleri, kalite faktörü ve empedans dönüşümüdür.

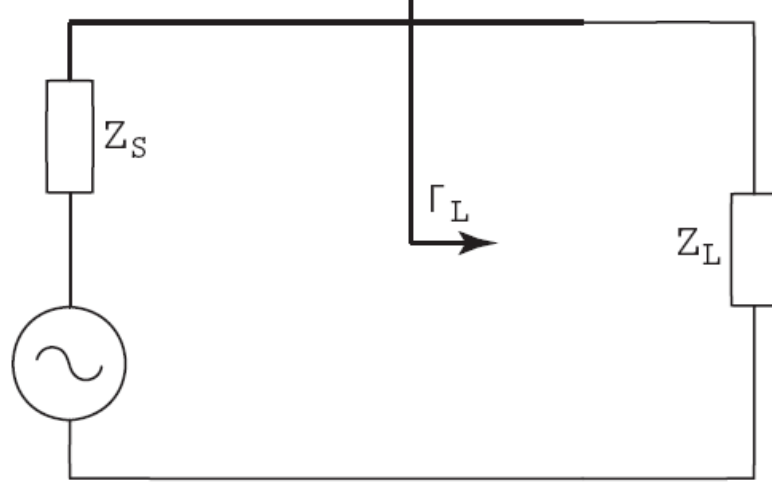
4.1 Yansıma

Bir elektrik dalgası hareketi sırasında bir jonksiyona geldiğinde dalgaların belli bir kesimi yansıyacaktır. Bunun sonucunda gelen dalga gücünde belli bir azalma gözlenir. Doğal olarak güç kaybının önemli olduğu koşullarda bu durum istenmez. Yansıma ile güç kaybı miktarı, jonksiyondan sonra her iki yönde gözlenen empedanslar arasındaki benzerlik ile ilgilidir. Bu nedenle güç aktarımını maksimum kılmak için empedans uyumu, yani birbiriyle eşleştirilmesi amaçlanır (Gonzalez 1997).

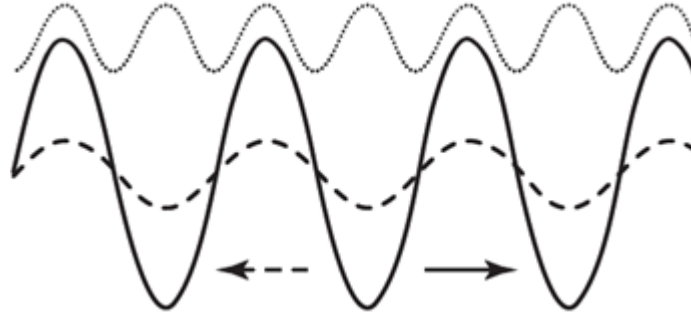
Empedansların birbirleri ile ne ölçüde eşleştirilebildiğine ilişkin bir dizi performans parametreleri vardır. Bunlardan ilki olan Yansıma Katsayısı, tanımı itibarı ile yansıyan dalga ile gelen dalga arasındaki oranı gösterir. Bu empedans cinsinden de ifade edilir. Bu gerçekte karmaşık bir büyüklüktür ve sadece yansımayı değil, faz kaymasını da içermektedir.

$$\Gamma_L = \frac{\text{Yansıyan dalga}}{\text{Gelen dalga}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (4.1)$$

Dikkat edilirse, burada karakteristik empedans ile yük empedansının yansıma katsayısı ile bağlantısı verilmektedir. Bu, çoğu zaman empedans karakteristiği (Z_0) ile de ifade edilmektedir. Yük kısa devre olduğunda, maksimum negatif yansıma oluşur ve yansıma katsayısı (eksi) birim değeri alır. Tersine, yük açık devre olduğunda, maksimum pozitif yansıma oluşur ve yansıma katsayısı (artı) birim değeri alır. Z_L ile Z_0 değerleri birbirine tam eşit olduğunda herhangi bir yansıma yok ve yansıma katsayısı sıfır demektir (Edwall 2008).



Şekil 4.1 Γ_L empedansının ölçüm yerini gösteren basit devre.

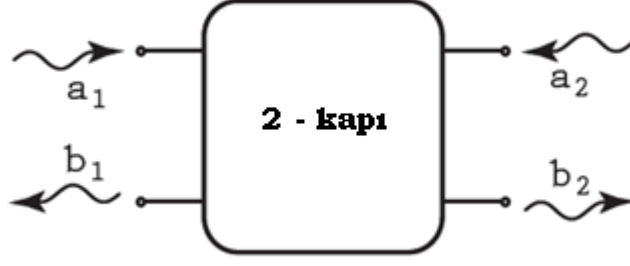


Şekil 4.2 Gelen dalga (koyu), yansıyan dalga (tire), duran dalga (nokta)

Bunlarla yakın ilişkili bir başka parametre, *Gerilim Duran Dalga Oranı* (VSWR) iletim hattı uygulamalarında kendisinden çok söz ettirir. Birbirine zıt yönlerde hareket eden gelen ve yansıyan dalgaların toplamı bir duran dalga oluşturur (Şekil 4.2). VSWR maksimum gerilim ile bu duran dalganın minimum gerilimi arasındaki oran olarak tanımlanır (Denklem 4.2). Yansıma katsayısı alanı biliniyorsa, mükemmel eşleşmiş sistemler için olduğu gibi, herhangi bir yansıma yok demektir, VSWR minimum ve ideal olan 1,0:1 değerini alır (Ludwig 2000).

$$VSWR = \frac{|V|_{\max}}{|V|_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|} \quad (4.2)$$

Geri dönüş kaybı (RL) desibel cinsinden yansıma katsayısı büyüklüğünü gösterir (Denklem 4.3).



Şekil 4.3 2 - kapılı devre için gelen dalga a_1 ve a_2 , yansıyan dalga b_1 ve b_2

Kimi zaman bununla ilişkili (Giriş Geri Dönüş Kaybı) IRL ve (Çıkış Geri Dönüş Kaybı) ORL tanımlama ile Test Altındaki Cihaz (DUT) için giriş veya çıkış tarafında ölçülen dönüş kaybı olarak belirtilmesi gerektiği düşünülmüştür. Ancak şurası açık ki, dönüş kaybı çoğu zaman negatif RL ile sonuçlanacak bir eksi işaret olmaksızın ifade edilir.

$$RL = -20 \log|\Gamma| \quad (4.3)$$

4.2 Saçılma Parametreleri

Saçılma Parametreleri veya S-parametreleri gerilim dalgalarının radyo frekansı (RF) ortamında nasıl dağıldığını gösteren karmaşık sayılardır. Matris formunda bunlar bir ağın komple RF davranışlarını tanımlarlar (Pozar 2000).

Bu noktada 2 - kapı kavramını ele almak gerekmektedir. Tek bir cihaz ile ağ temsiline olanak sağlaması bakımından RF devreleri incelemeleri ve benzeşimi için vazgeçilmez nitelik taşır. Bağımsız bileşenler ve devre fiziksel yapısı eşitlik içinden ayrılabilir olması nedeniyle, devre incelemeleri önemli ölçüde basitleştirilebilmektedir. 2 - kapı özellikleri S_{11} , S_{12} , S_{21} ve S_{22} olmak üzere dört ayrı S-parametre dizisi ile temsil edilir. Bunlar sırasıyla giriş yansıma katsayısı, geri kazanç katsayısı, ileri kazanç katsayısı ve çıkış yansıma katsayısını temsil ederler (Vendelin 1990).

2-kapılı devre elemanında empedans parametreleri, admintas parametreleri, zincir parametreleri ve hibrit parametreleri olmak üzere alternatif tanımlayıcı parametreler bulunmaktadır. Bunların tümü yüksek frekanslar için gerçekleştirilmesi bir hayli zor olan kısa ve uzun devre testleri esnasında ölçülmektedir. Bu nedenledir ki, S-parametreleri mikrodalga uygulamalarında tercih edilir. S-parametreleri gerek frekans ve gerekse sistem empedansı ile bağlantılıdır ve genellikle imalatçı firma

cihaz verilerinde S-parametrelerinden söz etmekteyseler de bu her zaman uygulanabilir nitelik taşımaz. Bu gibi durumlarda, parametrelerin ölçülmesi zorunlu hale gelir. Şekil 4.3 ile bu ölçümlerin dalga oranları hesaplamaları ile ölçüldüğü; öte yandan aşağıdaki eşitlik bağlamında ileri kazanç veya geri kazançların iptal edilmesi için sonlandırmanın sistematik olarak değiştirildiği anlaşılmaktadır (Edwall 2008).

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (4.4)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (4.5)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (4.6)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (4.7)$$

Bunun sonucunda da S-parametreleri dört dalga ile aşağıdaki biçimde ilişkilendirilir.

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (4.8)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (4.9)$$

4.3 Kalite Faktörü

Kalite Faktörü (Q) komple RLC devrelerinde veya sadece bağımsız iletkenler ve kondansatörler içinde enerji kaybı hızını tanımlayan bir parametredir. Bu durum için Q değeri ne ölçüde kayba yol açtığı, yani içinde ne ölçüde gürültü direnci olduğuna dair bir göstergedir. Uygulamada bu tür kayıplar istenmez; Q değerinin yüksek olması avantaj oluşturur. Ayrıca, Q faktörü doğrudan bant genişliği ile ilgilidir; burada yüksek Q dar bant genişliğine karşılık gelir (Edwall 2008). Q hesaplamaları ile ilgili eşitlikler aşağıda verilmektedir:

$$Q_{RLC} = \omega \frac{E_{tot}}{P_{avg}} \quad (4.10)$$

$$BW = \frac{\omega_o}{Q_{RLC}} \quad (4.11)$$

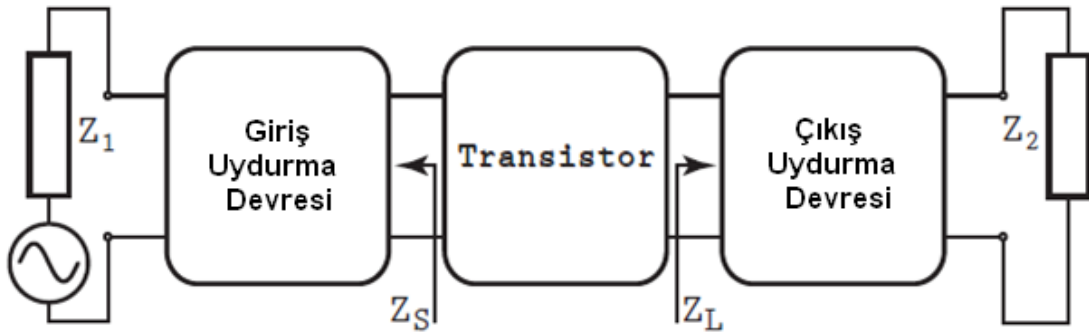
$$Q_L = \frac{X_L}{R} = \frac{\omega L}{R} \quad (4.12)$$

$$Q_C = \frac{|X_C|}{R} = \frac{1}{\omega CR} \quad (4.13)$$

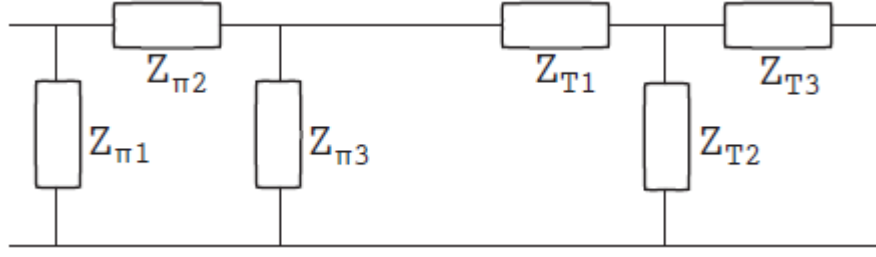
4.4 Empedans Dönüşümü

Daha önce de belirtildiği gibi, bir güç kaynağından yüke güç aktarımını maksimum kılmak için, eşleşen empedanslar gerekir. Özellikle, Şekil 4.4 ile gösterilen devrede, kaynak ve yük empedansları sabittir ve amaç girdi eşleşen bir uydurma devresi tasarlamak ve böylece Z_S ve Z_1 değerlerinin birbirleri ile eşit olmasını sağlarken, çıkışların birbirleri ile eşleşmesini sağlayarak böylelikle Z_L ile Z_2 uydurmasını sağlamaktır. Bir başka deyişle, Z_1 ve Z_2 değerlerinin algısal olarak transistor empedansları giriş ve çıkışlarına eşlenmiştir. Maksimum Güç Teoremi, maksimum güç aktarımının empedans reaktif bileşenlerinin birbirlerini götürerek sıfırladığı; yani bunların karmaşık bileşenler olduğunda gerçekleştiğini söyler. Bu durumda empedanslarda uydurma olduğu söylenebilir (Cioffi 1989).

Pasif bileşenlerin empedans eşleşen ağ ile birlikte bir dönüşümünü sağlamak için üç farklı seçenek bulunmaktadır. Bunlardan ilki L-uydurmadır. Bunun avantajı basitliğinde olmakla birlikte, aynı zamanda da sadece iki serbestlik derecesine sahip olma dezavantajı sergiler. L-uydurma devresi ile ilgili parametrelerin, yani empedans dönüştürme oranı, merkez frekansı ve Q için sadece iki parametre belirlenebilir. Üçüncü özgürlük derecesini elde etmek için de bir başka L-uydurma kademesine başvurmak gerekecektir. Böyle olduğunda da, bir başka ikili bir empedans dönüştürme uydurması gerekecek ve bunun için π -uydurma ve T-uydurma söz konusu olacaktır (Şekil 4.5) (Gonzalez 1997).



Şekil 4.4 Mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı.



Şekil 4.5 Kaskad π ve T uydurma devreleri gösterimi.

T-uydurma ve π -uydurma yapılandırma avantajı sadece ilave serbestlik derecesi elde edilmesi ile sınırlı kalmaz. Ama bunların topolojisi kaynak veya yük içinde mevcut gürültü dirençleri kullanıyor olması ile ayırt edilirler (Gonzalez 1997).

5. MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİ TASARIM PROSEDÜRÜ

Bir dizi kademeli cihazların yer aldığı ve her bir kademenin yol boyunca ilave gürültü oluşturma potansiyeli sergilediği bir sistem içinde, ilk kademedan başlayarak onun gürültü ve kazanç özelliklerinin yüksek önem taşıyacağı açıktır. Bu özellikle giriş sinyalinin zayıf ve göreceli olarak büyük miktarda gürültü eklendiği durumlar için geçerli olacaktır. Bu nedenle, sözü edilen koşullar altında, bir Düşük Gürültü Kuvvetlendirici uygulanabilir. Tanımından da anlaşılacağı gibi bu esas itibarı ile gürültü özellikleri üzerinde hassasiyetle durulduğu bir kuvvetlendirici olacaktır (Aliyev 2004).

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots \quad (5.1)$$

Friis'in formülü (Denklem 5.1) kademeli aşamaları hesaplanmış bir sistem toplam gürültü faktörü ile birlikte, F_1 , G_1 , Gürültü Faktörü ve ilk kademe kazancının toplam Gürültü Faktörü için belirleyici olduğunu göstermektedir. Böyle olduğunda da, Düşük Gürültü Kuvvetlendirici fonksiyonunun takip eden kademelerde gürültünün üstesinden gelecek yeterli sinyal kazancı temin eder. Aynı zamanda da kendisi de oldukça düşük gürültü üretiyor olduğu hususu kesin olarak belirlenmesi mümkündür (Halim 2008).

5.1 Hedef Özellikler

Bir Düşük Gürültülü Kuvvetlendirici tasarımı ile ilgili atılacak ilk adımın hedef özelliklerin belirlenmesi olduğu anlaşılmaktadır. Bu, çok sayıda parametre bazında gerçekleştirilecektir.

5.1.1 Kazanç

Bir cihazın kazancı, giriş sinyalinin genliğini veya gücünü yükseltebilmesi özelliğidir. Bu sinyal giriş ve çıkışları arasındaki orana eşittir ve genellikle desibel olarak ifade edilir (Denklem 5.2).

$$\text{Voltage Gain} = 10 \log \left(\frac{\frac{V_{out}^2}{R_{out}}}{\frac{V_{in}^2}{R_{in}}} \right) = 20 \log \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \quad (5.2)$$

Güç kazancı genel olarak yük için temin edilen uygulanan güç ile kaynak tarafından temin edilen fiili güç arasındaki oranı gösterir. Ancak basit gibi görünüyorsa, bu tanımlamayı niceliksel olarak vermek hiç de kolay değildir; zira bu sırada kaynak empedansı tanımı güçlüğü ile karşı karşıya kalınır. Bu nedenle, bir dizi daha kesin ve daha yararlı tanımlamalar yapılması gereği ortaya çıkar. Bunlar arasında belki de en çok bilineni, dönüştürücü kazancı olarak tanımlanan yük için temin edilen ortalama güç ile kaynaktan elde edilebilir ortalama maksimum güç arasındaki orandır. Yine temin edilebilir güç kazancı ile, yükte temin edilebilir maksimum ortalama güç ile kaynaktan elde edilebilir maksimum ortalama güç arasındaki orandır. Daha önce de üzerinde durulduğu gibi, maksimum güç ancak kuvvetlendirici karmaşık bileşenli sonlandırma durumunda elde edilebilir (Nozahi 2010).

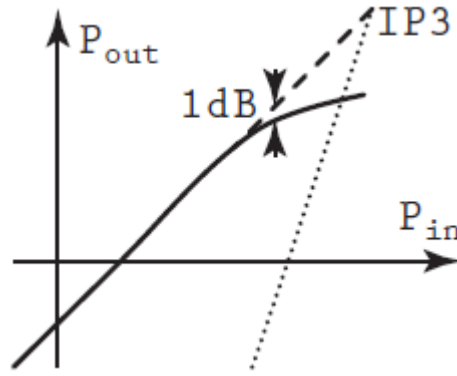
5.1.2 Gürültü Performansı

Temel gürültü performans parametresi Gürültü faktörü'dür ve toplam çıkış gürültü gücü ile giriş kaynağı nedeniyle oluşan giriş gürültüsü arasındaki orandır. Gürültü Faktörü desibel ile ifade edilirse, Gürültü Değeri (NF) olarak adlandırılır (Denklem 5.3). RF uygulamalarında bir başka ilişkili ve çok sözü edilen parametre Sinyal-Gürültü Oranı'dır. (SNR) ve sinyal gücü ile gürültü gücü arasındaki oranı verir (Denklem 5.4). Gürültü Faktörü girişteki SNR ile LNA çıkışındaki SNR arasındaki orana eşdeğerdir (Denklem 5.5). Bu nedenle, Gürültü Faktörü LNA'nın ne ölçüde SNR'ı bozduğuna ilişkin bir ölçü niteliğindedir. Tam da bunu açıklayacak bir başka kavram Gürültü Sıcaklığı'dır (T_N) ve daha yüksek çözünürlük sağlaması bakımından özellikle kademeli kuvvetlendirici sistemlerinde Gürültü Değeri çok

düşük olan uygulamalarda yararlıdır. Gürültü Sıcaklığı referans sıcaklık (T_{ref}) ile bağlantılı olarak hesaplanır ve normal olarak 290 K değerindedir. Tanımı gereği, T_N değeri, tek başına T_{ref} düzeyinde çıkış gürültüsüne karşılık gürültüyü tek başına üretecek biçimde kaynak direnci içinde gerekli olan sıcaklık artışıdır. Bunun sonucunda, kuvvetlendirici çıkışında herhangi bir ilave gürültü yoksa o zaman T_N değeri 0 K olur (Gonzalez 1997).

$$NF = 10 \log(F) \quad (5.3)$$

$$SNR = \frac{P_{sinyal}}{P_{gürültü}} \quad (5.4)$$



Şekil 5.1 1. dereceden çıkış (koyu), 3. dereceden IM sonuç (nokta)

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = 1 + \frac{T_N}{T_{ref}} \quad (5.5)$$

5.1.3 Doğrusallık

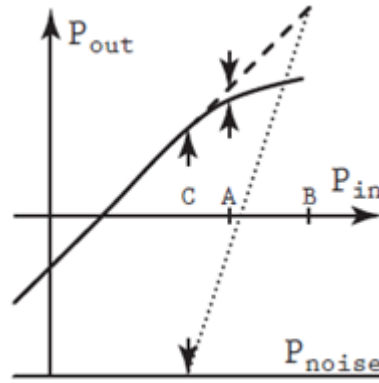
LNA'da doğrusallığı göz önüne alınması gereken bir başka husustur. Doğrusal çalışma özellikle giriş sinyalinin zayıf ve yakın çevrede güçlü bir gürültü oluşturan sinyalin var olduğu durumlarda hayati önem taşır. Böyle bir senaryoda endişeye yol açan husus, engelleme ve karşı modülasyon gibi istenmeyen iç modülasyon çarpımları olasılığıdır.

Doğrusallık için kullanılan iki ölçüm, Üçüncü-derece kesişme (IP3) ve 1-dB sıkışma noktası'dır. IP3 hangi güç düzeyinde üçüncü dereceden iç modülasyon ürününün birinci dereceden güç çıkışına eşit olduğunu gösterir. IIP3 ve OIP3 sırasıyla IP3'e karşılık gelen giriş gücü ve çıkış gücüdür (Edwall 2008). P1dB'nin doğrusal olması sonucu teorik doğrusal güç kazanmaya kıyasla hangi güç düzeyinde

çıkış gücünün 1 dB'ye düştüğünü gösterir (Şekil 5.1). IP3 ve P1dB'nin her ikisinin de bilinmesi ile aşağıdaki temel formül kestirimi yapılabilir:

$$IP3 = P_{1dB} + 10dB \quad (5.6)$$

Her iki ölçüm, kabul edilebilir giriş gücü için üst çarpılma sınırını gösterirken, gürültü değeri ise alt limiti gösterir. Her ikisi arasındaki oran yükseltici dinamik aralığını gösterir. Bir başka benzer ölçüm olan Gerçek Dışı Serbest Dinamik Erim (SFDR) ile LAN içeriğinde giriş sinyal gücü ile üçüncü dereceden iç modülasyon ürünü arasında genellikle en büyük olası fark yer alır. Bu ikincisinin gürültü eşliğinin üzerinde bir noktada ortaya çıkar (Şekil 5.2).



Şekil 5.2 1. dereceden çıkış (koyu), 3. dereceden IM sonuç (nokta), P1dB (A) IIP3 (B) ve SFDR(C).

5.1.4 Kararlılık

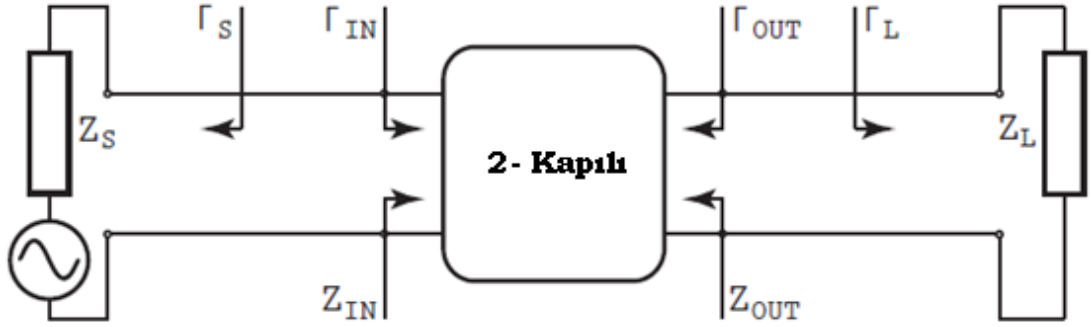
Kararlılık perspektifinde, LNA koşulsuz kararlı veya potansiyel olarak kararlı olabilir. İlk durumda LNA hangi pasif kaynak empedansı veya yük empedansı bağlantılı olursa olsun salınım yapmayacaktır. Bir 2-kapılı ağ içinde, Şekil 5.3 ile gösterildiği gibi, bazı yük ve kaynak sonlanması, salınım kaynak empedansı veya yük empedansının negatif gerçek kısmına sahip olmasına yol açabilir. Bu senaryolara yol açan üç temel neden vardır: iç geri besleme, dış geri besleme ve frekans bandı dışında aşırı kazanç. Kararsızlığın önüne geçmek için Γ_S ve Γ_L 'nin Smith Ablağının kararlı bölgesi içine yerleştirilmesi gerekir. Pratikte, bu kazancı artırmak için

filtreleme ve direnç yükü ile sağlanır. Koşulsuz kararlılık için S-parametre terimleri aşağıdaki gibi olmalıdır (Günel 1994).

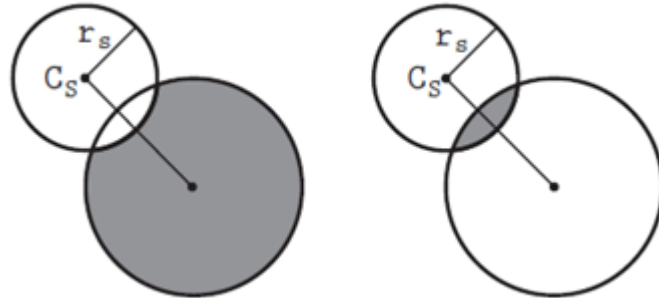
$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (5.7)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} < 1 \quad (5.8)$$

LNA'nın Smith Aşağıının kararlılık daireleri ile koşulsuz kararlı olduğu bölgenin grafiksel olarak gösterilmesi yaygın olarak uygulanan bir yöntemdir. Bunun içinde Γ_S -düzlemi içindeki giriş kararlılık dairesi ve Γ_L düzlemi çıkış kararlılık dairesi de yer almaktadır. Kararlı bölgenin Şekil 5.4 ve 5.5 içinde yer alan kararlılık dairelerinin içinde veya dışında olmasını koşullar belirlemektedir (Pozar 2000).

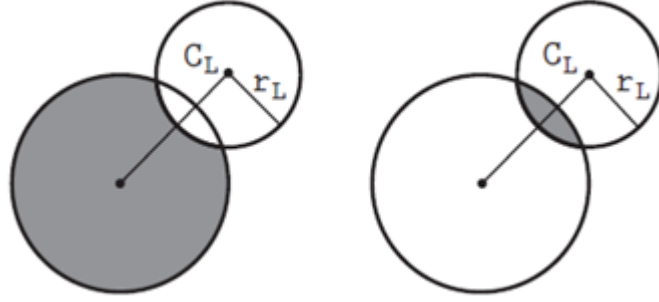


Şekil 5.3 2-kapılı devrenin kararlılık parametreleri.

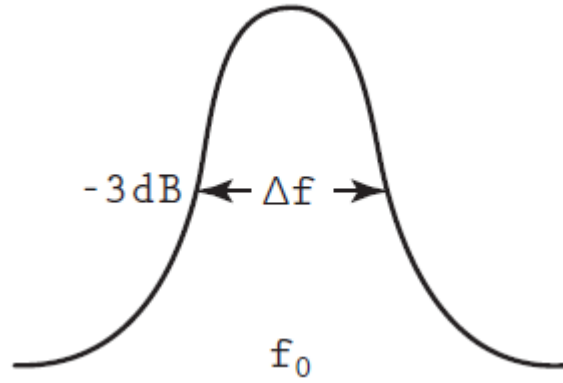


Şekil 5.4 Γ_L düzlemi için Smith Aşağıında gri bölge kararlıdır. Sol: $|S_{11}| < 1$,

Sağ: $|S_{11}| > 1$.



Şekil 5.5 Γ_S düzlemi için Smith Abağında gri bölge kararlıdır. Sol: $|S_{22}| < 1$,
Sağ: $|S_{22}| > 1$.



Şekil 5.6 Merkez frekansı ve band genişliği gösterimi.

5.1.5 Merkez Frekansı ve Bant Genişliği

LNA'nın belli bir frekans bandında giriş sinyalleri ile çalışması sırasında, merkez frekansı ve bant genişliğini buna bağlı olarak tasarlamak gerekir. LNA aktarma fonksiyonuna bakıldığında, güç kazanımının tam ortasında yer alan merkez frekansı f_0 çevresindeki iki nokta farkı bant genişliğidir ve Şekil 5.6 içinde Δf ile gösterilmektedir. Her ne kadar hedef bant genişliğinin sayısal olarak belirtilmesi zorunlu ise de, yaygın kullanılan biçimiyle, iki seçenek söz konusu olmaktadır: dar bant ve geniş bant (Vendelin 1990).

5.1.6 Yansıma Kaybı

Yansıma Kaybı, bir güç aktarma perspektifi içinde giriş empedansının referans empedansa ne ölçüde eşleştiği veya çıkış empedansı yük empedansına ne ölçüde eşleştiği ile ilişkili bir ölçüdür. Esas itibarı ile bu aktarılan güç ile kıyaslandığında, bu empedans uyumsuzluğu sonucu gücün ne ölçüde yansıdığını belirtir. Giriş geri dönüş kaybı esas olarak IRL ile gösterilir ve giriş kapısındaki dönüş kaybına karşılık gelir Çıkış geri dönüş kaybı esas olarak ORL ile gösterilir ve çıkış kapısındaki dönüş kaybına karşılık gelir (Gonzalez 1997).

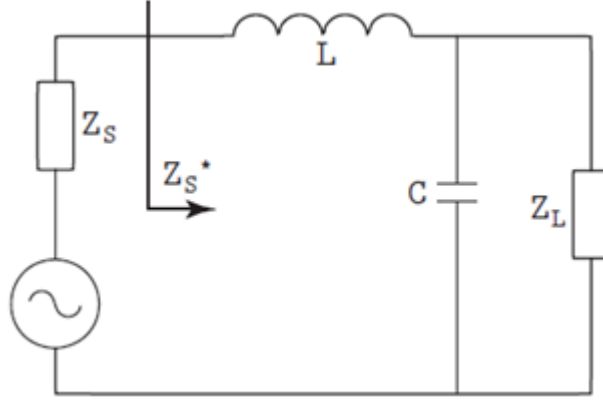
5.2 DC Kutuplama Devresi Tasarımı

DC kutuplama devresi tasarımının amacı, pasif noktanın belirtilmesidir. Yani, tercih edilen bölge içinde FET'in çalışmasına yol açan V_{DS} ve I_{DS} değerleridir. DC işaret ile RF işaretin yalıtımını sağlamak amacıyla kutuplama çok sık kullanılır. Genel perspektif açısından çeşitli devre tipleri vardır; yine de LNA uygulamalarında az karmaşıklık tercih edilir ve bu genellikle yeterlidir (Ludwig 200).

5.3 Uydurma Devresi Tasarımı

Bölüm 4 de empedans uydurma ve empedans dönüşümü üzerinde duruldu. Pratikte empedans uydurmanın nasıl olduğunu göstermek için, Smith Abağı kullanılarak bir örnek verilebilir. Bununla ilgili olarak bir bilgisayar yazılımının da kullanılabileceği unutulmamalıdır (Edwall 2008). Bu Şekil 5.7 içindeki devre ile gösterilmektedir.

Burada amaç güç kazancını artırmak ve Z_L 'yi Z_S^* 'ye aktarmaktır. Uydurma ağ topolojisi bilinmiyor olsun. Ancak $Z_L > Z_S^*$ olduğu bilinmektedir ve bu nedenle aşağı doğru empedans dönüştürücü L-uydurma kullanılacaktır. Tek bir L-uydurma yeterli olmayabilir ve ilave paralel ve seri empedanslar hedef empedans elde edilene kadar kademeli olarak ilave edilebilir. Bu grafiksel olarak Şekil 5.8 içindeki Smith Abağında gösterilmektedir. Burada amaç normalleştirilmiş Z_L ve Z_S^* 'ye karşılık gelen noktalara bağlanan yolu bulmaktır (Gonzalez 1997).



Şekil 5.7 Uydurma devresi tasarımı için örnek bir devre. $Z_S = 25 - j15$ ve

$$Z_L = 100 - j15$$

İlk olarak Z_L ve Z_S^* sistem empedansı ile normalleştirilir. Bu bilinmiyorsa, yük ve kaynağa mümkün olduğu kadar yakın bir aralık içinde rastgele bir değer seçilir. Bu örnekte $Z_0 = 50 \Omega$ uygun olacaktır.

$$z_S^* = \frac{Z_S^*}{Z_0} = 0.5 + j0.3 \quad (5.9)$$

$$z_L = \frac{Z_L}{Z_0} = 2 + j0.5 \quad (5.10)$$

z_L ve z_S Smith Aşağı içine yerleştirilir ve sonra ilk eleman, paralel kondansatör göz önüne alınır. Bunun bir paralel eleman olması nedeniyle, bunun admitans değeri için dönüştürülmesi tercih edilir. Bu nedenle, z_L 'den 180 derece döndürülerek A ile gösterilen noktaya gelinir. Sonra sabit iletkenlik dairesinden saat yönünde hareket edilerek B noktası bulunur. Paralel kondansatör değeri bilinmiyor olması nedeniyle, A ile B arası eğri uzunluğu da bilinmemektedir. Ancak bu örnekte, seri iletken için yayın z_S^* gibi aynı sabit direnç dairesi üzerinde olması gerektiğinden, geometrik olarak B'nin bulunması mümkündür. Son olarak bir sonraki eleman seri içinde olması nedeniyle, empedans D noktasına geriye dönüştürülür ve buradan saat yönünde z_S^* 'ye gidilir.

A yayı boyu ($b = 0,78$) normalleştirilmiş C duyarlılığıdır; öte yandan z_S^* üzerinden D yayı boyu ($x = 1,2$) normalleştirilmiş L reaktansdır. Son olarak bunların değerleri 60 MHz belirtilen çalışma frekansı için hesaplanır (Gonzalez 1997).

$$B = bY_o = \omega C \rightarrow C = \frac{B}{2\pi f} = 41.4 \text{ pF} \quad (5.11)$$

$$X = xZ_o = \omega L \rightarrow L = \frac{X}{2\pi f} = 159.9 \text{ nH} \quad (5.12)$$

5.4 Gürültü Optimizasyonu

Optimum gürültü için uydurma optimum kazanç, doğrusallık veya çıkış uydurma ile bire bir örtüşmediğinden, burada amaç genellikle uygun bir ara çözüm bulmaktır. Ancak LNA'nın özellikle ilk önce düşük gürültü için optimizasyonu amacıyla, LNA-2 portu içindeki gürültü ifadesi ele alınır.

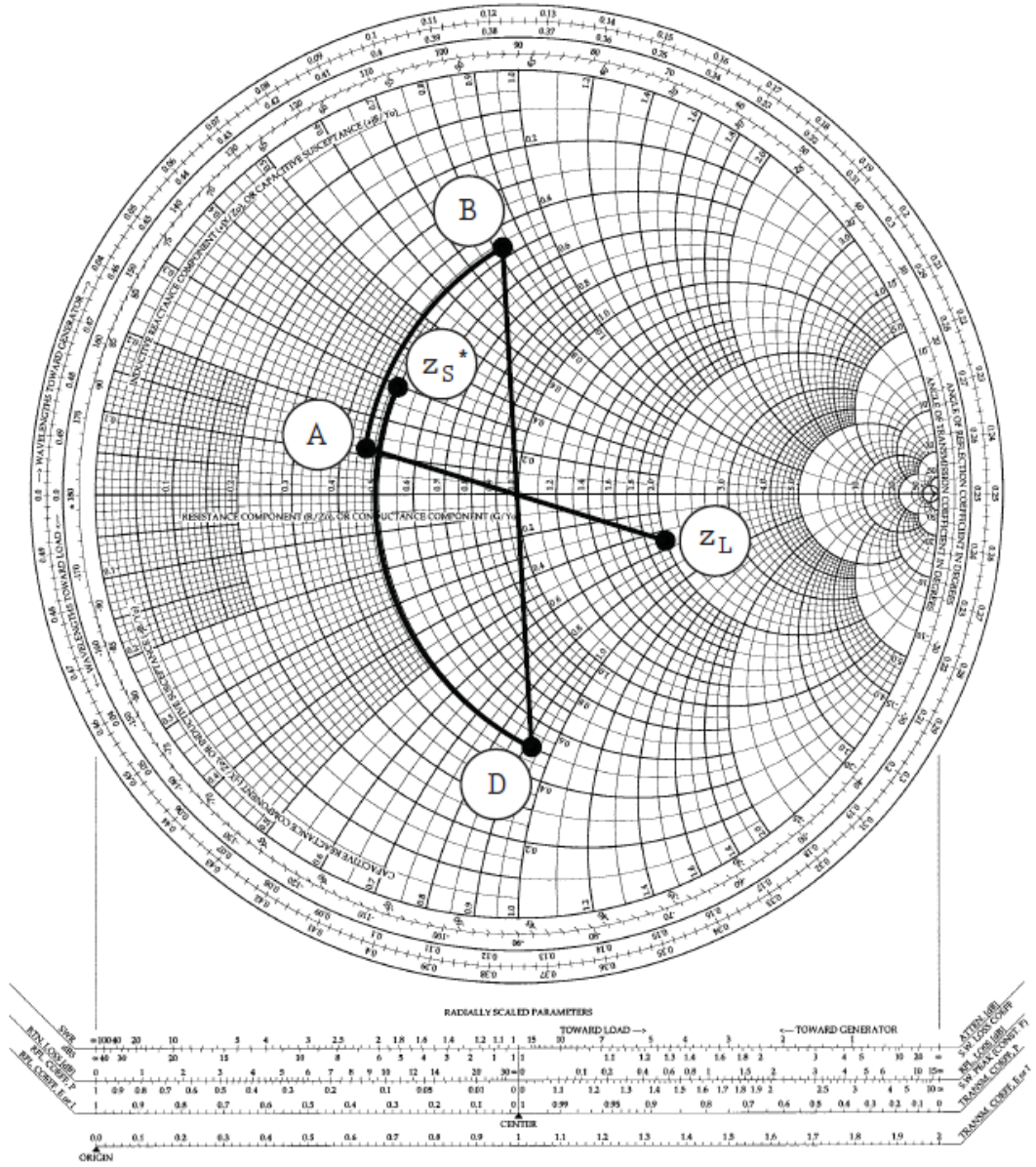
$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} \left[(G_s - G_{\text{opt}})^2 - (B_s - B_{\text{opt}})^2 \right] \quad (5.13)$$

Burada F_{\min} minimum gürültü faktörü, R_n gürültü direnci, G_s kaynak iletkenliği, B_s kaynak duyarlılığı, G_{opt} optimum iletkenlik ve B_{opt} optimum duyarlılıktır. Bu durumda LNA için minimum gürültü için kaynak admitans değeri veya empedans eşdeğerinin $G_{\text{opt}} + jB_{\text{opt}}$ olacağı anlaşılır.

Eş zamanlı gürültü ve giriş uydurma işlemi için Γ_{IN}^* (en iyi kazanç ve giriş uydurmayı verir) Smith Abağı içinde grafiksel olarak Γ_{opt} yakınlarına kaydırılmalıdır (minimum gürültü sağlar). Pratikte bu endüktif kaynak bozulması veya seri geri besleme ile yapılır (Edwall 2008).

The Complete Smith Chart

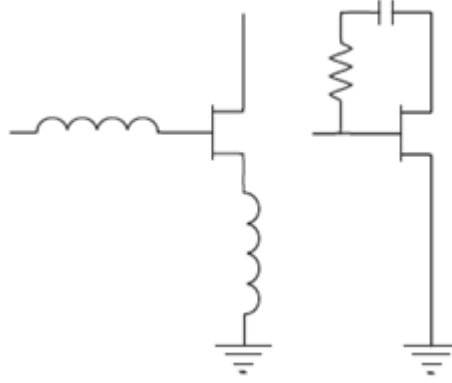
Black Magic Design



Şekil 5.8 Uydurma devresi tasarımı için örnek devrenin Smith Aşağıda gösterimi.

5.5 Düşük Gürültülü Kuvvetlendirici Topolojileri

LNA özellikleri aktif cihazlar ve çevresindeki eşleşen ağlar ile belirlenmekle kalmaz, aynı zamanda onun topolojisi de söz konusu olur.



Şekil 5.9 Sol: Darbant LNA'nın endüktif kaynak ile dejenerasyonu, sağ: Ortak kaynaklı LNA için paralel geribeslemesi

Şekil 5.9 ile buna bazı yaygın örnekler verilmektedir. İlk olarak endüktif kaynak bozulma ve ilave serbestlik derecesi için bir geçit kapasitesi olan dar bant LNA verilmektedir. İkinci olarak kararlılık amaçları ile paralel RC geri beslemeli bir yaygın kaynak LNA verilmektedir. Ortak kaynak yapılandırılmalı bir kademeli topoloji de göz önüne alınabilir ve bu eşlemeyi basitleştiren giriş çıkış yalıtımını iyileştirir. Bu aynı zamanda kazancı da iyileştirirse de, bu topolojinin olumsuz yanı, gürültü randımanının düşük olmasıdır (Gonzalez 1997).

5.6 Γ_S ve Γ_L 'in Belirlenmesi

Hedef teknik parametreler belirlendikten sonra, aktif cihaz (transistor) ve onun çalışma noktası seçilir, LNA tasarlanır ve sonra Şekil 5.10 ile verildiği gibi, kaynak kararlılığı, sabit gürültü ve sabit kazanç daireleri çizilir. Gerekli daire eşitlikleri aşağıda verilmektedir.

2 - kapılı kuvvetlendirici içinde gürültü eşitlikleri normalleştirilmiş gürültü direnci ve kaynak admitans değeri ile ifadesinde,

$$F = F_{min} + \frac{r_n}{g_s} |y_s - y_{opt}|^2 \quad (5.14)$$

y_s ve y_{opt} 'un yansıma katsayıları ile ifade edildiğinde bu eşitlikler,

$$y_s = \frac{1 - \Gamma_s}{1 + \Gamma_s} \quad (5.15)$$

$$y_{opt} = \frac{1 - \Gamma_{opt}}{1 + \Gamma_{opt}} \quad (5.16)$$

Sonuç olarak aşağıdaki eşitlik elde edilir,

$$F = F_{min} + \frac{4r_n |\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (5.17)$$

Bu eşitlikten anlaşılacağı gibi, gürültü değeri Γ_s değişkenine bağlıdır ve görüntü parametreleri için üç değişken bilinmektedir F_{min} , r_n ve Γ_{opt} . Bu değişkenler transistor imalatçı firma tarafından belirtilir, ama deneysel olarak da bulunabilir.

Belli bir gürültü değeri F_i için bu değer aşağıda verilmektedir,

$$\left| \Gamma_s - \frac{\Gamma_{opt}}{1 + N_i} \right|^2 = \frac{N_i^2 + N_i (1 - |\Gamma_{opt}|^2)}{(1 + N_i)^2} \quad (5.18)$$

Daire merkez noktası,

$$C_{F_i} = \frac{\Gamma_{opt}}{1 + N_i} \quad (5.19)$$

Ve yarıçap,

$$r_{F_i} = \frac{1}{1 + N_i} \sqrt{N_i^2 + N_i (1 - |\Gamma_{opt}|^2)} \quad (5.20)$$

Sabit mevcut kazanç daireleri için elde edilen ifade,

$$G_A = |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{\left(1 - \left| \frac{S_{22} - \Delta \Gamma_s}{1 - S_{11} \Gamma_s} \right|^2\right) |1 - S_{11} \Gamma_s|^2} = |S_{21}|^2 g_a \quad (5.21)$$

Daire merkez noktası,

$$C_a = \frac{g_a C_1^*}{1 + g_a (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (5.22)$$

Burada,

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (5.23)$$

Daire yarıçapı,

$$r_a = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_a + |S_{12}S_{21}|^2g_a^2}}{|1 + g_a(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (5.24)$$

Sonuç olarak çıkış ve giriş kararlılık daireleri aşağıdaki eşitlikler ile çizilebilir,

$$\left| \Gamma_L - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|, |\Gamma_{IN}| = 1 \quad (5.25)$$

$$\left| \Gamma_L - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|, |\Gamma_{OUT}| = 1 \quad (5.26)$$

Daire merkezi ve yarıçapı,

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (5.27)$$

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (5.28)$$

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (5.29)$$

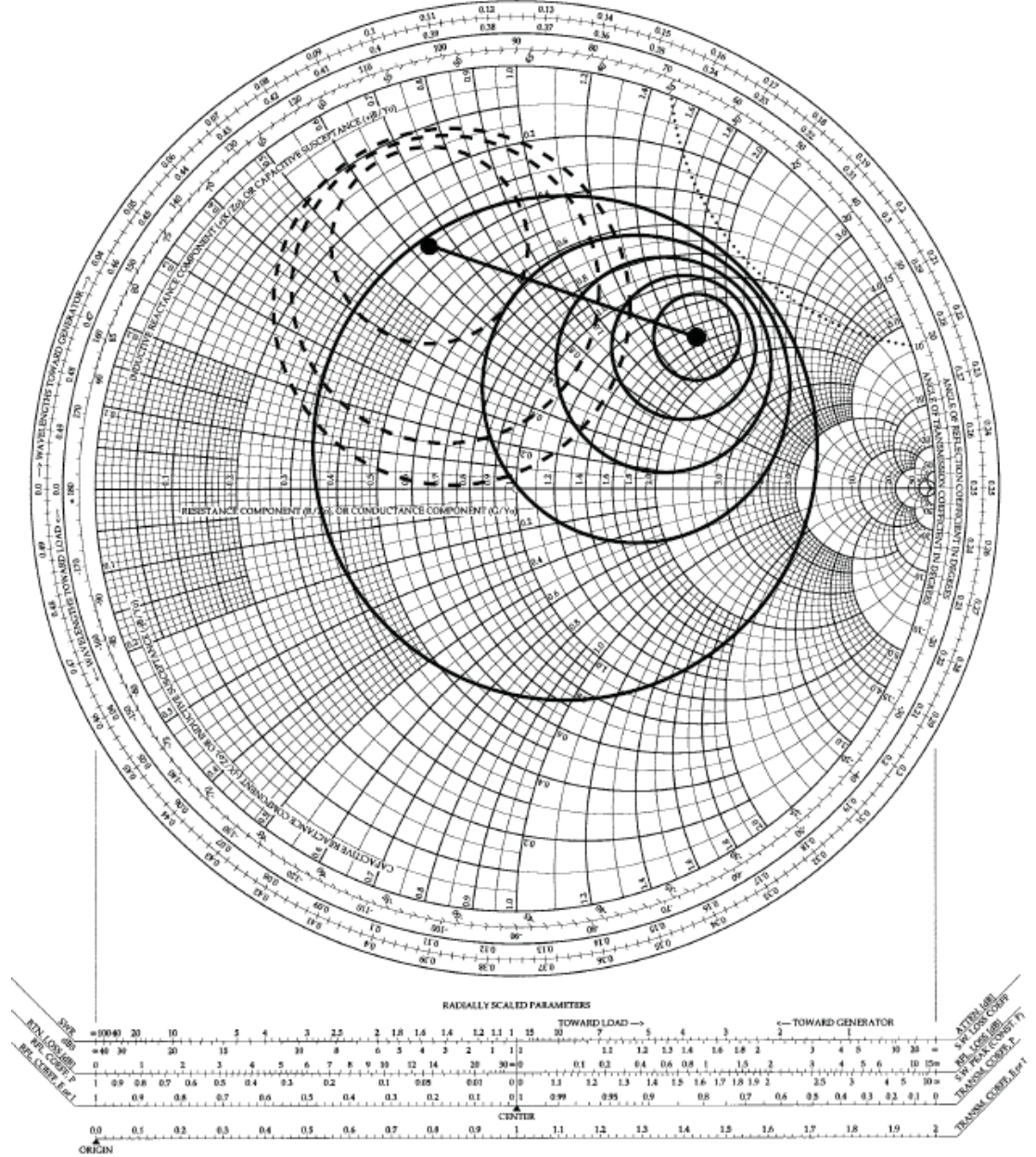
$$r_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (5.30)$$

Örnek olarak çizilmiş Şekil 5.10 ile minimum gürültü ve mevcut kazanç için optimum Γ_S oluşturulmuş sabit gürültü ve basit mevcut kazanç dairelerinin birbirleri ile çakışmamakta olduğu görülebilmektedir. Bu nedendir ki, eşzamanlı optimum eşleme elde etmek imkânsızdır. Ancak gürültü randımanı üzerinde önemli bir etki oluşturmaksızın endüktif kaynak bozulması ile mevcut kazanç için Γ_S kaydırma söz konusu olabilir. Yaygın olarak kullanılan bu dar bant LNA tekniği LNA girişi içinde yer alan Γ_S seçimi ve tasarımı sırasında gürültü ve mevcut kazanç arasında bir ara yol bulma zorunluluğunu önemli ölçüde azaltır. Doğal olarak giriş koşulsuz kararlılık istendiğinde, Γ_S için Smith Abağı kararlı bölgesi içinde kalınmalıdır.

Γ_S seçildiğinde, işlemler LNA çıkış yansıma katsayısı (Γ_{out}) belirlenmesi ve bundan sonra yük kararlılık dairelerin çizilmesi ile devam ettirilir. Eğer Γ_{out} kararlı bölge içinde yer alıyorsa, Γ_L değeri karmaşık bileşen eşleme çıktısı için Γ_{out} yapılıır. Bu söz konusu olamıyorsa, kararlı bölge içinde makul olarak en yüksek dönüştürücü

kazancına yol açacak biçimde kazanç daireleri çizilerek bir Γ_L değeri belirlenir (Pozar 2000).

The Complete Smith Chart Black Magic Design



Şekil 5.10 Smith Abağında gürültü daireleri (koyu) mevcut kazanç daireleri (tire) ve giriş kararlılık daireleri (nokta) gösterimi.

6. İLETİM HATLARI

6.1 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. Devre analizi ile iletim hat teorisi karşılaştırıldığında en önemli fark elektriksel boyda karşımıza çıkar. Devre analizinde, devre boyutları, elektiriksel işaretin dalga boyu yanında çok küçük iken iletim hatları boyut olarak dalga boyu ile karşılaştırılabilir mertebededir. Bu da karşımıza yeni bir devre tipi çıkarır. İletim hatları, dağılmış parametrelidir ve bu devrelerde gerilim akımın genlik ve fazı devre boyunca değişir (Demirel 2006).

6.1.1 Bir İletim Hattının Toplu Parametrelidir Devre Eşdeğeri

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 parametrelidir olarak adlandırılır. Şekilde şematik olarak bir iletim hattı ve ona ait toplu parametrelidir 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 parametrelidir eşdeğer devre modeli Şekil 9.2'deki gibi olur. Burada R, G, L, C birim uzunluktaki eşdeğer devre elemanlarıdır ve

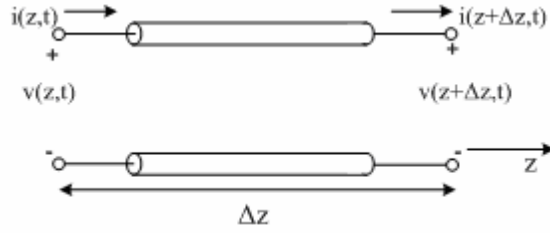
R : her iki iletken için birim uzunluğun seri direnci (Ω/m)

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

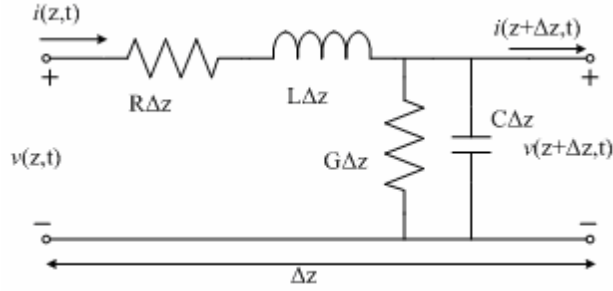
G : birim uzunluğun şönt iletkenliği (S/m)

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 (Collins 1992).



Şekil 6.1 İletim hattı boyunca uzunlukla değişen gerilim ve akım tanımlamaları.



Şekil 6.2 Δz uzunluğundaki iletim hattının toplu parametrelili devre eşdeğeri.

Şekil 6.2 'deki eşdeğer devrede Kirchhoff' un gerilim kanunundan

$$v(z, t) - i(z, t)R\Delta z - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (6.1)$$

denklemini elde edilir. Aynı şekilde devreye Kirchhoff' un akım kanununu uygulayalım,

$$i(z, t) - v(z + \Delta z, t)G\Delta z - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (6.2)$$

denklemini elde edilir. İlk denklemini tekrar düzenleyelim,

$$v(z, t) - v(z + \Delta z, t) = i(z, t)R\Delta z + L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (6.3)$$

her iki tarafı $-\Delta z$ 'e bölelim ve $\Delta z \rightarrow 0$ limit alalım.

$$\lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{v(z + \Delta z, t) - v(z, t)}{\Delta z} = -\lim_{\Delta z \rightarrow 0} \left[i(z, t)R + L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \right] \quad (6.4)$$

eşitliğin sağ tarafı Δz 'ye bağlı olmadığından limitten dışarı çıkar. Eşitliğin sol tarafı türev tanımıdır. Buna göre,

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial t} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (6.5)$$

diferansiyel denkleminde ulaşılır. Aynı işlemler ikinci eşitlik üzerinde yapılsa,

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial t} = -Gv(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (6.6)$$

denkleminde ulaşılır. Bu iki denklem, zaman uzanımında iletim hat denklemleri adını alır. Sinüsoidal sürekli hal durumu için gerilim ve akım büyüklükleri için fazörleri kullanılırsa bu iki diferansiyel denklem,

$$\frac{\partial V(z)}{\partial z} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (6.7)$$

$$\frac{\partial I(z)}{\partial z} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (6.8)$$

halini alır (Collins 1992).

6.1.2 İletim Hattında Dalga Yayınımı

Yukarıda verilen diferansiyel denklemlerden ilkinini göz önüne alalım. Bu denklemin her iki tarafının z 'ye göre türevini alalım.

$$\frac{\partial^2 V(z)}{\partial z^2} = -(R + j\omega L) \frac{\partial I(z)}{\partial z} \quad (6.9)$$

Bu denklemde $\partial I(z)/\partial z$ yerine ikinci denklemi koyalım.

$$\frac{\partial^2 V(z)}{\partial z^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)V(z) \quad (6.10)$$

elde edilir. $\gamma^2 = (R + j\omega L)(G + j\omega C)$ olmak üzere,

$$\frac{\partial^2 V(z)}{\partial z^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \quad (6.11)$$

denklemini elde edilir. Aynı işlemler ikinci diferansiyel denklem içinde yapılırsa,

$$\frac{\partial^2 I(z)}{\partial z^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \quad (6.12)$$

elde edilir.

Burada,

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (6.13)$$

Kompleks yayılma sabiti adını alır. α zayıflatma sabiti, β faz sabitidir.

Bu iki, ikinci dereceden diferansiyel denklemin yürüyen dalga çözümleri,

$$V(z) = V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z} \quad (6.14)$$

$$I(z) = I_o^+ e^{-\gamma z} + I_o^- e^{\gamma z} \quad (6.15)$$

Şeklinde olur. Burada V_o^+ ve I_o^+ , +z yönünde ilerleyen gerilim ve akım genlikleridir. V_o^- ve I_o^- , -z yönünde ilerleyen gerilim ve akım genlikleridir. V_o^+ ile I_o^+ ve V_o^- ile I_o^- arasındaki ilişkiyi çıkarabilmek için $V(z)$ 'i ilgili iletim hattında yerine koyarsak,

$$\frac{\partial}{\partial z} [V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z}] = -(R + j\omega L)I(z) \quad (6.16)$$

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} (V_o^+ e^{-\gamma z} - V_o^- e^{\gamma z}) \quad (6.17)$$

halini alır.

Akıma ait iki çözüm karşılaştırılırsa, hattın karakteristik empedansı,

$$Z_o = \frac{\gamma}{R + j\omega L} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (6.18)$$

elde edilir. Buna göre,

$$\frac{V_o^+}{I_o^+} = Z_o = -\frac{V_o^-}{I_o^-} \quad (6.19)$$

Bu durumda akım tekrar yazılırsa,

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_o} e^{-\gamma z} - \frac{V_o^-}{Z_o} e^{\gamma z} \quad (6.20)$$

elde edilir.

İletim hattında yayılan işaretin dalga boyu $\lambda = 2\pi/\beta$ ve işaretin faz hızı

$\vartheta_p = \omega/\beta = \lambda f$ ile hesaplanır (Demirel 2006).

6.1.3 Kayıpsız İletim Hatları

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

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = j\omega\sqrt{LC} \quad (6.21)$$

Kayıpsız iletim hattının karakteristik empedansı,

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6.22)$$

Gerilim ve akım çözümleri,

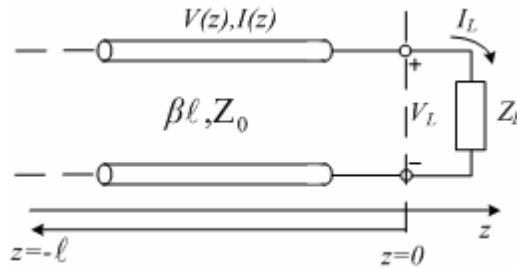
$$V(z) = V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z} \quad (6.23)$$

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_o} e^{-\gamma z} - \frac{V_o^-}{Z_o} e^{\gamma z} \quad (6.24)$$

Olur. Ayrıca iletim hattında yayılan dalganın dalga boyu, $\lambda = 2\pi/\beta = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}}$ ve fazı

$\vartheta_p = \omega/\beta = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ olarak tanımlanır (Pozar 2000).

6.1.4 Karmaşık Yük Empedansı İle Sonlandırılmış Kayıpsız İletim Hattı



Şekil 6.3 Kayıpsız iletim hattının Z_L yük empedansı ile sonlandırılması.

Şekildeki gibi, sonu keyfi bir Z_L yük empedansı ile sonlandırılmış kayıpsız iletim hattını göz önüne alalım. Hattın karakteristik empedansı Z_o ve faz sabiti β olsun.

Eğer $Z_L \neq Z_o$ ise yükten bir yansıma meydana gelecektir. Bu durumda hat üzerinde gerilim ifadesi,

$$V(z) = V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z} \quad (6.25)$$

ve benzer şekilde akım ifadesi,

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_o} e^{-\gamma z} - \frac{V_o^-}{Z_o} e^{\gamma z} \quad (6.26)$$

olur. $z = 0$ konumunda V_L gerilimi ve I_L akımı mevcuttur. Yük empedansı ,

$$Z_L = \frac{V_L}{I_L} \quad (6.27)$$

formunda tanımlanır. V_L ve I_L değerleri ,

$$V_L = V(0) = V_o^+ + V_o^- \quad (6.28)$$

$$I_L = I(0) = \frac{V_o^+ - V_o^-}{Z_o} \quad (6.29)$$

olduğuna göre yük empedansı,

$$Z_L = \frac{V_L}{I_L} = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_o^+ + V_o^-}{V_o^+ - V_o^-} Z_o \quad (6.30)$$

olur. Yükte meydana gelen yansıma, yansıma katsayısı adı verilen büyüklükle temsil edilir. Yansıma katsayısı, yansıyan dalga genliğinin gelen dalga genliğine oranıdır.

$$\Gamma = \frac{V_o^-}{V_o^+} = |\Gamma| e^{j\theta} \quad (6.31)$$

Z_L 'ye ait ifade yeniden düzenlenirse, yansıma katsayısı,

$$\Gamma = \frac{V_o^-}{V_o^+} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (6.32)$$

Olarak ifade edilir. İletim hatlarında bazen normalize empedans kavramı karşımıza çıkar. Normalize empedans, empedans hat karakteristik empedansına bölünmesiyle elde edilir. Normalize yük empedansı $\bar{Z}_L = Z_L/Z_o$ dır ve normalize yük empedansına bağlı olarak yansıma katsayısı,

$$\Gamma = \frac{\bar{Z}_L - 1}{\bar{Z}_L + 1} \quad (6.33)$$

olarak ifade edilir.

İletim hattı üzerinde akım ve gerilim ifadeleri,

$$V(z) = V_o^+ [e^{-\gamma z} + \Gamma e^{\gamma z}] \quad (6.34)$$

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_o} [e^{-\gamma z} - \Gamma e^{\gamma z}] \quad (6.35)$$

olarak tekrar yazılabilir. Bu eşitliklerden görüldüğü gibi, hat üzerindeki toplam gerilim ve akım, gelen ve yansıyan dalgaların süperpozisyonundan oluşur. Bu dalgalara durağan dalgalar adı verilir.

Hat üzerinden akan ortalama güç,

$$P_{av} = \frac{1}{2} \frac{|V_o^+|^2}{Z_o} [1 - |\Gamma|^2] \quad (6.36)$$

olarak elde edilir. Hat üzerinde ilerleyen (gelen) dalganın gücü, $P_o = \frac{1}{2} \frac{|V_o^+|^2}{Z_o}$ olmak üzere,

$$P_{av} = P_o [1 - |\Gamma|^2] \quad (6.37)$$

olur.

Hat üzerindeki yansıma ile ilgili diğer bir büyüklük yansıma kaybıdır.

$$RL = -20 \log |\Gamma| [dB] \quad (6.38)$$

Empedans uyumsuzluğu, hattın karakteristik empedansı ile yük empedansı arasındaki uyumsuzluğu temsil eder. Yansıma katsayısı $\Gamma = 0$ olduğunda, yansıma yoktur, empedansı uyumu sağlanmış olur. Empedans uyumsuzluğunu temsil eden bir diğer büyüklük duran dalga genliğidir. $\Gamma = 0$ olduğunda duran dalga genliği sabit olur. Empedans uyumsuzluğu arttıkça duran dalga genliğinde dalgalanma artar. Gerilim duran dalga genliği,

$$|V(z)| = |V_o^+| |e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}| \quad (6.39)$$

$$|V(z)| = |V_o^+| |1 + \Gamma e^{j2\beta z}| \quad (6.40)$$

olur. $z = -l$ düzleminde yansıma katsayısı $\Gamma = |\Gamma| e^{j\theta_l}$ olmak üzere

$$|V(-l)| = |V_o^+| |1 + |\Gamma| e^{-j(2\beta z - \theta_l)}| \quad (6.41)$$

olur. $e^{-j(2\beta z - \theta_l)} = 1$ olduğunda duran dalganın maksimum değeri elde edilir.

$$V_{max} = |V_o^+| [1 + |\Gamma|] \quad (6.42)$$

Olur. $e^{-j(2\beta z - \theta_l)} = -1$ olduğunda duran dalganın minimum genlik değeri elde edilir.

$$V_{min} = |V_o^+| [1 - |\Gamma|] \quad (6.43)$$

Bu ifadelerden de görüldüğü gibi, $|\Gamma|$ arttıkça V_{max} artar ve V_{min} azalır.

Yani duran dalga genliğindeki dalgalanma artar. Dolayısıyla V_{max} 'ın V_{min} 'e oranı olarak tanımlanan duran dalga oranı empedans uyumsuzluğunu gösteren bir diğer parametre olarak karşımıza çıkar.

Gerilim duran dalga oranı (VSWR),

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (6.44)$$

olarak ifade edilir. VSWR, reel bir sayıdır ve $1 \leq VSWR \leq \infty$ aralığında değişir.

VSWR =1 olduğunda empedans uygunluğu sağlanmış olur.

İletim hattı aslında bir faz kaydırıcı gibi davranır. $z = 0$ 'da gerilim V_o^+ ise $z = -l$ 'de gerilim $V_o^+ e^{j\beta l}$ olur. Bu özelliği kullanarak yansıma katsayısını tanımlarsak,

$$\Gamma(l) = \frac{V_o^- e^{-j\beta l}}{V_o^+ e^{j\beta l}} = \Gamma(0) e^{-j2\beta l} \quad (6.45)$$

elde edilir (Collins 1992).

6.1.5 Uygun Empedans İle Sonlandırma

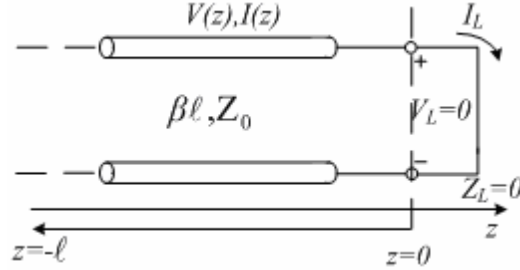
$Z_L = Z_0$ olduğunda hat uygun empedans ile sonlandırılmış olur. Bu durumda $\Gamma = 0$ $VSWR = 1$ olur. Hat üzerinde empedans,

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} = Z_0 \quad (6.46)$$

olur. İletim hattı uygun empedans ile yani karakteristik empedansı ile sonlandırıldığında yansıma meydana gelmeyecektir. Hattın her noktasında empedans Z_0 olacak ve hat sonsuz uzunmuş gibi bir etki gerçekleşecektir. Aynı şekilde sonsuz uzun bir hattın girişinden görülen empedans karakteristik empedans olacaktır (Collins 1992).

6.1.6 Sonu Kısa Devre İletim Hattı

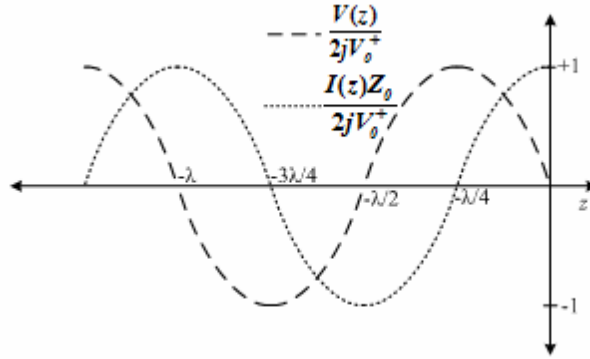
Kayıpsız bir hattın sonu kısa devre edildiğinde, yükteki yansınma katsayısı $\Gamma = -1$ dir. $VSWR = \infty$ olur, hattın giriş empedansı,



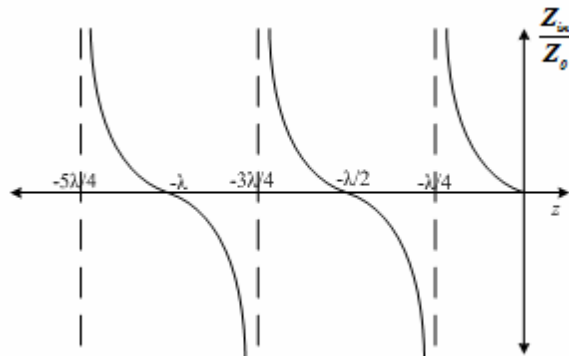
Şekil 6.4 Kayıpsız iletim hattının kısa devre ile sonlandırılması.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{0 + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + j0 \tan \beta l} = jZ_0 \tan \beta l \quad (6.47)$$

olur. Giriş empedansı l uzunluğuna bağlı olarak, endüktif veya kapasitif olur.



(a)

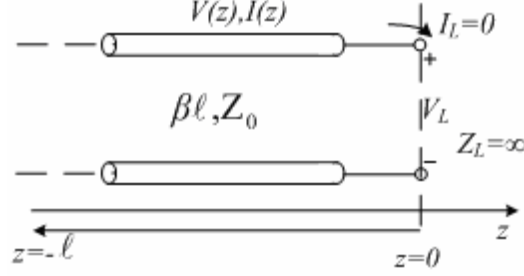


(b)

Şekil 6.5 Sonu kısa devre kayıpsız iletim hattının uzunluğuna bağlı (a) akım-gerilim (b) giriş empedansı değişimi.

6.1.7 Sonu Açık Devre İletim Hattı

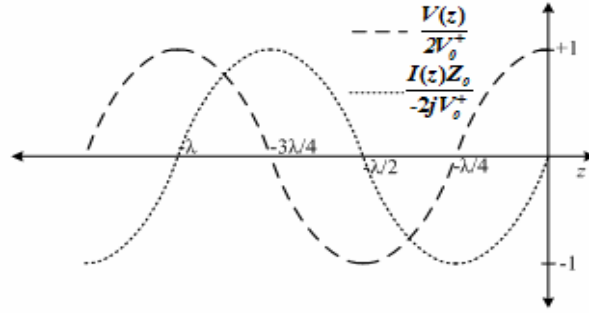
Sonu açık devre olan iletim hattında yükteki yansıma katsayısı $\Gamma = 1$ dir. $VSWR = \infty$ olur. Açık devrenin empedansı $Z_L = \infty$ olmak üzere giriş empedansı,



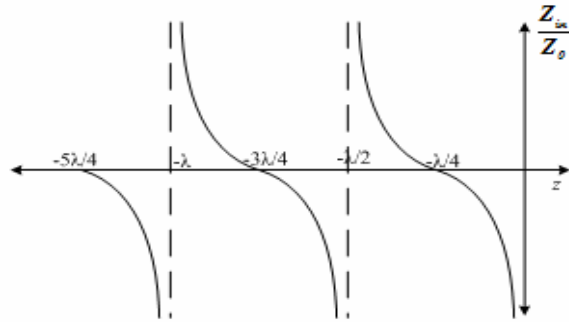
Şekil 6.6 Sonu açık devre kayıpsız iletim hattı.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} = -jZ_0 \cot \beta l \quad (6.48)$$

elde edilir.



(a)



(b)

Şekil 6.7 Sonu açık devre kayıpsız iletim hattının uzunluğuna bağlı (a) akım-gerilim (b) giriş empedansı değişimi.

6.2 Empedans Uydurma

Empedans uydurma RF/mikrodalga devre tasarımında, 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:

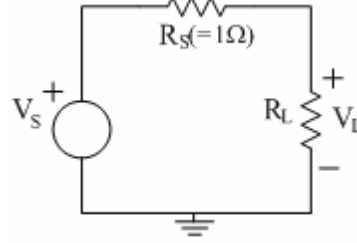
- Sürülen devreye ya da yüke maksimum güç aktarımı sağlar
- Güç dağıtım devrelerinde genlik ve faz hatalarını azaltır
- Duyarlılığı yüksek devre elemanları (anten, düşük gürültülü kuvvetlendirici) için işaret-gürültü gücü oranını iyileştirir

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 (Demirel 2006).

6.3 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 6.8 Temel kaynak yük bağlantısı.

Şekil 6.8’deki devrede; maksimum güç transferinin $R_s=R_L$ durumunda gerçekleştiğini ispat etmek için şu formül yazılabilir. Gerilim bölme kuralından:

$$V_L = \frac{R_L}{R_L + R_s} V_s \quad (6.49)$$

örnek olarak $V_s = 1V$ ve $R_s = 1\Omega$ başlangıç değerleri alınarak;

$$V_L = \frac{R_L}{R_L + 1} \quad (6.50)$$

yazılabilir. Böylece R_L üzerine aktarılan güç:

$$P_L = \frac{V_L^2}{R_L} = \frac{\left(\frac{R_L}{R_L + 1}\right)^2}{R_L} = \frac{R_L}{(R_L + 1)^2} \quad (6.51)$$

bulunur.

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.

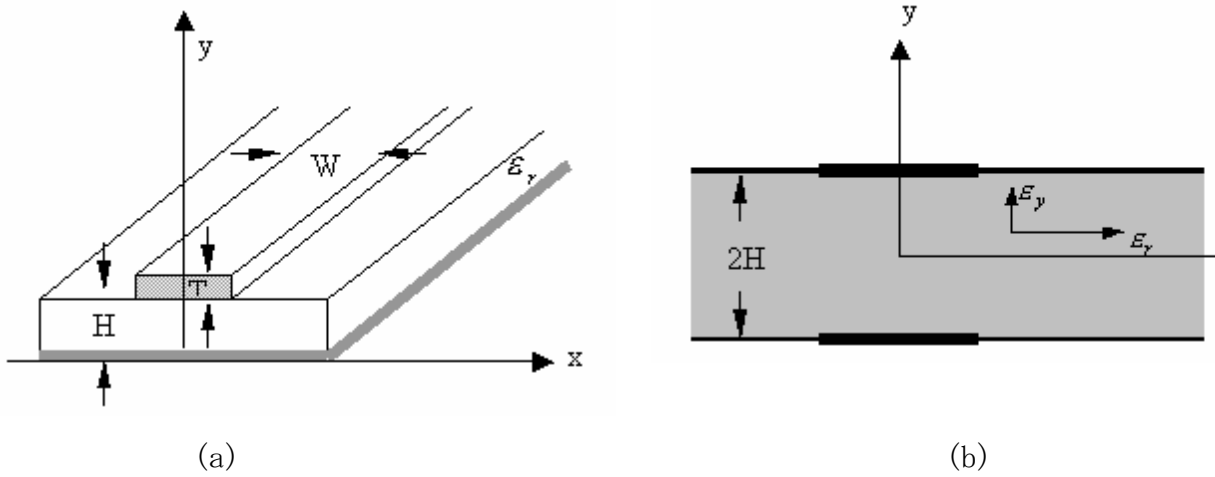
$$Z_L = Z_{TH}^* \quad (6.52)$$

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:

$$Z_{TH} = Z_o \frac{Z_s + jZ_o \tan \beta d}{Z_o + jZ_s \tan \beta d} \quad (6.53)$$

6.4 Düzlemsel İletim Hatları

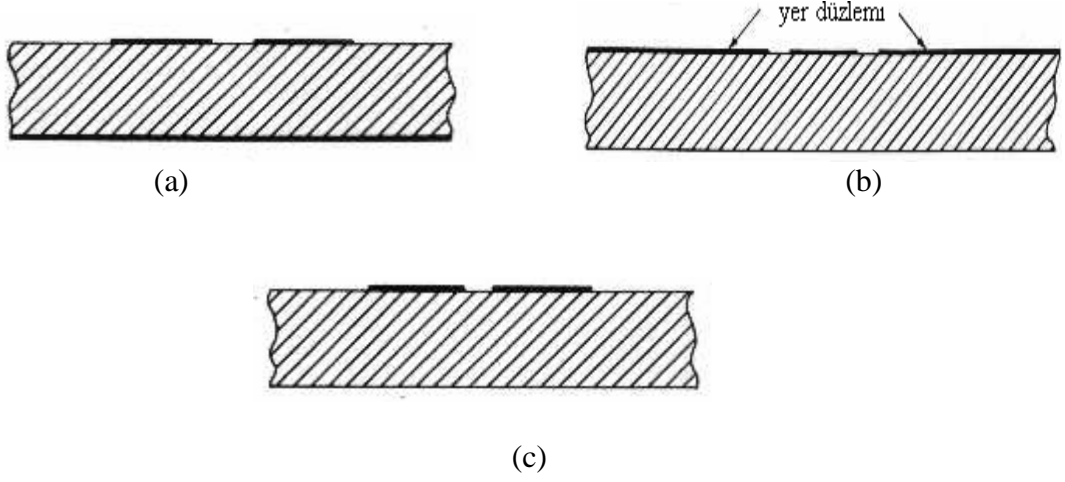
Düzlemsel iletim hattı, iletken metal şeridin bütünüyle paralel düzlem içinde kaldığı iletim hattıdır. En çok kullanılan yapısı, bir veya daha fazla paralel metal şeridin iletken yer düzlemine bağlı taban maddesi üzerine yerleştirilmesi ile elde edilir. Düzlemsel iletim hatlarının en çok kullanılan türü Şekil 6.9 (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 6.9 (b) ile eşdeğer olduğu belirlenebilir.



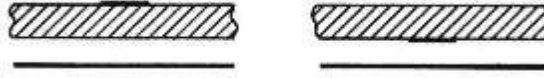
Şekil 6.9 (a) Bir mikroşerit hat geometrisi, (b) İmaj teorisine göre mikroşerit hattın paralel şerit hat eşdeğeri.

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

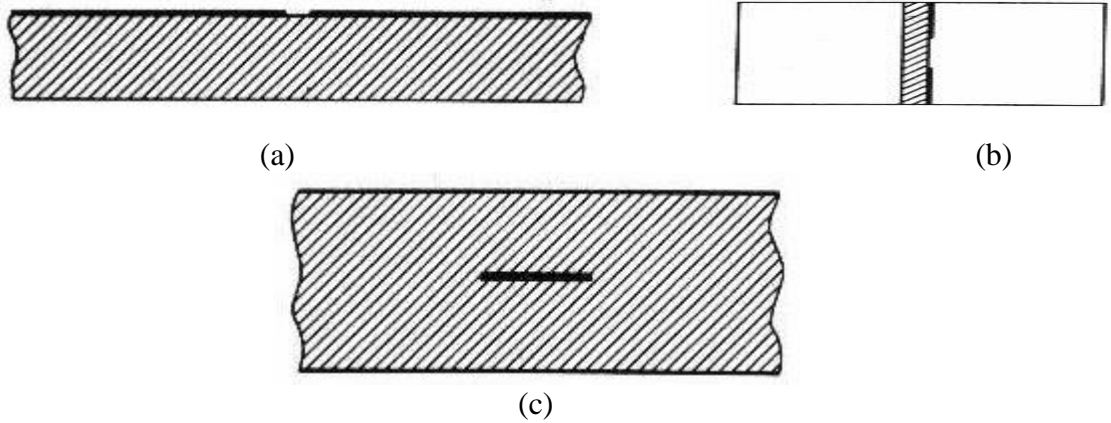
edilebilir. Mikroşerit hatta ek olarak, farklı amaçlar için kullanılan pek çok düzlemsel iletim hattı yapısı mevcuttur. Bu iletim hatlarından bazıları Şekil 6.10 – 6.12’de gösterilmiştir. Şekil 6.10 (a)’da gösterilen kuplajlı mikroşerit hat birbirinden farklı iki yayılım modu sağlar. Çift yayılım modu, iki şerit üzerinde aynı akım ve gerilimin olmasını sağlarken, tek yayılım modu iki şerit üzerinde zıt gerilim ve akımın olmasını sağlar.



Şekil 6.10 (a) Kuplajlı mikroşerit hat, (b) Eş düzlemlü iletim hattı, (c) Eş düzlemlü şerit hat.



Şekil 6.11 Asılı ve ters asılı mikroşerit hat(Collins, 1992).



Şekil 6.12 (a) Yarık hat, (b) Ekranlanmış yarık hat, (c) Şerit hat(Collins, 1992).

Şekil 6.10 (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 kolaylıktadır. Şekil 6.10 (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 6.11' 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 6.12 (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 6.12 (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 transistor, kapasite, direnç gibi ayrı elemanların bir yere lehimlendiği entegre mikrodalga devrelerini tanımlamak için kullanılır.

Düzlemsel iletim 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 iletim hattı devresine monte edildiğinde, aktif elemanın oluşturduğu ısının bir kısmı taban maddesi üzerinden toprağa iletir. Mikrodalga devrelerinde metal ısı azalmasını kullanmak, bu büyük metal yapıların elektromagnetik alanlarının istenmeyen bir biçimde etkilenmesi sebebi ile zordur. Sonuç olarak güç yükselteci 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.

Tablo 6.1’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)

Tablo 6.1 Madde Özellikleri

Madde	ϵ_r	ϵ_y	Tanjant Kaybı	Isı İletkenlik	işlenebilme
PTFE/woven cam	2.84	2.45	0.001-0.002	düşük	iyi
PTFE/micro Fiberglass	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	5.2	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

6.5 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 yarı-TEM modudur. Gigahertz 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 yarı-statik çözümlerle bağlantılı olmasıdır.

Mikroşerit iletim hattının skaler ve vektörel potansiyelleri kullanılarak elde edilmiş eşitliklerden, alçak frekanslarda yarı-TEM modu yayılımını açıklayan basite indirgenmiş denklemler elde edilebilir. Alçak frekans terimi göreceli bir terimdir ve mikroşerit hattın yarı-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.

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

$$C_a = \frac{2\pi\epsilon_o}{\ln\left(\frac{8H}{W} + \frac{W}{4H}\right)} \quad W/H \leq 1 \quad (6.54)$$

$$C_a = \epsilon_o \left[\frac{W}{H} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{H} + 1.444\right) \right] \quad W/H \geq 1 \quad (6.55)$$

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.

$$W_e = W + 0.398T \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{T} \right) \quad W/H \leq \frac{1}{2\pi} \quad (6.56)$$

$$W_e = W + 0.398T \left(1 + \ln \frac{2\pi}{T} \right) \quad W/H > \frac{1}{2\pi} \quad (6.57)$$

Yukarıdaki ifadeler izotropik veya anizotropik taban maddesine sahip mikroşerit hattın kapasitansını hesaplamak için kullanılır. Hattın efektif dielektrik sabiti ϵ_{eff} , (6.58) numaralı denklem ile verilebilir. Karakteristik empedans ise (6.59)' de yer almaktadır.

Efektif dielektrik sabitini elde etmek amacı ile elde edilen formüller yapılan çalışmalar sonucunda basite indirgenmiştir.(6.58)'de tam çözümlere %1'den daha küçük hata ile yaklaşan çözümü yer almaktadır.

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(\frac{12H}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} + F(\varepsilon_r, H) - 0.217(\varepsilon_r - 1) \frac{T}{\sqrt{WH}} \quad (6.58)$$

$$Z_c = \frac{\sqrt{\varepsilon_{eff}} \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}}{C} \quad (6.59)$$

burada,

$$F(\varepsilon_r, H) = 0.02(\varepsilon_r - 1) \left(1 - \frac{W}{H} \right)^2, \quad \frac{W}{H} \leq 1 \quad (6.60)$$

$$0 \quad \frac{W}{H} > 1 \quad (6.61)$$

(6.61) no' lu denklemdeki son terim şerit kalınlığı T' nin etkisini gösterir (Pozar 2000).

6.5.1 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:

$$\alpha_c = \frac{R}{2Z_c} \quad \alpha_d = \frac{G}{2Y_c} \quad (6.62)$$

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

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

6.5.2 Dielektrik Kayıpları Dolayısı ile Oluşan Zayıflatma

Dielektrik kayıpları, dielektrik sabiti ε kompleks olduğunda oluşur (Eşitlik 6.64). Tanjant kaybı;

$$\tan \delta_1 = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \approx \delta_1 \quad (6.63)$$

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (6.64)$$

Dielektrik kaybindan dolayı oluşan zayıflatma sabiti;

$$\alpha_d = \frac{GZ_c}{2} = \frac{\pi}{\lambda_0} \frac{\epsilon_g}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{\epsilon_{eff} - 1}{\epsilon_g - 1} \tan \delta_1 \quad (6.65)$$

olarak bulunur. (6.65) no'lu denklem elde edilirken $w\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ kullanılır. Örnek olarak; eğer $\epsilon_r = 9.7$, $\epsilon_{eff} = 6.55$ ve $\tan\delta_1 = 2.10^4$ ise $\alpha_d = 1,52 \cdot 10^{-3} N_p/dalgaboyu$ 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.

6.5.3 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.

$$\frac{R_1 W}{R_m} = LR \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{\pi^2} \ln \frac{4\pi W}{T} \right) \quad (6.66)$$

Kayıp oranı LR ,

$$LR \quad , \quad \frac{W}{H} \leq 0.5 \quad (6.67)$$

$$LR = 0.94 + 0.132 \frac{W}{H} - 0.0062 \left(\frac{W}{H} \right)^2 \quad 0.5 < \frac{W}{H} \leq 10 \quad (6.68)$$

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

$$W \frac{R_2}{R_m} = \frac{W/H}{W/H + 5.8 + 0.03 W/H} \quad 0.1 \leq \frac{W}{H} \leq 10 \quad (6.69)$$

Denklem (6.69)'de R_m deri etkisi olup, (6.70) no'lu denklem ile verilir.

$$R_m = (\omega\mu/\sigma)^{\frac{1}{2}} \quad (6.70)$$

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

$$\alpha_c = \frac{R_1 + R_2}{2Z_c} \quad (6.71)$$

Toplam zayıflatma;

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c \quad (6.72)$$

Yarı -TEM modunda magnetik alan ve buna bağlı olan iletken kayıpları, taban maddesine bağlı değildir.

6.5.4 İletkenlik Zayıflatması

Yarı -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.

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 (Demirel 2006).

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_e(0)}{1 + \left(\frac{f}{f_a}\right)^m} \quad (6.73)$$

$$Z_o(f) = Z_o \left(\frac{\varepsilon_e(0)}{\varepsilon_{eff}(f)} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\varepsilon_{eff}(f) - 1}{\varepsilon_e(0) - 1} \quad (6.74)$$

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

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

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

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

7. MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİ UYGULAMASI

Bu çalışmada, UHF bandında Mikrodalga transistörli kuvvetlendirici tasarlanmıştır. Tasarlanan bu kuvvetlendiricide 470 - 806 MHz UHF frekans aralığı göz önünde bulundurulmuştur. Bu frekans aralığında mikrodalga kuvvetlendiricisi olarak yapılan uygulamalar; pasif radar, sayısal TV alıcıları ve kablosuz haberleşme cihazlarıdır. UHF bandında kuvvetlendiricinin kararlı hale getirilememesi gibi zorlukları bulunmaktadır. Bunu da göz önünde bulundurarak yüksek özellikte bir tasarım gerçekleştirmeyi düşünmekteyiz. Bunun için ilk olarak;

- Kullanılacak transistör tipine karar verilir
- IMN (Giriş Katı uydurma devresi) Tasarımı yapılır,
- OMN (Çıkış Katı uydurma devresi) Tasarımı yapılır,
- Tasarımı koşulsuz kararlı hale getirmek için düzenlemeler yapılır,
- DC kutuplama devresi tasarlanır,
- Baskı devresi gerçekleştirilir.

Bu mikrodalga kuvvetlendiricisinin temel amacı girişine gelen sinyalin gücünü artırarak çıkışına iletmektir. Bu çalışma da kazancın 10 – 15 dB arasında olması hedeflenmiştir. Ayrıca 470 – 806 MHz çalışma bandında kuvvetlendiricinin olabildiğince doğrusal ve kararlı bir çalışma göstermesi amaçlanmıştır.

10 – 15 dB kazanç için tek katlı bir tasarım yapılmıştır. Tasarım sırasında öncelikle hangi transistörlerin kullanılacağına karar verilip, seçilen transistörler üretici firmaları tarafından verilen S parametreleri ile AWR Design Environment (AWRDE) programında modellenmiştir. Daha sonra aynı programda transistörlerin kararlılıklarına bakılıp giriş ve çıkış uydurma devreleri mikroşerit hatlarla tasarlanmıştır. Mikroşerit hat fotolitografik süreçle üretilir ve diğer pasif ve aktif devre elemanlarıyla kolayca bütünleştirilebilir. Ayrıca daha az sayıda devre elemanı kullanımı sağlar. Mikroşerit hatların sadece boyutları değiştirilerek istenilen amaç doğrultusunda uyumlama yapılabilmesi de mikroşerit devreleri avantajlı kılmaktadır. Bu nedenlerle bu çalışmada da empedans uydurumları mikroşerit hatlarla yapılmıştır.

AWR programında yapılan benzetimler yardımıyla devrenin S parametrelerine ve kazanç değerlerine bakılıp eğer gerek varsa uyumlama işlemleri yapılmıştır. İstenilen özellikler elde edildikten sonra devrenin baskı devresi oluşturulmuştur. Baskı işlemi yapılmış devreye gereken direnç, transistör, DC yalıtım kapasiteleri vs elemanlar lehimlenmiştir. Tüm bu işlemler bittikten sonra devrenin S parametrelerine network analizörle ölçülmüştür.

7.1 Başlangıç Tasarım Özellikleri

Hedefimiz yüksek kazançta sahip ve yüksek verimli kuvvetlendirici tasarlamaktır. Bununla birlikte transistörü, kullanılan bütün S parametresi frekanslarında koşulsuz kararlı hale getirebilmektir. Kuvvetlendiricide UHF bandı göz önünde bulundurularak tasarım gerçekleştirilmiştir. Bir tasarımcı mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımı sırasında aşağıda bahsedilen bir kuvvetlendiricinin temel özelliklerine dikkat eder:

Çıkış gücü: Bir mikrodalga kuvvetlendiricisi çıkışındaki RF(Radyo Frekansı) enerjisi miktarıdır.

Güç kazancı: Temel frekansta bir mikrodalga kuvvetlendiricisinin çıkışındaki gücün girişindeki güce oranıdır. Ortalama güç kazancı, dönüştürücü, elde edilebilir güç kazancı olmak üzere üç önemli güç kazancı tanımı vardır.

Verim: DC gücün RF güce çevrilen miktarıdır.

Kararlılık: Mikrodalga kuvvetlendiricisinin çalışma süresince osilasyona girmemesidir. Koşullu ve koşulsuz olmak üzere iki çeşit kararlılık tanımı vardır.

Doğrusallık: Bir mikrodalga kuvvetlendiricisinin çıkışındaki gücün girişindeki gücün artmasıyla orantılı olarak artış göstermesidir. Mikrodalga kuvvetlendiricilerinde doğrusallık için 1dB bastırma noktası, giriş/çıkış üçüncü dereceden kesişim noktaları ve intermodülasyon distorsiyonu parametrelerine bakılır.

Tasarlanan bir mikrodalga kuvvetlendiricisi eğer tek bir frekans için değil de bir çalışma bandı için tasarlanmışsa doğrusallık önemli bir parametredir. Giriş/çıkış üçüncü dereceden kesişim noktaları genelde 1dB bastırma noktasının yaklaşık olarak 10dB altında olduğu için doğrusallığa bakılırken 1dB bastırma noktasını bulmak daha uygun olacaktır. Bir kuvvetlendiricinin giriş gücü artırıldıkça çıkış gücünün de ona bağlı olarak artması beklenir. Ancak belli bir giriş gücünden sonra çıkış artmaz

ve sabit kalır. Bu giriş ($P_{i,1dB}$) ya da çıkış gücüne ($P_{o,1dB}$) 1dB bastırma noktası denir.

Kuvvetlendirici tasarım özellikleri:

Frekans aralığı: 470 – 806 MHz

Kazanç (G_T) ≥ 10 dB min

Gürültü Faktörü (NF) < 1 dB max

VSWR IN < 1.6

VSWR OUT < 1.6

$S_{11} < -10$ dB

$S_{22} < -10$ dB

Bu özelliklerde mikrodalga transistorlü kuvvetlendirici tasarımı gerçekleştirilecektir.

Tasarım için kullanılan malzeme;

Rogers 6002

Taban kalınlığı: 0.762 mm

Bakır kalınlığı: 0.035 mm

Dielektrik sabiti: 2.94

Kayıp tanjant: 0.0012

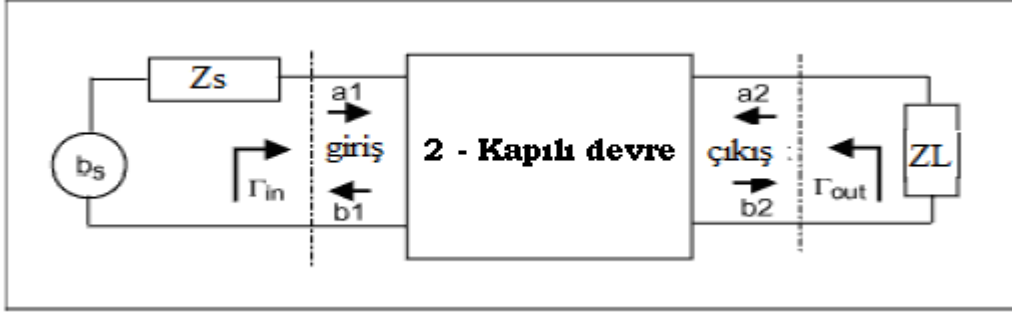
Kullanılan program: AWR (MWO)

7.2 İncelenen Transistor Tipleri ve Transistor seçimi

Bipolar transistorun (BJT) veya FET'lerin S parametreleri o transistorun eş değer devresinden elde edilebileceği gibi direkt vektör network analizörle ölçüm yapılarakta elde edilebilir. Genelde, mikrodalga kuvvetlendiricilerinde kullanılan RF transistorların S parametreleri, üretici tarafından o transistorun veri sayfasında ayrıntılı bir şekilde verilir. S parametrelerinin genlik ve faz açısı frekansa bağlı olarak değişim gösterir.

S parametreleri, akım ve güç değerleri yerine, gelen ve giden dalga değerlerini kullanması nedeniyle özellikle mikrodalga devrelerinde kullanılmaktadır. Çok yüksek frekanslarda (UHF) akım ve güç değerlerini doğrudan ölçmek oldukça zordur. Örneğin Z parametreleri için açık devre modeline ihtiyaç vardır, ancak yüksek frekanslarda radyasyon ve parazitik kapasiteler nedeniyle ideal bir açık devre elde etmek çok zordur. Aynı şekilde Y parametreleri için kısa devre modeline ihtiyaç vardır, ancak yüksek frekanslardaki sonlu değerli endüktanslar nedeniyle ideal bir

kısa devre elde etmek neredeyse imkansızdır. Dolayısıyla UHF bandı ve daha da yüksek frekanslar için yapılan tasarımlarda akım ve güç değerleri kullanılarak elde edilen Z ve Y parametreleri yerine ölçümü daha kolay olan S parametreleri kullanılır. İki kapılı bir devre, şekilde olduğu gibi bir iletim hattına yerleştirilip bu hattın karakteristik empedansına eşdeğer bir yük ile sonlandırılarak, S parametreleri hesaplanabilir.



Böyle bir devrenin S parametreleri S_{11} , S_{22} , S_{12} ve S_{21} kısaca aşağıda tanımlanmıştır:

S_{11} : Çıkış portu hattın karakteristik empedansına eşdeğer bir empedansla sonlandırıldığında girişteki yansıma katsayısı

S_{22} : Giriş portu hattın karakteristik empedansına eşdeğer bir empedansla sonlandırıldığında çıkıştaki yansıma katsayısı

S_{12} : Giriş portu hattın karakteristik empedansına eşdeğer bir empedansla sonlandırıldığı durumda 2. porttan 1. porta olan geri iletim kazancı

S_{21} : Çıkış portu hattın karakteristik empedansına eşdeğer bir empedansla sonlandırıldığı durumda 1. porttan 2. porta olan ileri iletim kazancı

İki kapılı bir mikrodalga kuvvetlendirici devresi için kazanç ifadeleri transistörün S parametreleri kullanılarak elde edilebilir. İki kapılı devrenin S parametreleri ve yansıma katsayıları Γ_s ve Γ_L kullanılarak elde edilir.

Güç kazancı (G): Yüke (Z_L) aktarılan gücün 2-kapılı devrenin girişine verilen güce oranıdır. Bu kazanç Z_s 'ten bağımsızdır.

Elde edilebilir güç kazancı (G_A): 2-kapılı devreden elde edilebilir gücün kaynaktan elde edilebilecek güce oranıdır. Bu tanım girişte ve çıkışta eşlenik uydurum olduğunu varsayar. Bu kazanç Z_s 'e bağlıdır, ancak Z_L 'ye bağlı değildir.

Dönüştürücü güç kazancı (G_T): Yüke aktarılan gücün kaynaktan elde edilebilecek güce oranıdır. Bu kazanç hem Z_s 'e hem de Z_L 'ye bağlıdır.

Tasarlanan bir mikrodalga kuvvetlendiricisi için kararlılık çok önemli bir parametredir. İki kapılı devrede eğer giriş ve çıkış port empedanslarının negatif reel kısmı yani $|\Gamma_{in}| > 1$ ve $|\Gamma_{out}| > 1$ olursa osilasyon yapabilir. Γ_{in} ve Γ_{out} giriş ve çıkış uydurum devrelerine bağlı olduğundan kuvvetlendiricinin kararlılığı aynı zamanda Γ_s ve Γ_L 'e de bağlıdır. İki tip kararlılık vardır.

Koşulsuz kararlılık: Tüm pasif kaynak ve yük empedansları için $|\Gamma_{in}| < 1$ ve $|\Gamma_{out}| < 1$ ya da $|\Gamma_s| < 1$ ve $|\Gamma_L| < 1$ ise kuvvetlendirici koşulsuz kararlıdır.

Koşullu kararlılık (potansiyel olarak kararsızlık): Pasif kaynak ve yük empedanslarının belli bir bölümü için $|\Gamma_{in}| < 1$ ve $|\Gamma_{out}| < 1$ ya da $|\Gamma_s| < 1$ ve $|\Gamma_L| < 1$ ise kuvvetlendirici koşullu kararlıdır.

Tanımlardan da anlaşıldığı üzere kararlılık frekansa bağlıdır. Dolayısıyla tasarlanan bir kuvvetlendirici bazı frekanslar için kararlı iken diğer frekanslarda kararsız olabilir. Eğer kuvvetlendirici tek taraflı ise ($S_{21}=0$) $|S_{11}| < 1$ ve $|S_{22}| < 1$ için koşulsuz kararlıdır. Kararlık parametresine smith abağı yardımıyla da bakılabilir.

Transistor seçimi için S parametreleri bilinen 3 transistor modeli incelenmiştir. Bu transistorler ATF58143, FHX35LG ve NE3512S02 modellenmiştir. Transistorun seçiminde dikkate alınacak parametreler ise; kullanılacak olan frekans bandına uygunluğu, bu frekans bandında düşük gürültü faktörü (NF_{min}), aynı şekilde yüksek kazanç (G_{Tmax}) ve kararlılık koşuludur.

ATF58143 Transistoru için katalog S parametreleri ve Gürültü faktörü değerleri;

$$V_{DS} = 3 V$$

$I_{DS} = 30 mA$ kutuplama altında S parametreleri Tablo 7.1 ve 7.2 de gösterilmiştir.

Freq. GHz	S_{11}			S_{21}			S_{12}		S_{22}		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	
0.1	0.98	-17.1	27.29	23.14	168.7	-40.10	0.010	80.8	0.67	-12.1	33.69
0.5	0.81	-92.0	25.25	18.31	123.7	-28.10	0.039	45.7	0.42	-46.6	26.68
0.9	0.75	-126.4	21.87	12.40	103.4	-26.12	0.049	34.8	0.32	-66.7	23.99
1.0	0.73	-132.2	21.18	11.46	99.8	-25.87	0.051	33.4	0.31	-72.3	23.52
1.5	0.69	-153.2	18.38	8.31	85.1	-24.70	0.058	29.4	0.25	-90.8	21.54
1.9	0.66	-165.9	16.74	6.88	75.4	-23.86	0.064	27.4	0.23	-103.6	20.30
2.0	0.65	-169.3	16.40	6.61	73.1	-23.65	0.066	26.9	0.22	-106.0	20.03
2.5	0.63	176.3	14.83	5.51	61.9	-22.71	0.073	24.4	0.19	-118.1	18.77
3.0	0.61	160.7	13.51	4.74	50.9	-21.87	0.081	21.1	0.17	-133.3	17.69
3.5	0.61	147.4	12.35	4.15	40.4	-21.10	0.088	17.7	0.15	-145.4	16.73
4.0	0.62	133.8	11.28	3.66	30.2	-20.45	0.095	13.5	0.13	-155.7	15.86
4.5	0.64	123.7	10.32	3.28	20.5	-19.86	0.102	9.3	0.13	-175.4	15.09
5.0	0.66	112.5	9.41	2.96	11.1	-19.39	0.107	4.9	0.13	166.2	14.40
5.5	0.68	103.7	8.61	2.70	2.1	-18.87	0.114	0.7	0.14	152.8	13.74
6.0	0.69	93.0	7.84	2.47	-7.3	-18.44	0.120	-4.4	0.14	140.7	13.14
7.0	0.71	77.2	6.47	2.11	-24.8	-17.63	0.131	-14.6	0.17	120.7	12.06
8.0	0.74	58.3	5.14	1.81	-43.1	-17.13	0.139	-26.1	0.19	95.4	11.14
9.0	0.78	39.7	3.77	1.54	-60.7	-16.67	0.147	-37.0	0.24	70.1	10.22
10.0	0.84	25.1	2.55	1.34	-78.8	-16.21	0.155	-50.2	0.34	52.4	9.39
11.0	0.87	10.2	1.25	1.16	-97.1	-16.04	0.158	-64.2	0.41	37.3	8.65
12.0	0.89	-3.9	0.19	1.02	-114.0	-15.72	0.164	-78.3	0.46	21.5	7.96
13.0	0.90	-20.0	-1.09	0.88	-132.2	-15.86	0.161	-93.6	0.52	2.5	7.39
14.0	0.93	-31.4	-2.53	0.75	-148.3	-16.22	0.154	-106.5	0.58	-14.1	6.85
15.0	0.96	-43.9	-4.00	0.63	-162.8	-16.73	0.146	-118.2	0.66	-26.0	6.36
16.0	0.94	-54.2	-5.46	0.53	-176.5	-17.15	0.139	-128.6	0.72	-36.3	5.85
17.0	0.96	-65.1	-7.14	0.44	168.6	-17.68	0.131	-142.4	0.74	-49.0	5.27
18.0	0.93	-79.8	-8.81	0.36	153.8	-18.36	0.121	-155.6	0.77	-64.8	4.77

Tablo 7.1 ATF58143 transistorun S parametreleri.

Freq GHz	F_{min} dB	Γ_{opt} Mag.	Γ_{opt} Ang.	$R_{n/50}$	G_s dB
0.5	0.12	0.39	17.775	0.04	25.33
0.9	0.18	0.37	46.9	0.04	22.26
1.0	0.20	0.36	53.525	0.04	21.54
1.5	0.32	0.32	80	0.04	19.16
1.9	0.43	0.30	101	0.04	17.65
2.0	0.45	0.30	107.7	0.04	17.33
2.4	0.51	0.29	125.2	0.04	16.23
3.0	0.58	0.31	154.475	0.05	14.77
3.9	0.75	0.35	-156.95	0.06	13.39
5.0	0.87	0.42	-120.93	0.09	11.92
5.8	1.01	0.50	-100.83	0.15	11.07
6.0	1.04	0.53	-97.15	0.18	10.93

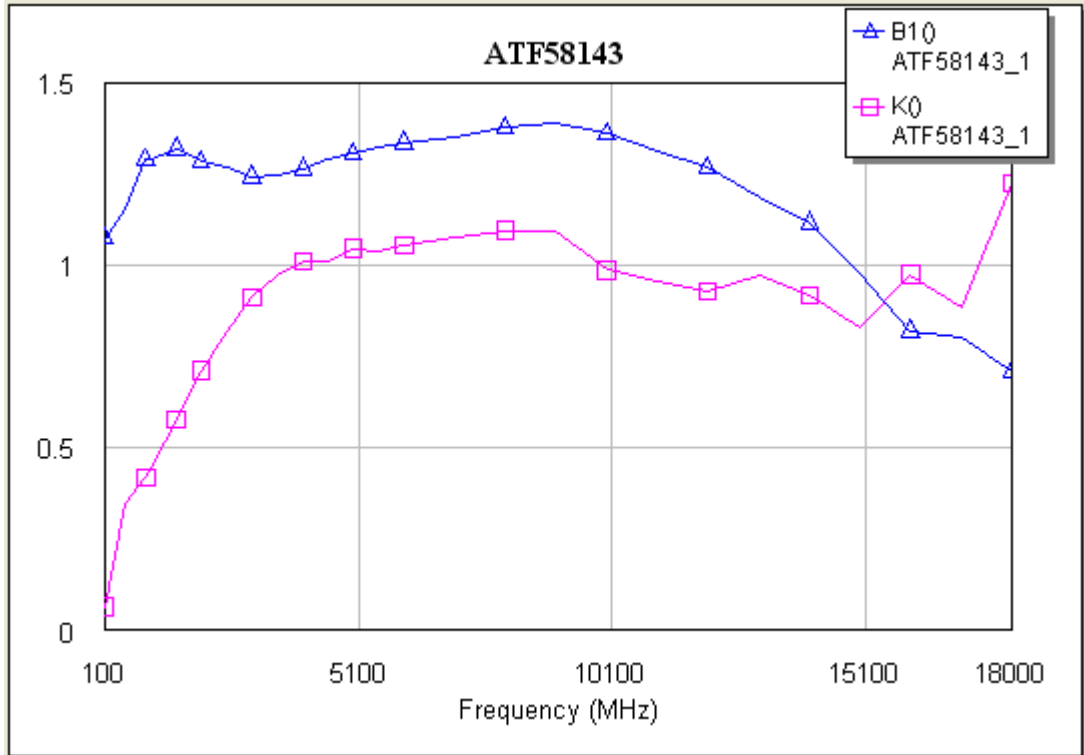
Tablo 7.2 ATF58143 transistorun gürültü parametreleri.

Şekil 7.1 transistorun kararlı olup olmadığını belirlemenin en kısa yoludur. İncelenen ATF58143 transistörü bu değerlere göre potansiyel olarak kararsızdır. İstenen en iyi durum koşulsuz kararlı olma durumudur. Koşulsuz kararlılık tüm pasif kaynak ve yük empedansları için $|\Gamma_{in}| < 1$ ve $|\Gamma_{out}| < 1$ ya da $|\Gamma_s| < 1$ ve $|\Gamma_L| < 1$ ise kuvvetlendirici koşulsuz kararlıdır. Kararlılık frekansa bağlıdır. Dolayısıyla tasarlanan bir kuvvetlendirici bazı frekanslar için kararlıyken diğer frekanslarda kararsız olabilir. Kararlılık için Rolet kararlılık faktörüne de bakılabilir (Şekil 7.1). Eğer $K > 1$ ve $\Delta < 1$ ise transistor koşulsuz kararlıdır denilebilir. ATF58143 transistörü 0.1 ve 18 GHz arasında potansiyel olarak kararsızdır.

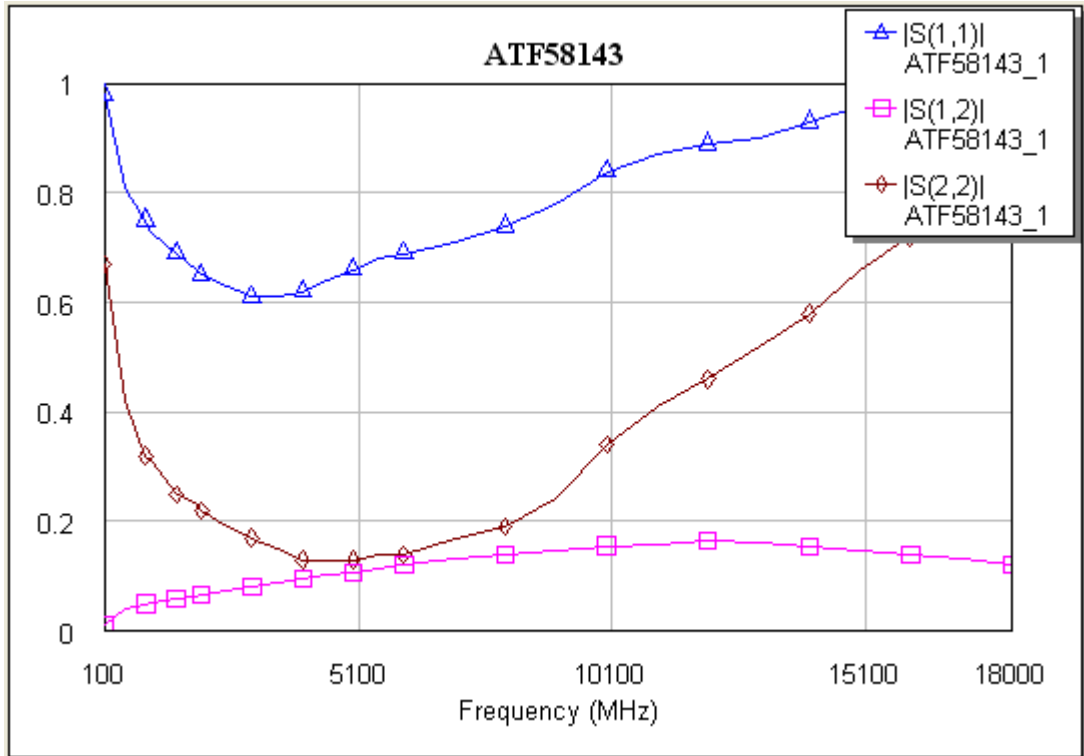
Şekil 7.2'de iki kapılı bir eleman için geçerli olan S parametreleri değişimi gösterilmiştir. Şekil 7.3 transistorun kazancını temsil etmektedir. Bu dönüştürücü kazancı (G_T) olarak da ifade edilebilir. UHF frekansında (470 – 806 MHz) transistorun kazancı 17 dB'dir. Tasarım yapılacağı frekans aralığı için yüksek bir kazançtır. Şekil 7.4'de transistöre ait gürültü faktörü gösterilmiştir. UHF frekans bandında transistorun gürültü faktörü 0.2 dB civarındadır. Şekil 7.5 ve 7.6'da smith abağında transistorun giriş ve çıkış kararlılık daireleri gösterilmiştir. Kararlılık için Rolet kararlılık faktörüne bakılabildiği gibi kararlılık dairelerine de bakılabilir. Rolet kararlılık faktöründe $K > 1$ ve $\Delta < 1$ olduğu durumda transistor koşulsuz kararlı olurken, smith abağında giriş ve çıkış kararlılık dairelerinin smith abağının içinde bulunmaması koşulsuz kararlılığı temsil eder. Giriş kararlılık dairesinde 3 GHz den sonra smith abağının dışında yer alıyor daireler. Çıkış kararlılık dairelerinde ise bütün frekans aralığında (0.1 – 18 GHz) smith abağının içinde yer almaktadır.

$$\Delta = S_{11} \times S_{22} - S_{12} \times S_{21} \quad (7.1)$$

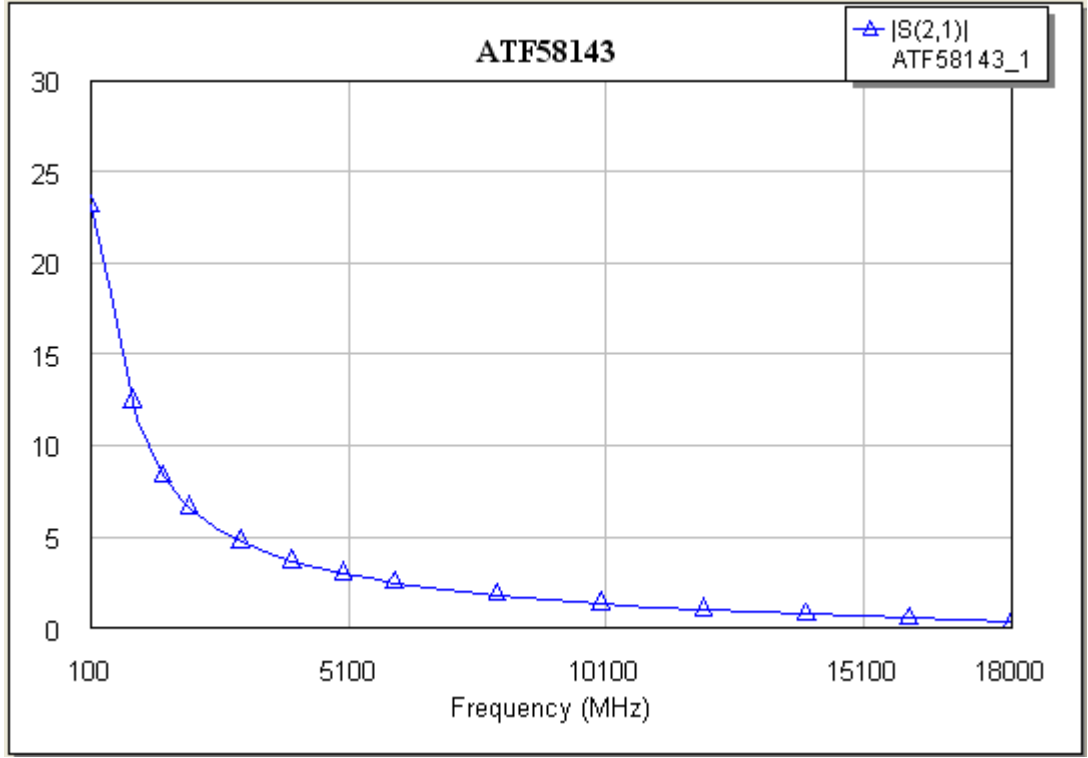
$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \times |S_{12} \times S_{21}|} \quad (7.2)$$



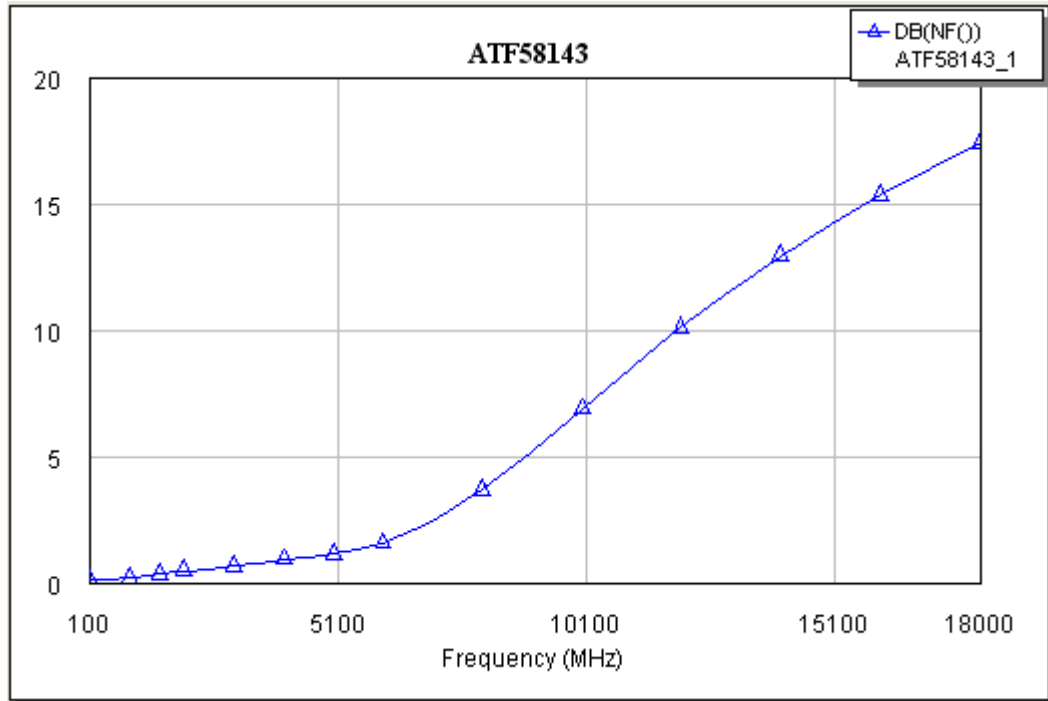
Şekil 7.1 ATF58143 transistorune ait kararlılık parametreleri (0.1 – 18 GHz).



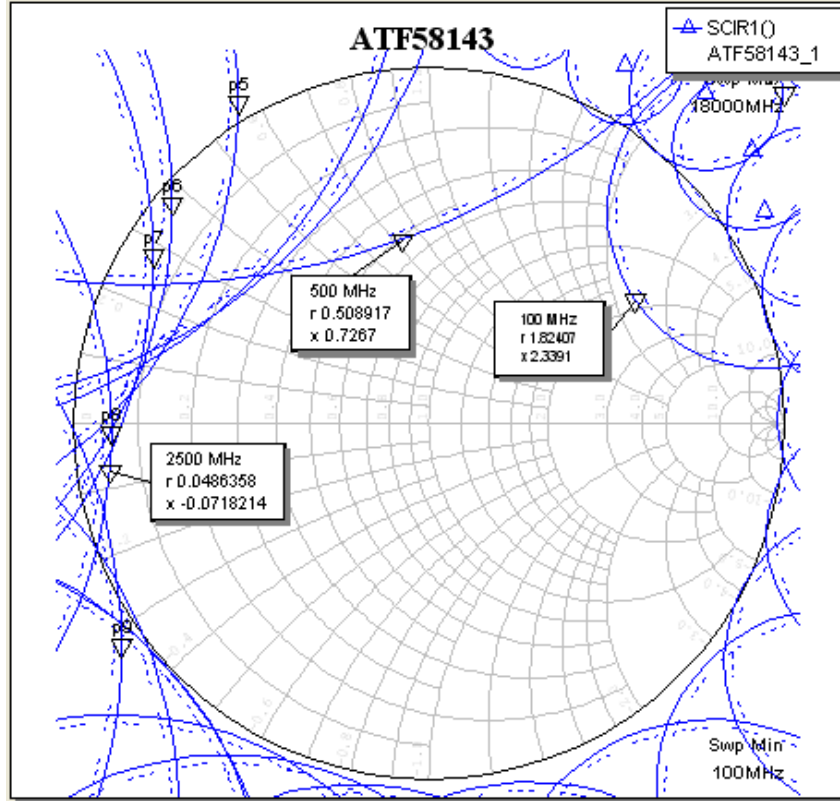
Şekil 7.2 ATF58143 transistorune ait S parametreleri değişimi (0.1 – 18 GHz).



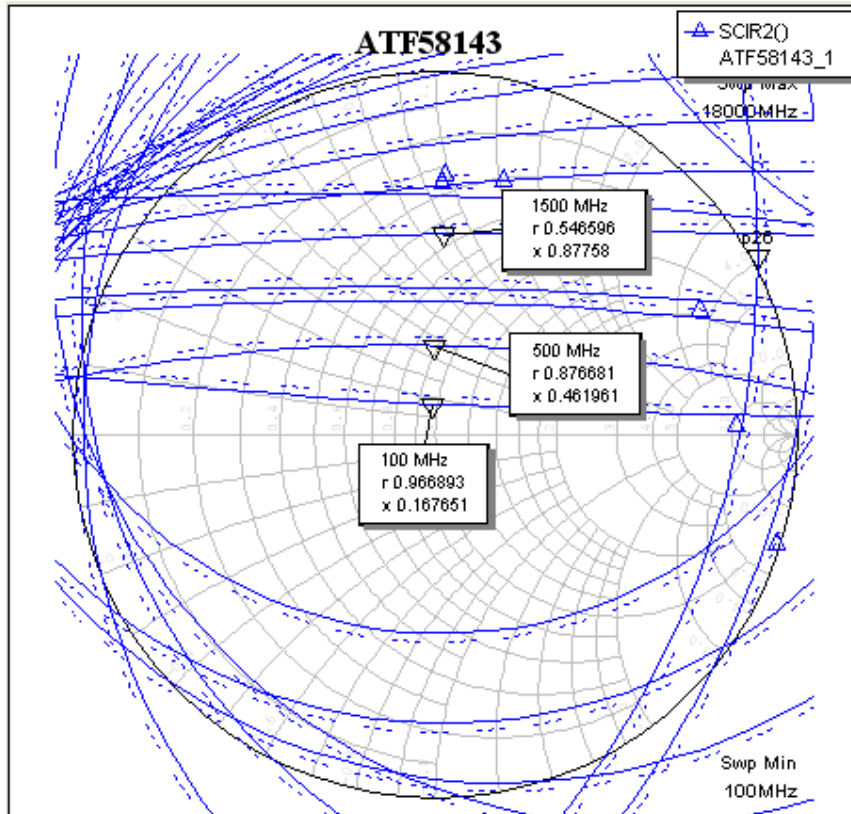
Şekil 7.3 ATF58143 transistörünün kazanç değişimi (0.1 – 18 GHz).



Şekil 7.4 ATF58143 transistörünün gürültü faktörü değişimi (0.1 – 18 GHz).



Şekil 7.5 ATF58143 transistörünün giriş kararlılık daireleri (0.1 – 18 GHz).



Şekil 7.6 ATF58143 transistörünün çıkış kararlılık daireleri (0.1 – 18 GHz).

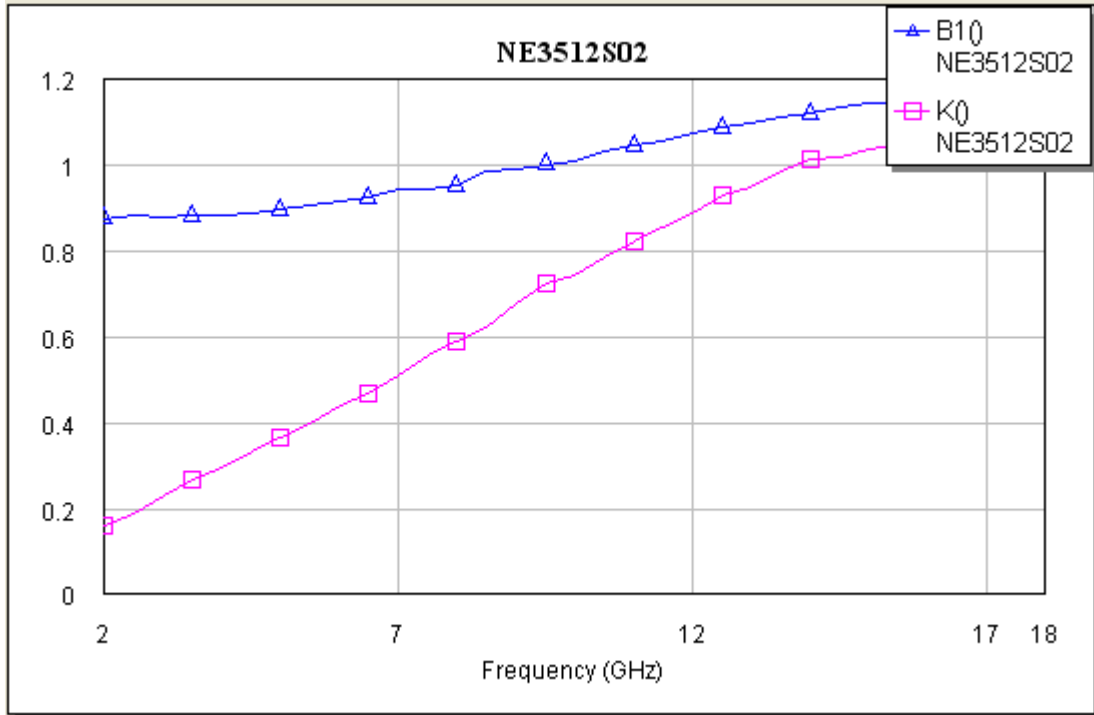
NE3512S02 Transistoru için katalog S parametreleri ve Gürültü faktörü değerleri;

$$V_{DS} = 2 V$$

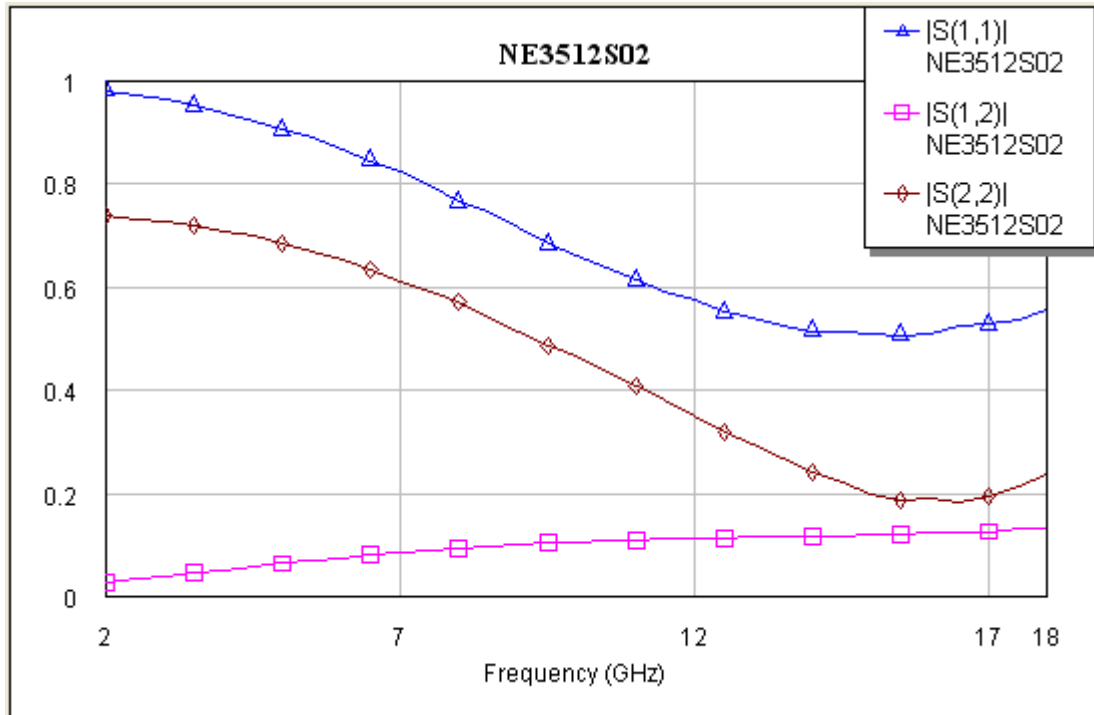
$I_{DS} = 5 mA$ kutuplama altında incelenmiştir.

Şekil 7.7 transistorun kararlı olup olmadığını belirlemenin en kısa yoludur. İncelenen NE3512S02 transistoru bu değerlere göre potansiyel olarak kararsızdır. İstenen en iyi durum koşulsuz kararlı olma durumudur. Koşulsuz kararlılık tüm pasif kaynak ve yük empedansları için $|Γ_{in}| < 1$ ve $|Γ_{out}| < 1$ ya da $|Γ_s| < 1$ ve $|Γ_L| < 1$ ise kuvvetlendirici koşulsuz kararlıdır. Kararlılık frekansa bağlıdır. Dolayısıyla tasarlanan bir kuvvetlendirici bazı frekanslar için kararlıyken diğer frekanslarda kararsız olabilir. NE3512S02 transistorunda K değeri 16 GHz'e kadar 1'den küçüktür, Δ değeri ise 9 GHz den sonra 1'den büyük değerler alır. Bu durumda NE3512S02 transistoru Rolet kararlılık koşulunu sağlamamaktadır. NE3512S02 transistoru bu durumda potansiyel olarak kararsızdır.

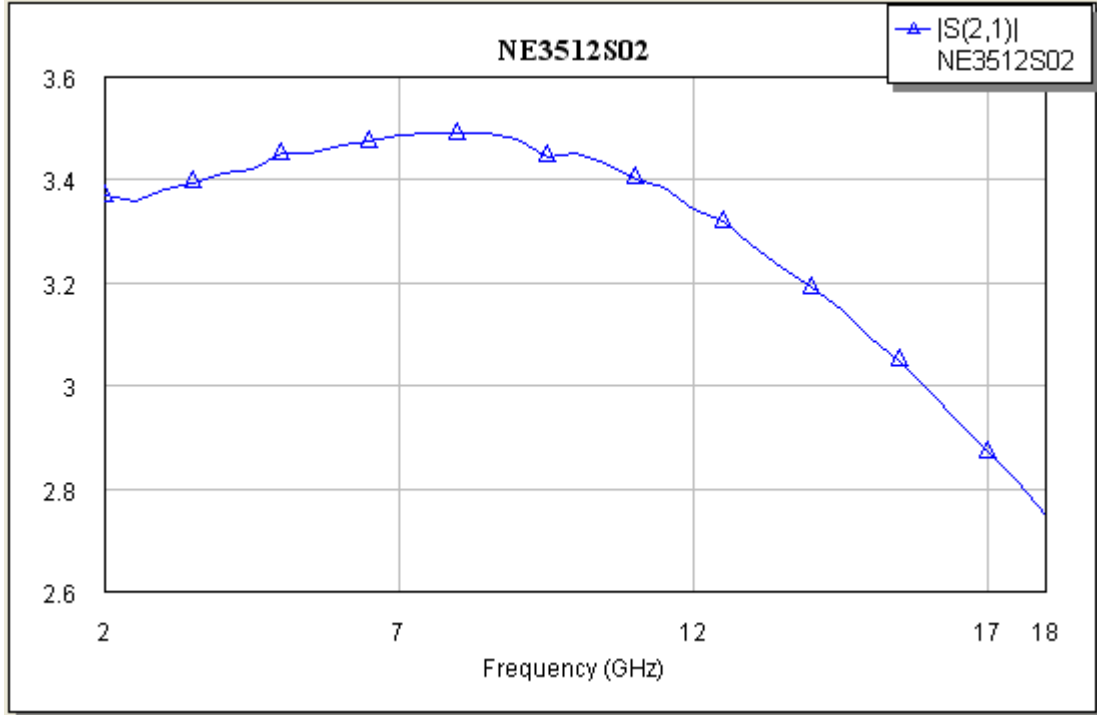
Şekil 7.8'de iki kapılı bir eleman için geçerli olan S parametreleri değişimi gösterilmiştir. Şekil 7.9 transistorun kazancını temsil etmektedir. Bu dönüştürücü kazancı (G_T) olarak da ifade edilebilir. UHF frekansında (470 – 806 MHz) transistorun kazancı gösterilemiyor çünkü transistor o frekans aralığında S parametresine sahip değildir. Şekil 7.10'da transistore ait gürültü faktörü gösterilmiştir. Şekil 7.11 ve 7.12'de smith abağında transistorun giriş ve çıkış kararlılık daireleri gösterilmiştir. Kararlılık için Rolet kararlılık faktörüne bakılabildiği gibi kararlılık dairelerine de bakılabilir. Rolet kararlılık faktöründe $K > 1$ ve $Δ < 1$ olduğu durumda transistor koşulsuz kararlı olurken, smith abağında giriş ve çıkış kararlılık dairelerinin smith abağının içinde bulunmaması koşulsuz kararlılığı temsil eder. Giriş kararlılık dairesinde 12 GHz den sonra smith abağının dışında yer alıyor daireler. Çıkış kararlılık dairelerinde ise bütün frekans aralığında (2 – 20 GHz) smith abağının içinde yer almaktadır.



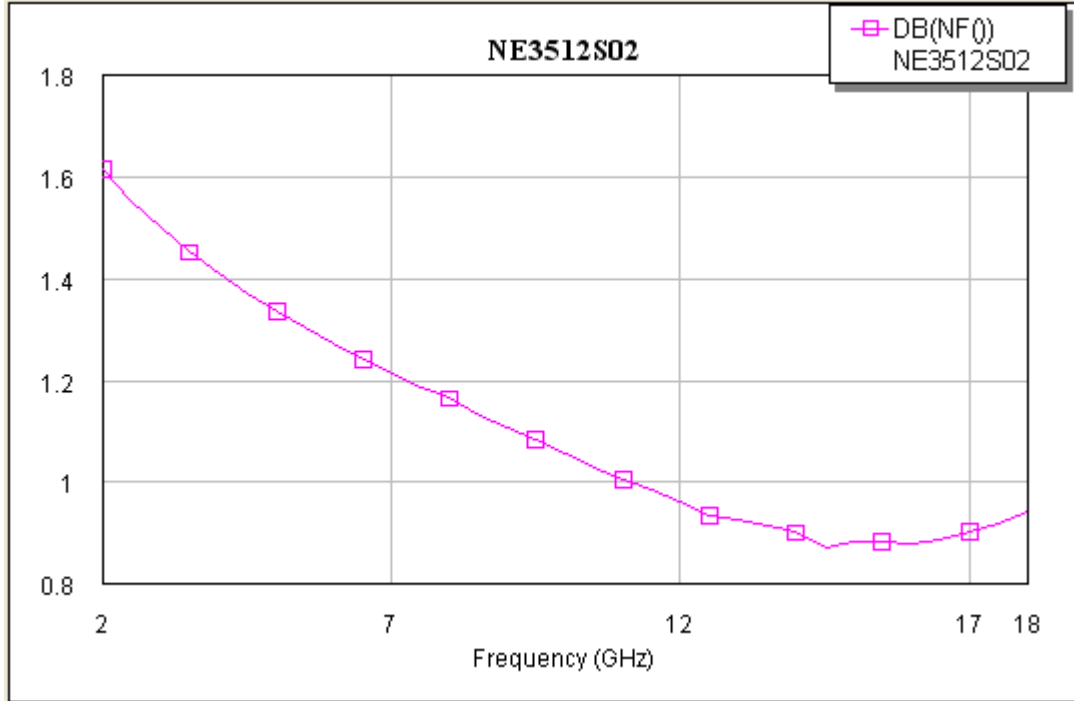
Şekil 7.7 NE3512S02 transistorune ait kararlılık parametreleri (2 – 18 GHz).



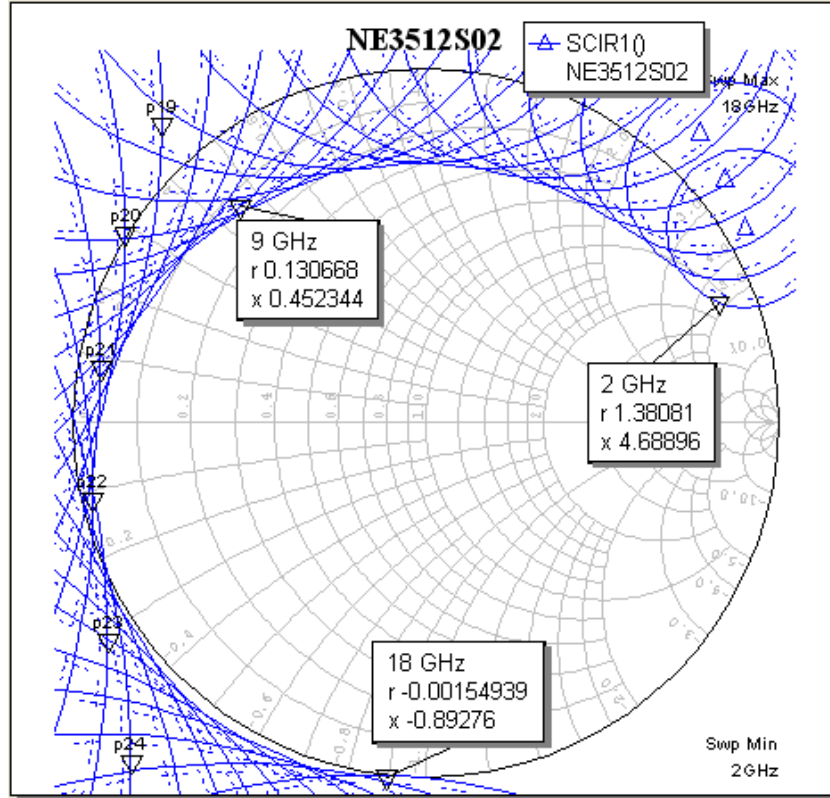
Şekil 7.8 NE3512S02 transistorune ait S parametreleri değışimi (2 – 18 GHz).



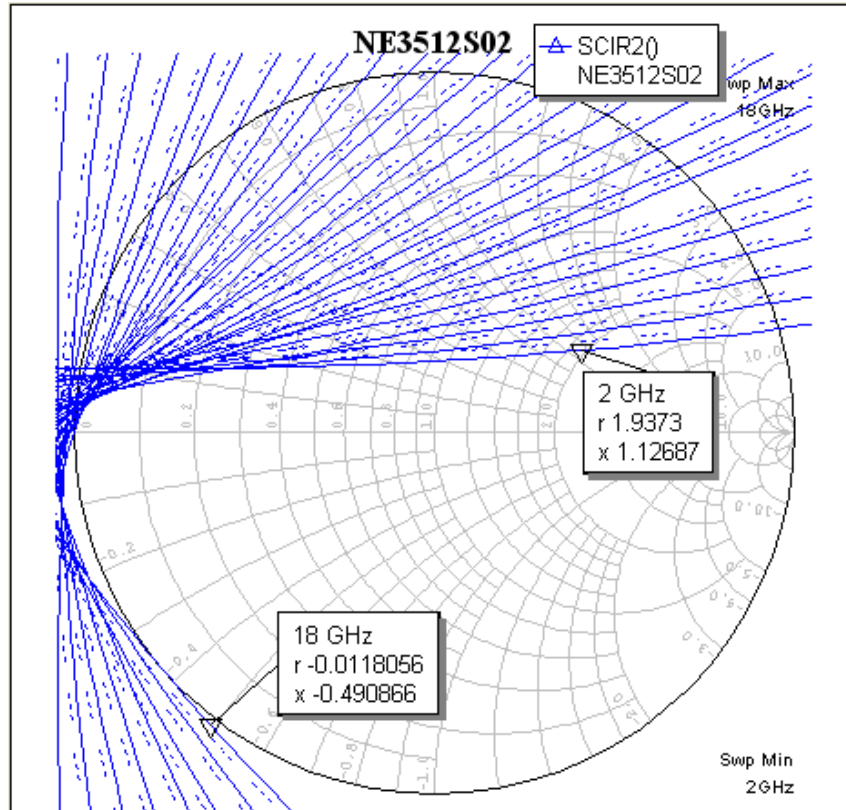
Şekil 7.9 NE3512S02 transistörü kazanç değışimi (2 – 18 GHz).



Şekil 7.10 NE3512S02 transistörü gürültü faktörü değışimi (2 – 18 GHz).



Şekil 7.11 NE3512S02 transistörü giriş kararlılık daireleri (2 – 18 GHz).



Şekil 7.12 NE3512S02 transistörü çıkış kararlılık daireleri (2 – 18 GHz).

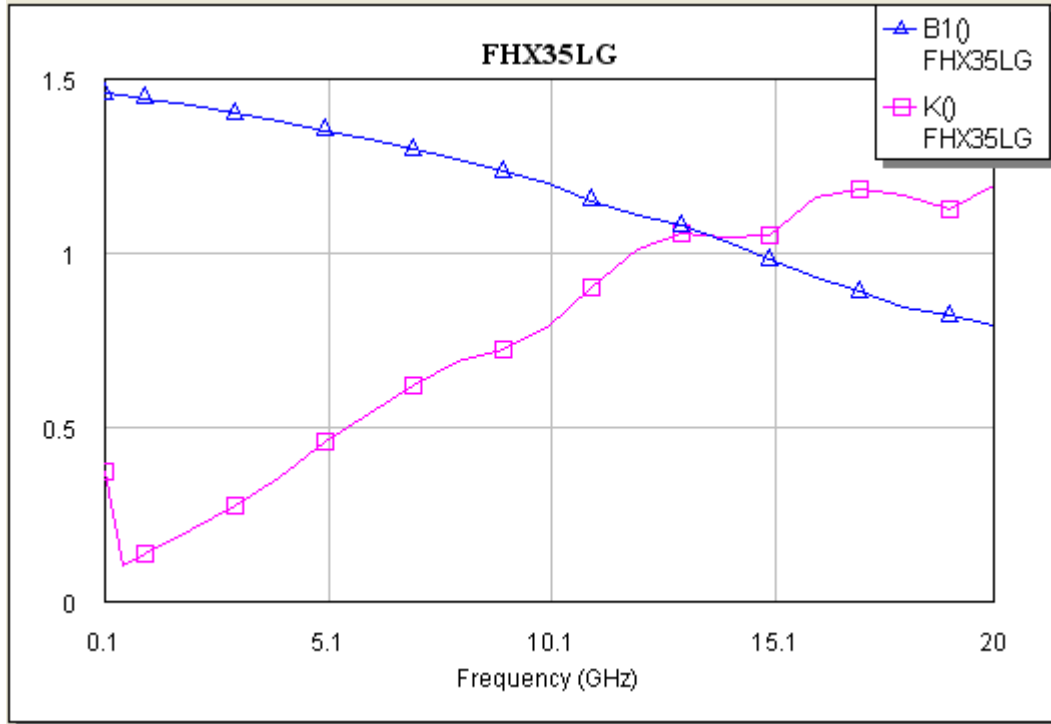
FHX35LG Transistoru için katalog S parametreleri ve Gürültü faktörü değerleri;

$$V_{DS} = 3 V$$

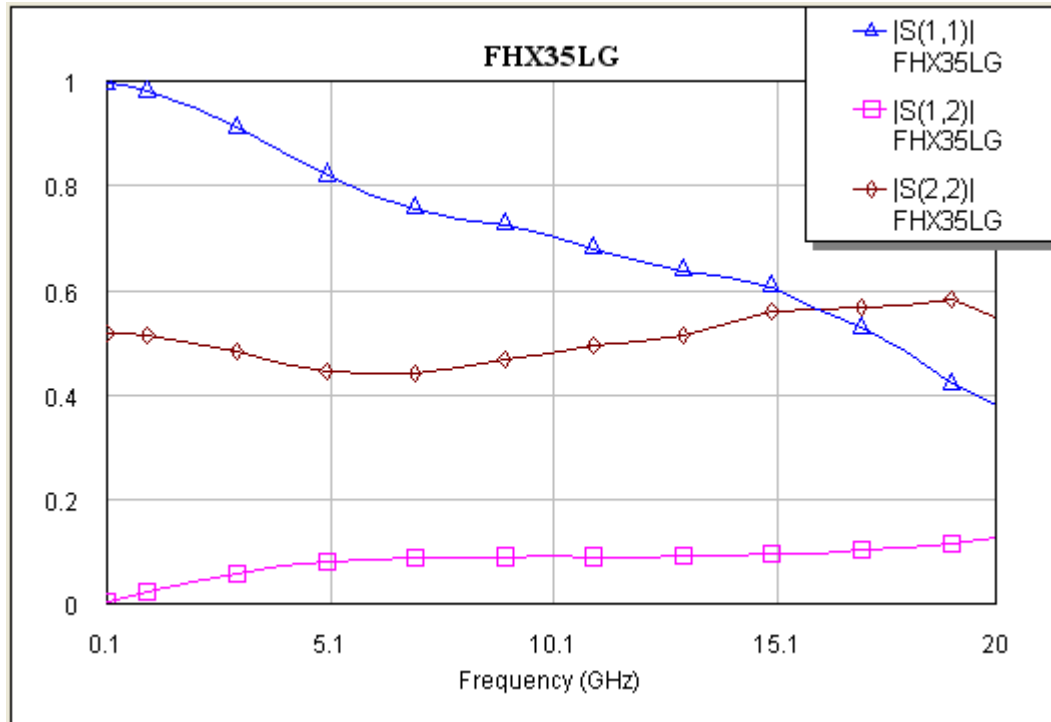
$I_{DS} = 10 mA$ kutuplama altında incelenmiştir.

Şekil 7.13 transistorun kararlı olup olmadığını belirlemenin en kısa yoludur. İncelenen FHX35LG transistoru bu değerlere göre potansiyel olarak kararsızdır. İstenen en iyi durum koşulsuz kararlı olma durumudur. Koşulsuz kararlılık tüm pasif kaynak ve yük empedansları için $|Γ_{in}| < 1$ ve $|Γ_{out}| < 1$ ya da $|Γ_s| < 1$ ve $|Γ_L| < 1$ ise kuvvetlendirici koşulsuz kararlıdır. Kararlılık frekansa bağlıdır. Dolayısıyla tasarlanan bir kuvvetlendirici bazı frekanslar için kararlıyken diğer frekanslarda kararsız olabilir. FHX35LG transistorunda K değeri 15 GHz'e kadar 1'den küçüktür, $Δ$ değeri ise 15 GHz den sonra 1'den büyük değerler alır. Bu durumda FHX35LG transistoru Rolet kararlılık koşulunu sağlamamaktadır. FHX35LG transistoru bu durumda potansiyel olarak kararsızdır.

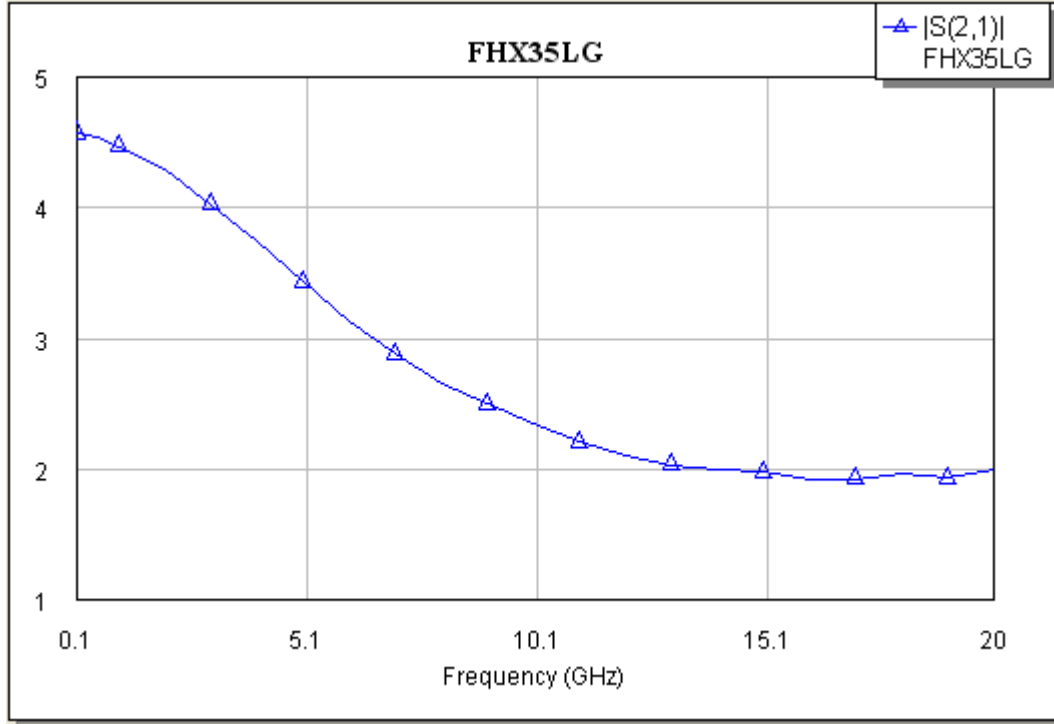
Şekil 7.14'de iki kapılı bir eleman için geçerli olan S parametreleri değişimi gösterilmiştir. Şekil 7.15 transistorun kazancını temsil etmektedir. Bu dönüştürücü kazancı (G_T) olarak da ifade edilebilir UHF frekansında (470 – 806 MHz) transistorun kazancı 4.5 dB'dir. Tasarım yapılacağı frekans aralığı için ATF58143'e göre yüksek bir kazanç değeri değildir. Şekil 7.16' de transistore ait gürültü faktörü gösterilmiştir. UHF frekans bandında transistorun gürültü faktörü 2.2 dB civarındadır. Şekil 7.17 ve 7.18'de smith abağında transistorun giriş ve çıkış kararlılık daireleri gösterilmiştir. Kararlılık için Rolet kararlılık faktörüne bakılabildiği gibi kararlılık dairelerine de bakılabilir. Rolet kararlılık faktöründe $K > 1$ ve $Δ < 1$ olduğu durumda transistor koşulsuz kararlı olurken, smith abağında giriş ve çıkış kararlılık dairelerinin smith abağının içinde bulunmaması koşulsuz kararlılığı temsil eder. Giriş kararlılık dairesinde 5 GHz den sonra smith abağının dışında yer alıyor daireler. Çıkış kararlılık dairelerinde ise 10 GHz'den sonra frekans aralığında (0.1 – 18 GHz) smith abağının dışında yer almaktadır.



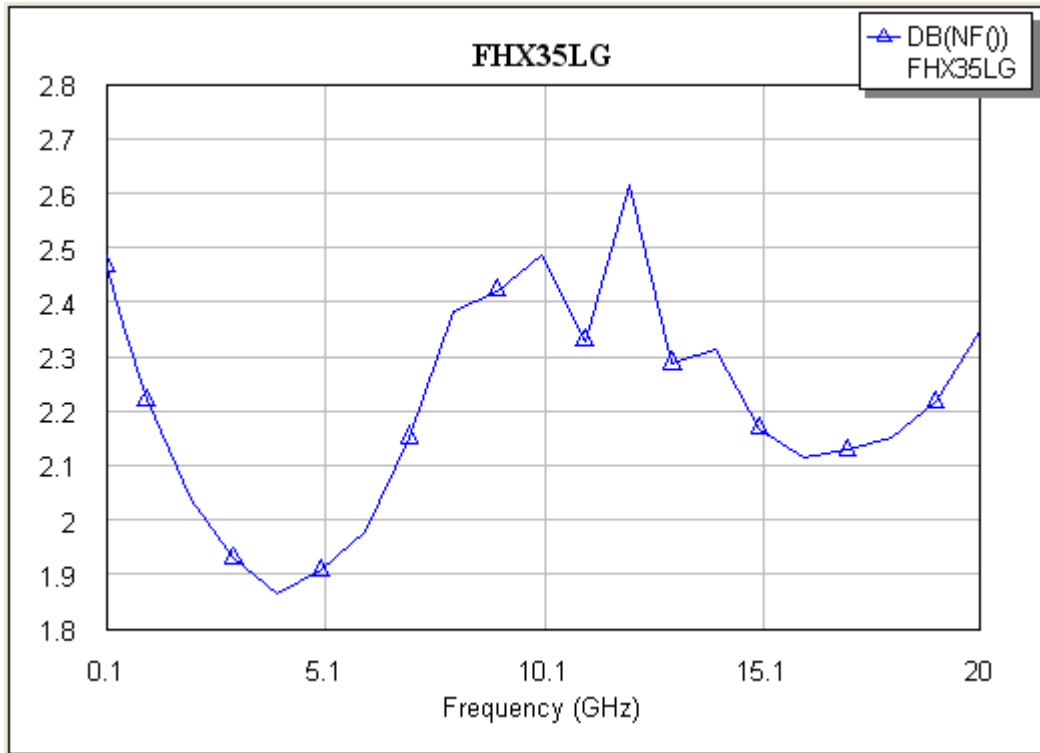
Şekil 7.13 FHX35LG transistorune ait kararlılık parametreleri (0.1 – 20 GHz).



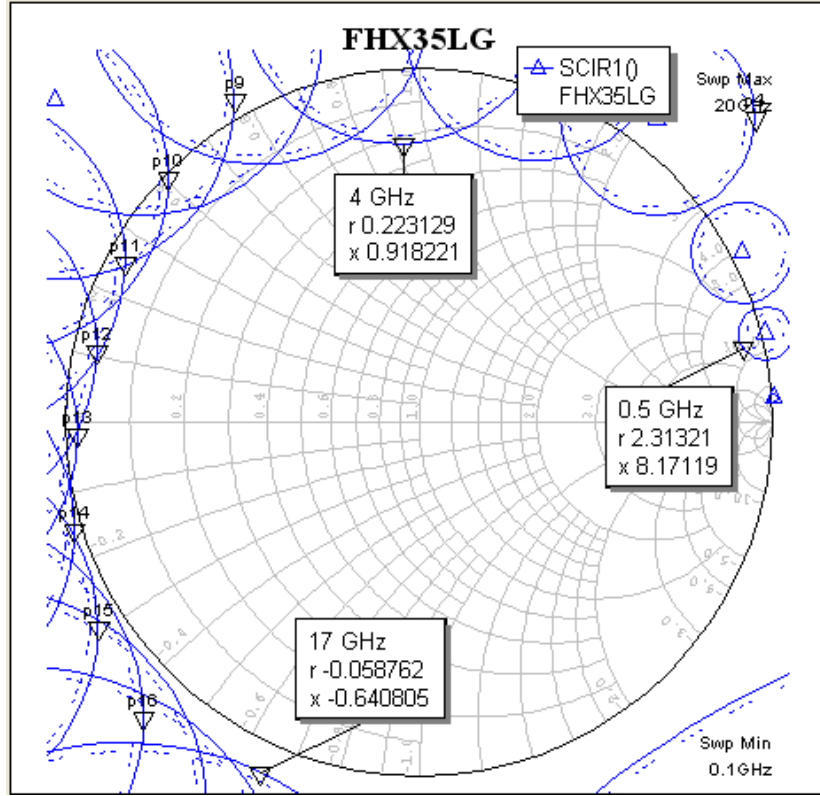
Şekil 7.14 FHX35LG transistorune ait S parametreleri değişimi (0.1 – 20 GHz).



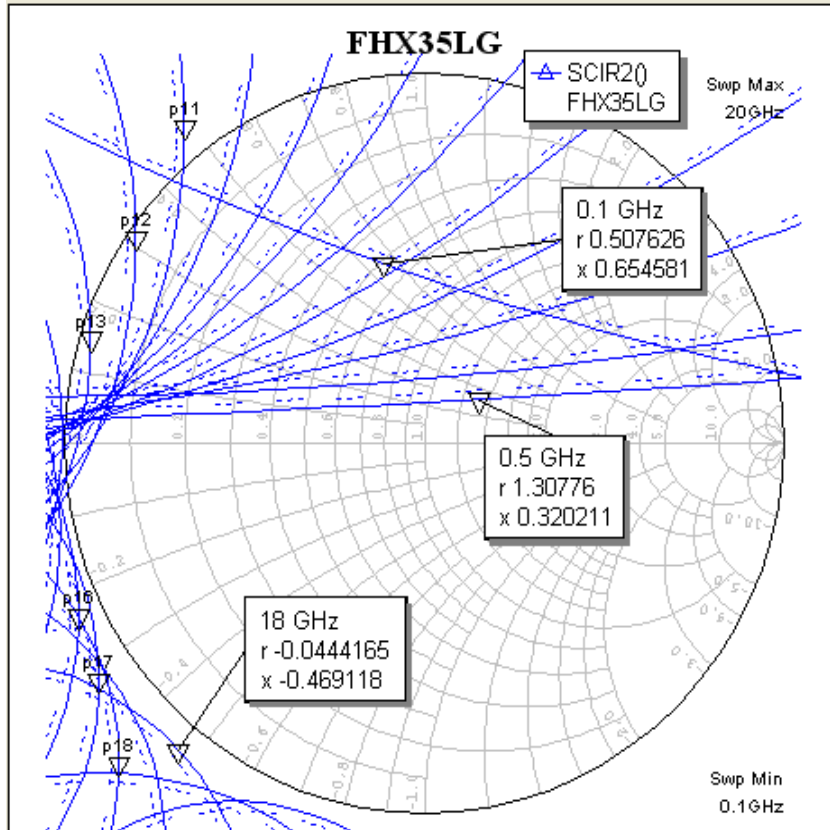
Şekil 7.15 T FHX35LG transistorunun kazanç değişimi (0.1– 20 GHz).



Şekil 7.16 FHX35LG transistorunun gürültü faktörü değişimi (0.1 – 20 GHz).



Şekil 7.17 FHX35LG transistörünün giriş kararlılık daireleri (0.1 – 20 GHz).



Şekil 7.18 FHX35LG transistörünün çıkış kararlılık daireleri (0.1 – 20 GHz).

		ATF58143	NE3512S02	FHX35LG
		0.1–18 GHz	2 –18 GHz	0.1–20 GHz
Frekans uygunluğu	470 – 806 MHz	Uygun	Uygun değil	Uygun
Kazanç (G_T)	470 – 806 MHz	~ 15 dB	-	~ 4.7 dB
Gürültü Faktörü NF_{min}	470 – 806 MHz	~ 0.23 dB	-	~ 2 dB
Kararlılık		Potansiyel kararsız	Potansiyel kararsız	Potansiyel kararsız

Tablo 7.3 Transistorlerin karşılaştırılması.

Transistor seçiminde ilk olarak frekans aralığı uygunluğu kontrol edilmiştir. Bu frekans aralığımız UHF bandı olarak bilinen 470 – 806 MHz aralığıdır. Bu aralıkta ATF58143 ve FHX35LG transistorleri çalışması için uygundur. Tasarımın yapılacağı frekans aralığında kazanç ve gürültü faktörü incelemesi yapılmıştır. Bu frekans aralığında kazanç değeri ATF58143 transistorünün diğer transistorlere göre daha yüksek ve gürültü faktörü daha düşüktür. Bu nedenle ATF58143 transistoru bu tasarım için daha uygundur.

7.3 IMN (Giriş katı uydurma devresi) ve OMN (Çıkış katı uydurma devresi) Tasarımı

Bu çalışmada tasarlanan mikrodalga kuvvetlendiricisinin tek katlı yapıda olması ve 470 MHz ile 806 MHz arasında düzgün bir şekilde çalışması amaçlanmaktadır. Kullanılan transistorun S parametreleri veri kağıtlarından alınarak transistoru önce 2 kapılı devreler olarak modelleyip transistorun kararlılık bölgelerine bakıldı, sonra maksimum kazanç için giriş çıkış eşlenik empedans uydurumları ve kat arası uydurum yapıldı, son olarakta transistorların kutuplama devreleri tasarlandı.

Bu kısımda öncelikle en genel anlamda mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarım adımları anlatılacak, verilen genel bilginin arkasından bu çalışma kapsamında yapılan teorik hesaplamalar ve tasarımlar verilecektir. Bu çalışmanın tasarımı sırasında kullanılan dizayn programının (AWR Design Environment (AWRDE) 9.02r) kullanılan kısımlarının kısaca tanıtımı yapıldıktan sonra tasarımın bu

programda nasıl yapıldığı, nasıl uyumlandığı, yapılan benzetimler ve benzetimlerin sonuçları ayrıntılı bir şekilde anlatılıp gerekli yorumlar yapılacaktır.

UHF bandında çalışan bir mikrodalga kuvvetlendiricisi için önceki kısımlar da bahsedildiği gibi çalışılan frekanslar yüksek olduğu için kuvvetlendiricinin S parametrelerini kullanarak tasarım yapmak avantajlı olacaktır. Kuvvetlendiricide kullanılacak olan transistörün seçimi yapıldıktan sonra, o transistörün S parametrelerine veri kağıdından ulaşılabilir. Eğer veri kağıdında yoksa üretici firmadan istenebilir ya da ölçüm yapılarak elde edilebilir. Bir transistör veya FET için S parametreleri belli bir (V_{CE} , V_{DS}) gerilimi ve (I_C , I_D) akımı için frekansla değişir.

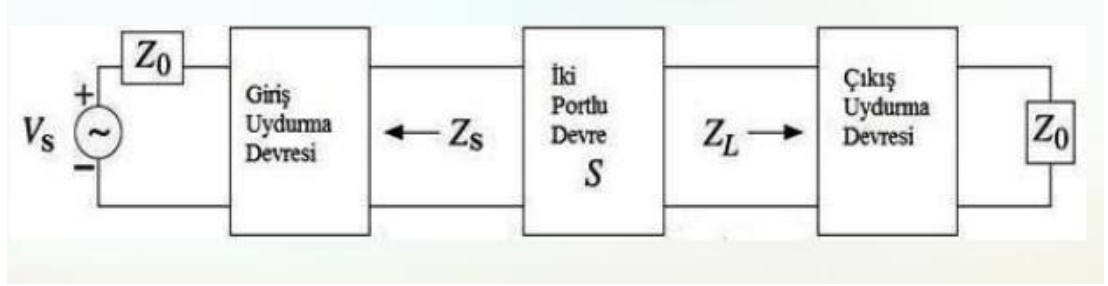
Transistörün S parametreleri kullanılarak öncelikle kararlı olduğu bölgeler bulunmalı ve istenilen bölgede kararlı çalışıp çalışmadığına bakılmalıdır. Eğer bir kararsızlık söz konusuysa geri besleme devreleri vb yapılarla transistör kararlı hale getirilebilir.

Bu çalışmada kullanılacak olan transistör seçimleri yapılırken öncelikle transistörlerin veri kağıtları okunmuş, tasarım için gerekli olan nitelikleri sağlayan transistör seçilerek tasarıma devam edilmiştir.

ATF58143 geniş bantlı transistör seçilmiştir. Bu transistörün veri kağıdı incelendiğinde kazancının 500 MHz'te 19dB olduğu görülmektedir. Verilen bu kazanç değerleri ek bir frekans için geçerli olup çalışma bandı genişledikçe düşmektedir. Bu etki göz önüne alınarak bu çalışmada tasarlanan mikrodalga kuvvetlendiricisinin çalışma bandının 470 – 806 MHz olduğu düşünülürse çıkıştan alınabilecek kazanç değerinin ortalama 15 – 16 dB arasında olacağı öngörülebilir. Bu transistöre ait S parametreleri bulunarak AWR'de bu transistör iki kapılı olarak modellenmiştir.

Şekil 7.19'da tek katlı genel bir kuvvetlendirici devresi blok şeması verilmiştir. Burada transistörün girişinde ve çıkışında uydurum devreleri kullanılmıştır. Empedans uydurum devreleri kapasite, bobin gibi devre elemanlarıyla yapılabileceği gibi mikroşerit hatlarla da yapılabilir. Mikroşerit hatların sadece boyutları değiştirilerek istenilen amaç doğrultusunda uyumlama yapılabilmesi de mikroşerit devreleri avantajlı kılmaktadır. Uydurum işleminin 470 – 806 MHz arasında çalışması amaçlandığından uydurumlar 500 MHz için yapılarak, daha sonra

AWR'de uyumlama özelliği kullanılarak uydurum devreleri kompanse edilmiştir. Bu işlem elde edilebilecek maksimum kazancı etkilemektedir.



Şekil 7.19 Tek katlı kuvvetlendirici devresi blok şeması.

$$\text{Giriş uydurma devresi kazancı : } G_s = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-\Gamma_{in}\times\Gamma_s|^2}$$

$$\text{Transistorun kendi kazancı : } G_o = |S_{21}|^2$$

$$\text{Çıkış uydurma devresi kazancı : } G_L = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\times\Gamma_L|^2}$$

$$\text{Toplam dönüştürücü kazancı: } G_T = G_s \times G_o \times G_L$$

Burada G_o transistore bağlı olduğu için sabittir. Ancak G_s ve G_L maksimum yapılarak G_T 'nin maksimum olması sağlanabilir. G_s ve G_L maksimum olması için giriş ve çıkışa eşlenik empedans uydurum yapılarak $\Gamma_{in} = \Gamma_s^*$ ve $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$ olması sağlandı.

Maksimum güç aktarımı için $Z_s=Z_{in}^*$ ve $Z_L=Z_{out}^*$ değerlerinin ne olacağına karar verildikten sonra bu değerler $Z_0=50\text{ohm}$ 'a uydurulmalıdır. Bu işleme eşlenik empedans uydurumu adı verilir. Bu çalışmada uydurum devreleri mikroşerit hatlarla gerçekleştirilmiştir. Çünkü mikroşerit hatlar daha az yer kaplar, daha hafiftir ve maliyeti de çok yüksek değildir. Ayrıca yüksek güçlü uygulamalarda kapasite, endüktans gibi devre elemanları zarar görebilirler.

Herhangi bir tipteki empedans uydurum devresi tek bir frekans için mükemmel uydurum sağlar. Empedans uydurum devrelerinin geniş bantlı yapılabilmesi için kompanse edilmiş uydurum devreleri, dirençli uydurum devreleri, negatif geri besleme, dengeli kuvvetlendiriciler, dağıtık kuvvetlendiriciler gibi çeşitli alışıl gelmiş yaklaşımlar kullanılır. Bu projede kompanse edilmiş uydurum devreleri yaklaşımı kullanılmıştır. Çalışmada yapılan tasarımın 470 – 806 MHz arasında çalışması amaçlandığından uydurumlar 500MHz için yapılıp, daha sonra AWR'nin

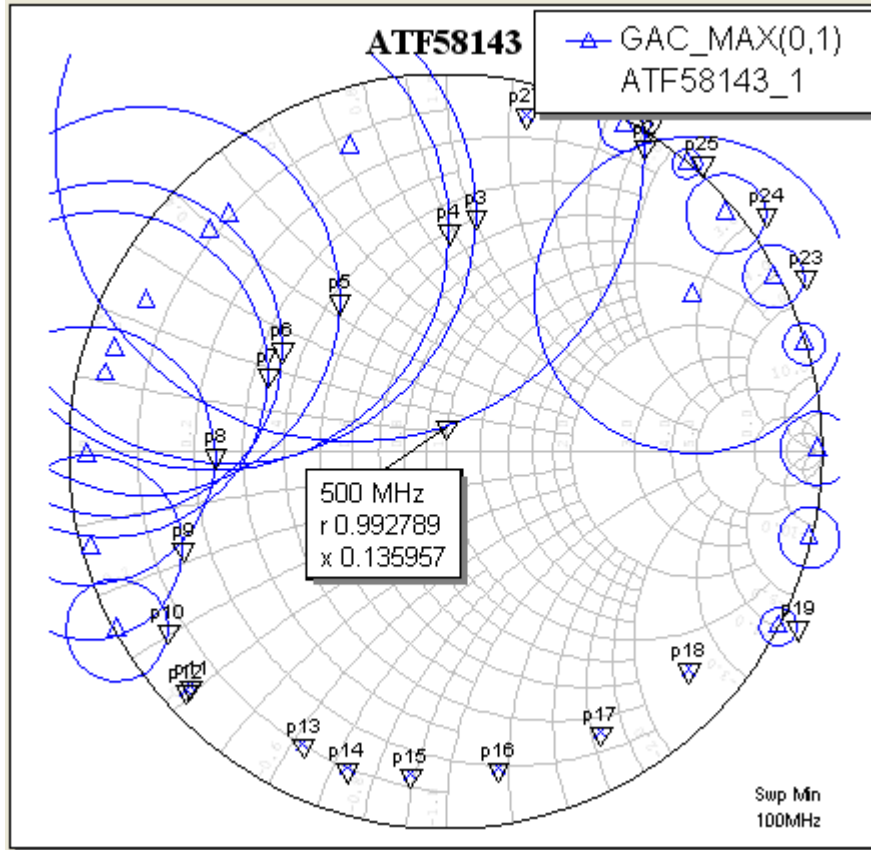
uyulmama özelliği kullanılarak uydurum devreleri kompanse edilip 470 – 806 MHz arasında çalışabilecek hale getirilmiştir. Bu işlem elde edilebilecek maksimum kazancın bir miktar düşmesine neden olmuştur, ancak bant genişliğini artırmak için bu düşüşe göz yumulmuştur.

Bu çalışmada kullanılan uydurum devreleri smith abağı yardımıyla tasarlanmıştır. Empedans uydurum işleminde tek yan hat uydurum, çift yan hat uydurum, çeyrek dalga dönüştürücü, tek parçalı dönüştürücü, çok parçalı dönüştürücü gibi birçok metot vardır. Bu metotlardan en yaygın olanları tek yan hat ve çift yan hat uydurumdur. Bu çalışmada her iki uydurum denenmiş hangisinde daha iyi uydurum sağlandıysa o tercih edilmiştir. Ayrıca tek yan hat da çift yan hat da paralel veya seri olabilir. Paralel yan hattın pratik hayatta gerçekleşmesi daha kolay olduğundan bu çalışmada paralel yan hat kullanılmıştır.

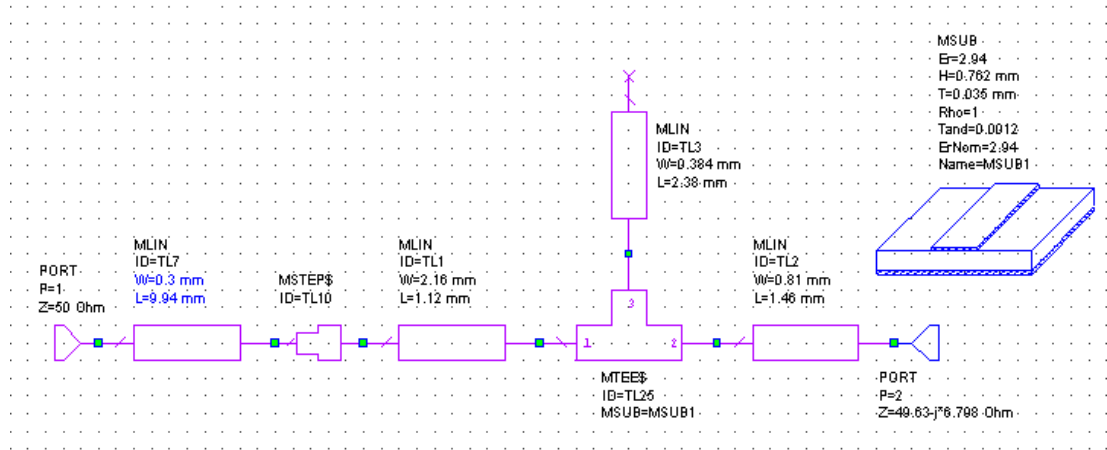
Yan hatların asıl işlevi RF kısa devreyi DC açık devre ya da RF açık devreyi DC kısa devre yapmaktır, başka bir deyişle kapasite gibi çalışır. Bu işlem düşük empedanslı hatlarda gerçekleşir. Empedansın küçülmesi de hattın boyutlarını büyütür ki bu hiç istenmez.

ATF58143 için IMN (Giriş Empedans Uydurum) devresi tasarımı;

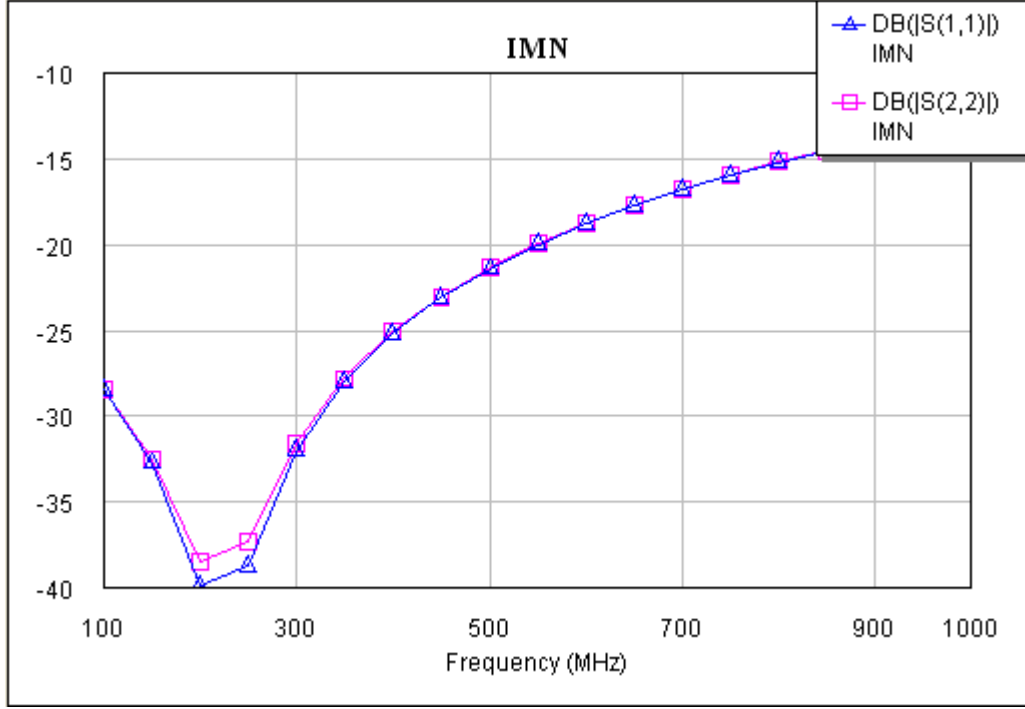
AWR'de modellenen ATF58143 transistordan maksimum kazancı elde edilebilmesi için ilk işlem olarak aynı programın smith abağında giriş sabit kazanç daireleri çizdirilir. Daha sonra maksimum kazancı temsil eden bu dairenin smith abağının merkezine en yakın noktası (Z_{in}) seçilir. Seçilen bu noktanın kompleks eşleniği alınarak 50 ohm'a uydurulur. Uydurma devresinin doğru çalıştığının kabul edilebilmesi için $|S_{11}|$ ve $|S_{22}|$ -10 dB'den daha düşük olmalıdır.



Şekil 7.20 Transistorun giriş uydurma devresi için kazanç daireisi.



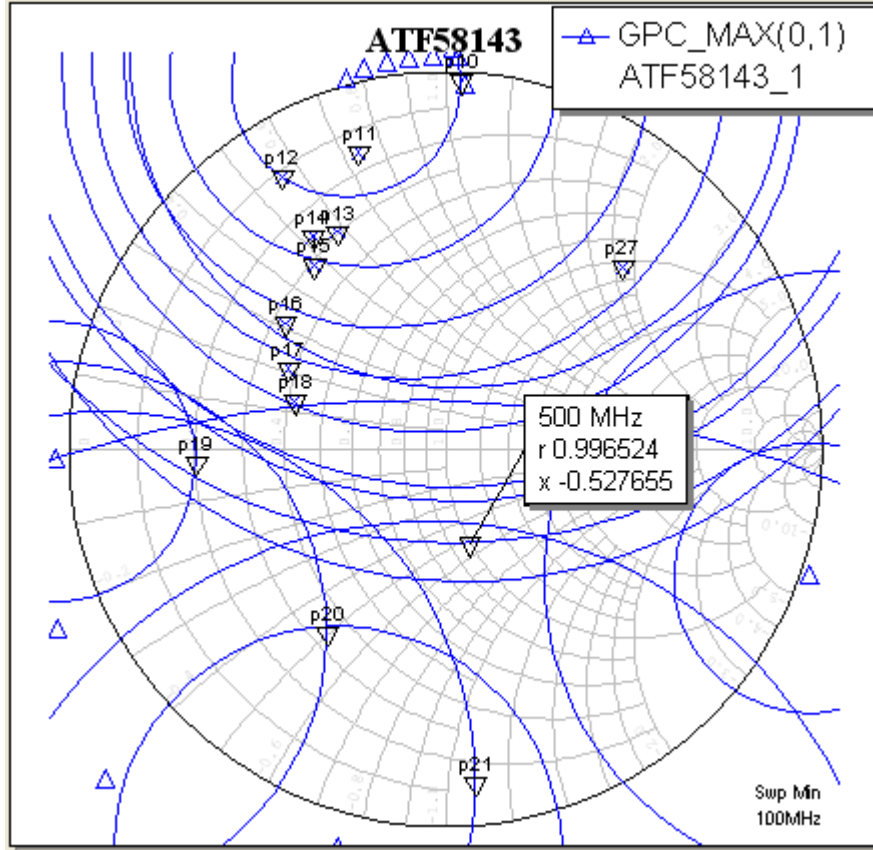
Şekil 7.21 IMN (Giriş empedans uydurma) devresi.



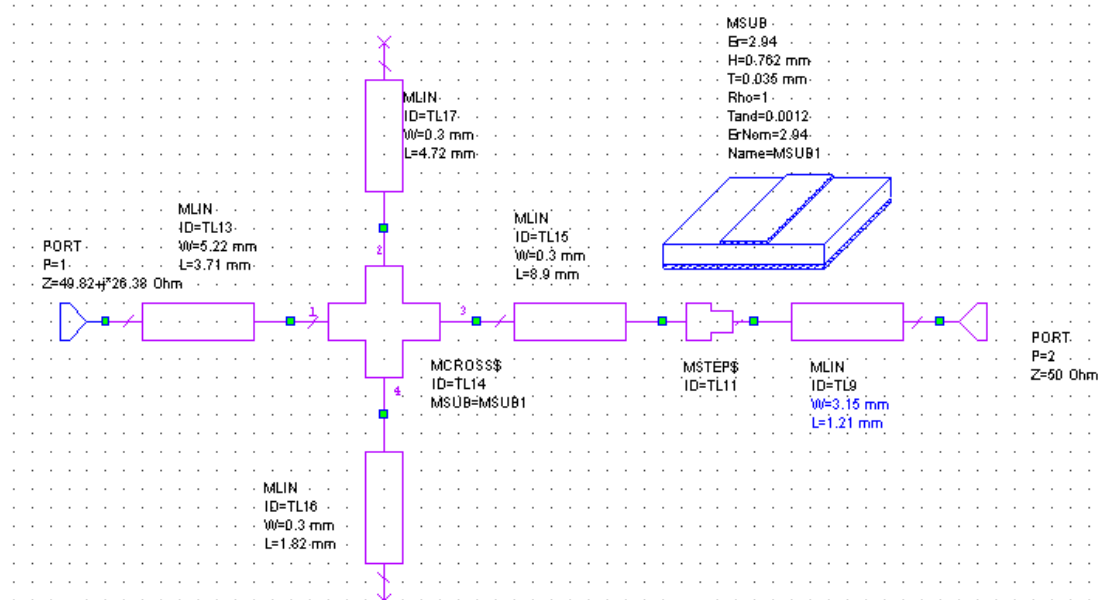
Şekil 7.22 IMN (Giriş empedans uydurma) devresi $|S_{11}|$ ve $|S_{22}|$.

ATF58143 için OMN (Çıkış Empedans Uydurum) devresi tasarımı:

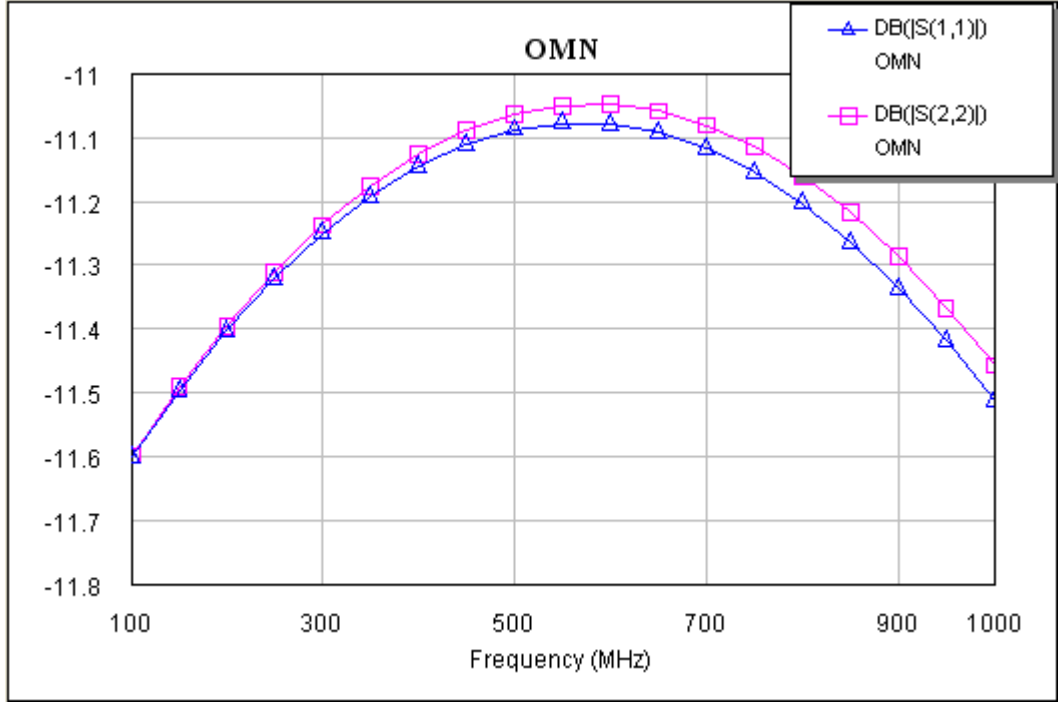
AWR'de modellenen ATF58143 transistoründen maksimum kazanç elde edilebilmesi için ilk işlem olarak aynı programın smith abağında çıkış sabit kazanç daireleri çizdirilir. Daha sonra maksimum kazancı temsil eden bu dairenin smith abağının merkezine en yakın noktası (Z_{in}) seçilir. Seçilen bu noktanın kompleks eşleniği alınarak 50 ohm'a uydurulur. Uydurma devresinin doğru çalıştığının kabul edilebilmesi için $|S_{11}|$ ve $|S_{22}|$ -10 dB den daha düşük olmalıdır.



Şekil 7.23 Transistorun çıkış uydurum devresi için kazanç daresi.

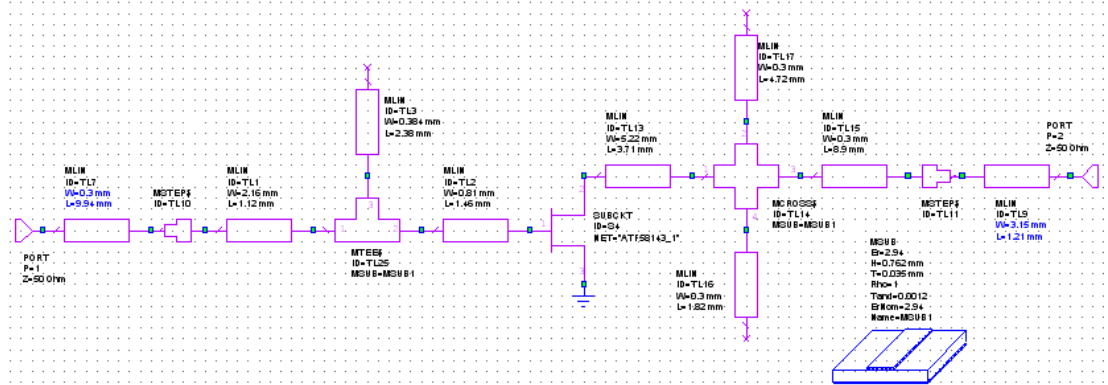


Şekil 7.24 OMN (Çıkış empedans uydurma) devresi.



Şekil 7.25 OMN (Çıkış empedans uydurma) devresi $|S_{11}|$ ve $|S_{22}|$.

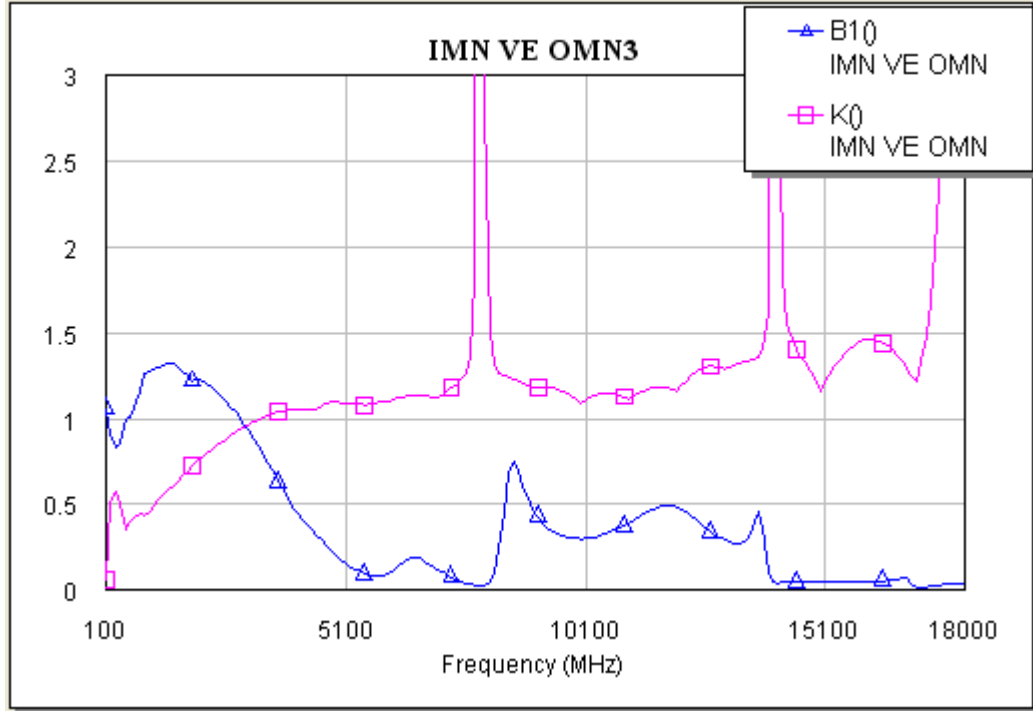
Giriş ve çıkışı uydurulmuş devre Şekil 7.25’de gösterilmiştir.



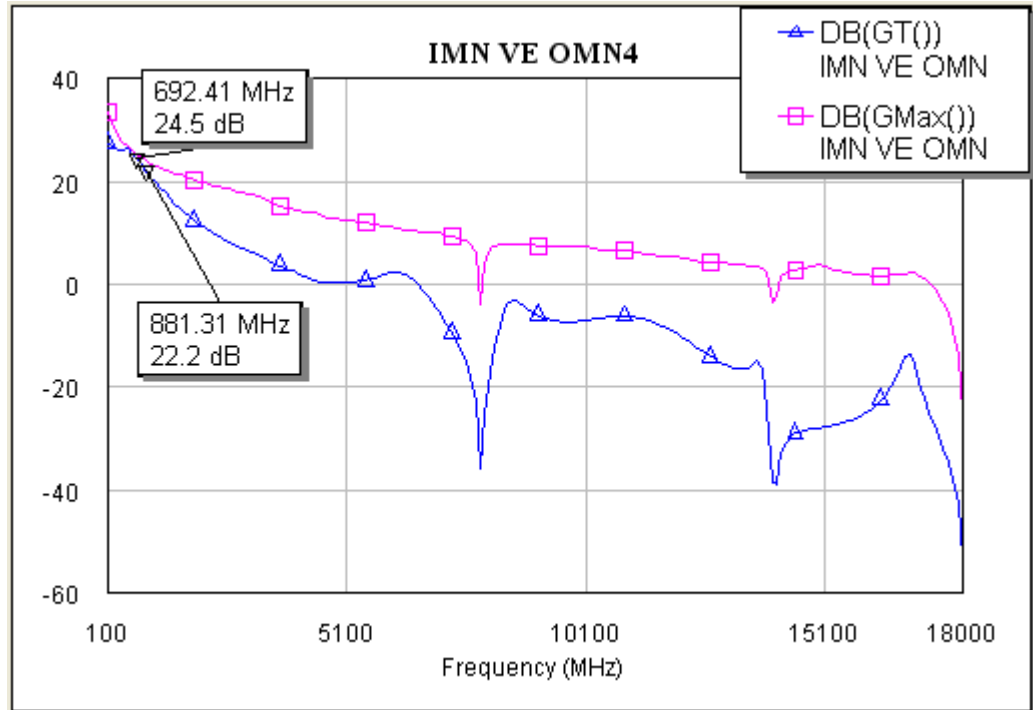
Şekil 7.26 IMN (Giriş empedans uydurma) ve OMN (Çıkış empedans uydurma) devresi.

Şekil 7.26’da giriş katı ve çıkış katı uydurulmuş devrenin Rolet kararlılık analizi yapılmıştır. Amaç koşulsuz kararlı bir devre tasarlamaktır. Giriş katı ve çıkış katı uydurulmuş devrenin K değeri 3 GHz’den sonra 1’in üzerinde, Δ değeri ise 3 GHz’den sonra 1’in altındadır. 3 GHz’den düşük frekanslar için $K < 1$ ve $\Delta > 1$ dir. Rolet kararlılık koşulu sağlanamamıştır. Şekil 7.27’de giriş katı ve çıkış katı uydurulmuş devrenin dönüştürücü kazancı gösterilmiştir. Elde edilebilecek maksimum kazançla, elde edilen kazanç incelenmiştir. UHF band frekanslarında G_{max} değerine çok ufak bir hata ile yaklaşılmaktadır. Kazanç 696 MHz’de 24.5 dB

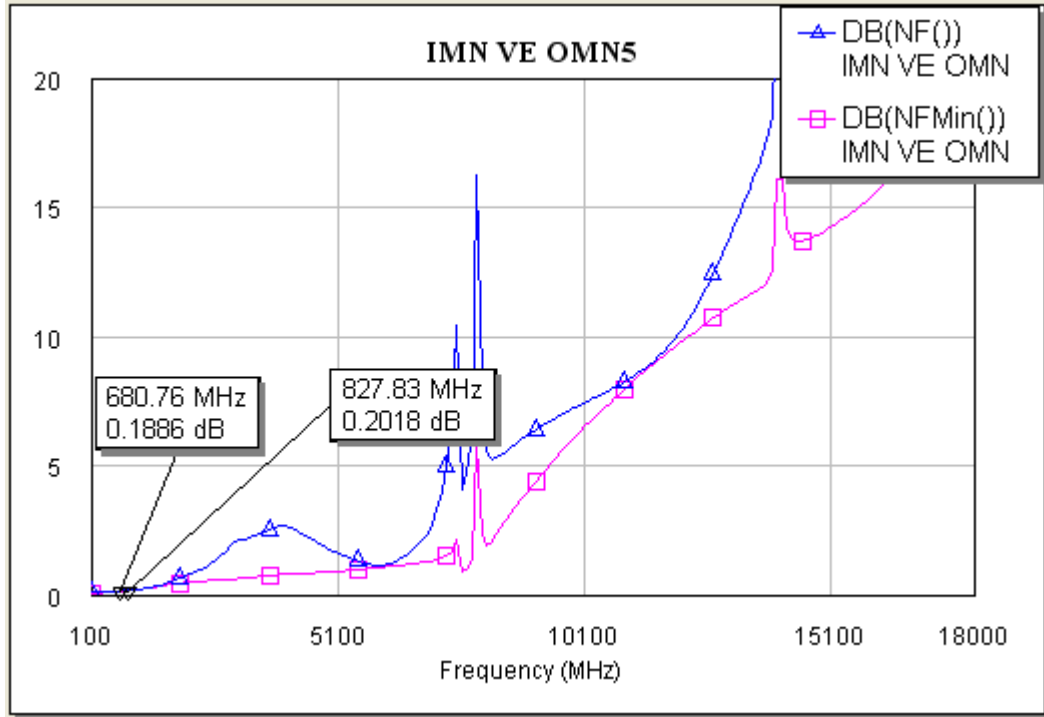
iken 806 MHz'de 22.9 dB değerindedir. Şekil 7.28'de giriş katı ve çıkış katı uydurulmuş devrenin gürültü faktörü incelenmiştir. 696 MHz'de 0.189 dB, 806 MHz'de 0.2 dB gürültü faktörüne sahiptir. Gürültü faktörü 1 dB'nin altında olduğu sürece iyi bir değer olarak kabul görür. Gürültü faktörü ne kadar küçükse bir kuvvetlendirici o kadar verimlidir. Şekil 7.29'da giriş katı ve çıkış katı uydurulmuş devrenin $|S_{11}|$ ve $|S_{22}|$ değerlerinin modülü incelenmiştir. Bu parametreler frekans bandı boyunca (0.1 – 18 GHz) arasında 1'in altında ise kuvvetlendirici osilasyon yapmaz anlamına gelir ve bu da transistor için iyi bir sonuçtur. Şekil 7.30'da giriş katı ve çıkış katı uydurulmuş devrenin geri dönüş kaybı olan S_{11} ve S_{22} 'nin dB olarak değerleri gösterilmiştir. 696 MHz'de S_{11} (giriş geri dönüş kaybı) -2.85 dB, 806 MHz'de -2.91 dB değerindedir. 696 MHz'de S_{22} (çıkış geri dönüş kaybı) -9.4 dB, 806 MHz'de -9.8 dB değerindedir. Bu değerler -10 dB'nin altında ise kuvvetlendirici için iyi bir sonuçtur. Şekil 7.31'de giriş gerilim duran dalga oranı (VSWR) incelenmiştir. Giriş VSWR değeri 696 MHz frekansında 5.945, 806 MHz'de ise 5.932 değerindedir. Kuvvetlendiricide bu değer kabul edilebilir bir değer değildir. Bunun için giriş gerilim duran dalga oranı (VSWR) 2'nin altında olması gerekir. Şekil 7.32'de çıkış gerilim duran dalga oranı (VSWR) incelenmiştir. Giriş VSWR değeri 696 MHz frekansında 2.098, 806 MHz'de ise 2 değerindedir.



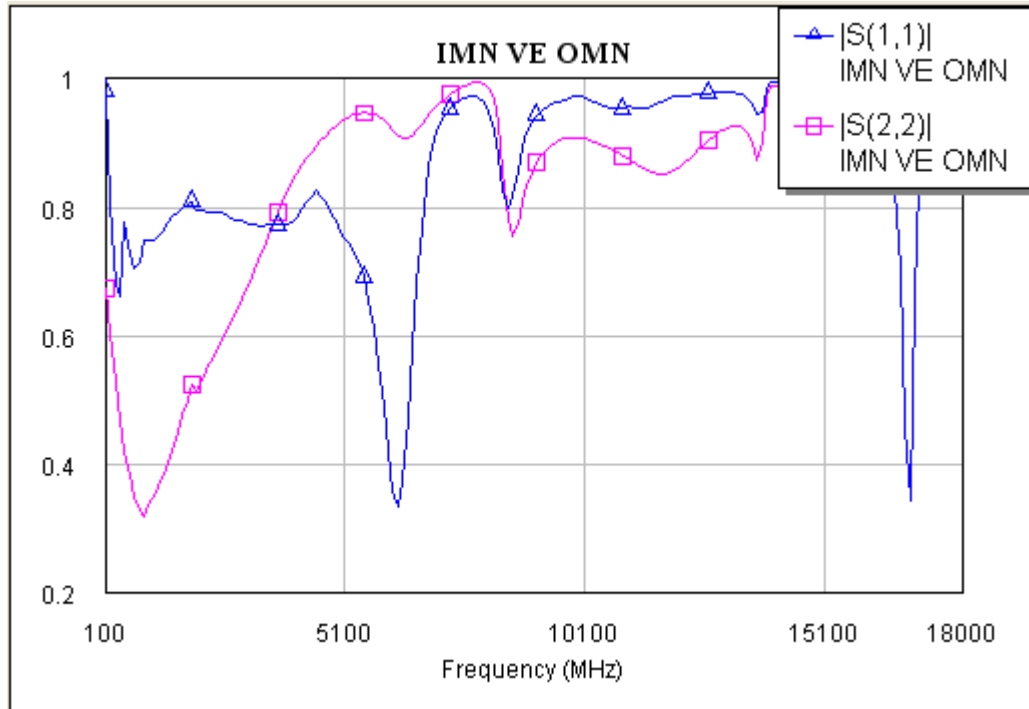
Şekil 7.27 Girişi ve çıkışı uydurulmuş devrenin kararlılık parametreleri.



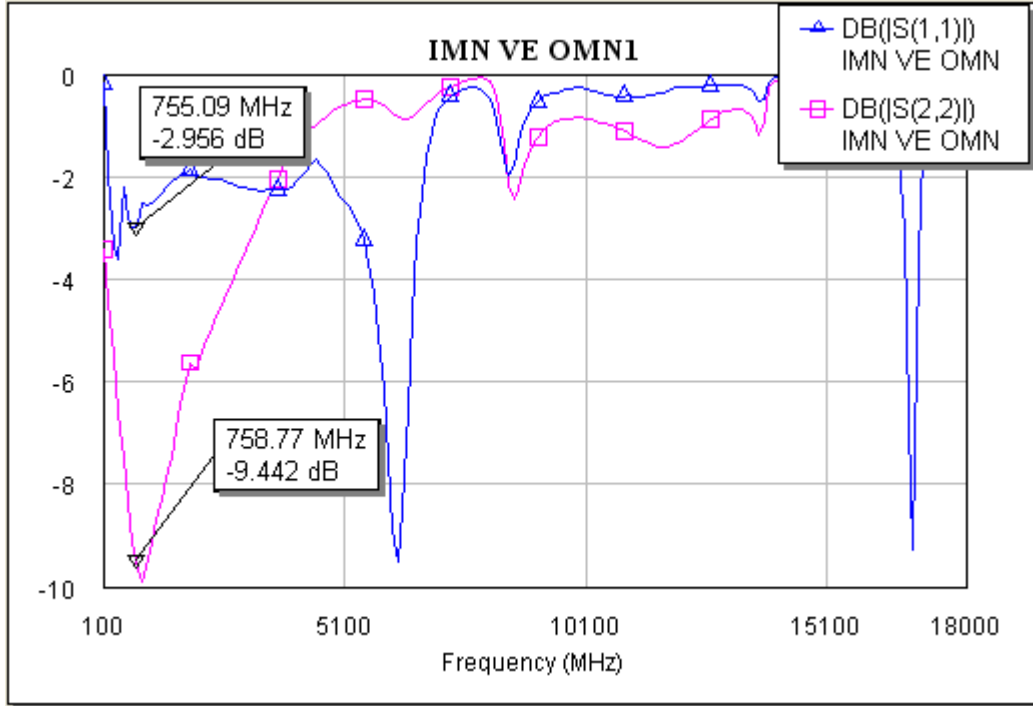
Şekil 7.28 Girişi ve çıkışı uydurulmuş devrenin dönüştürücü kazancı.



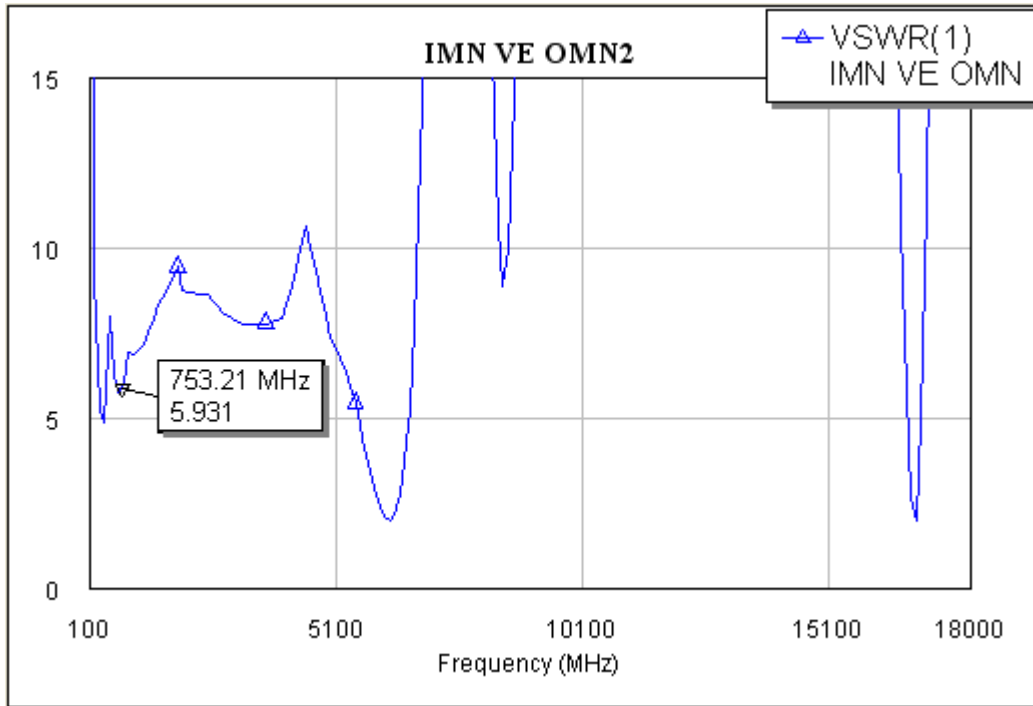
Şekil 7.29 Girişi ve çıkışı uydurulmuş devrenin gürültü faktörü.



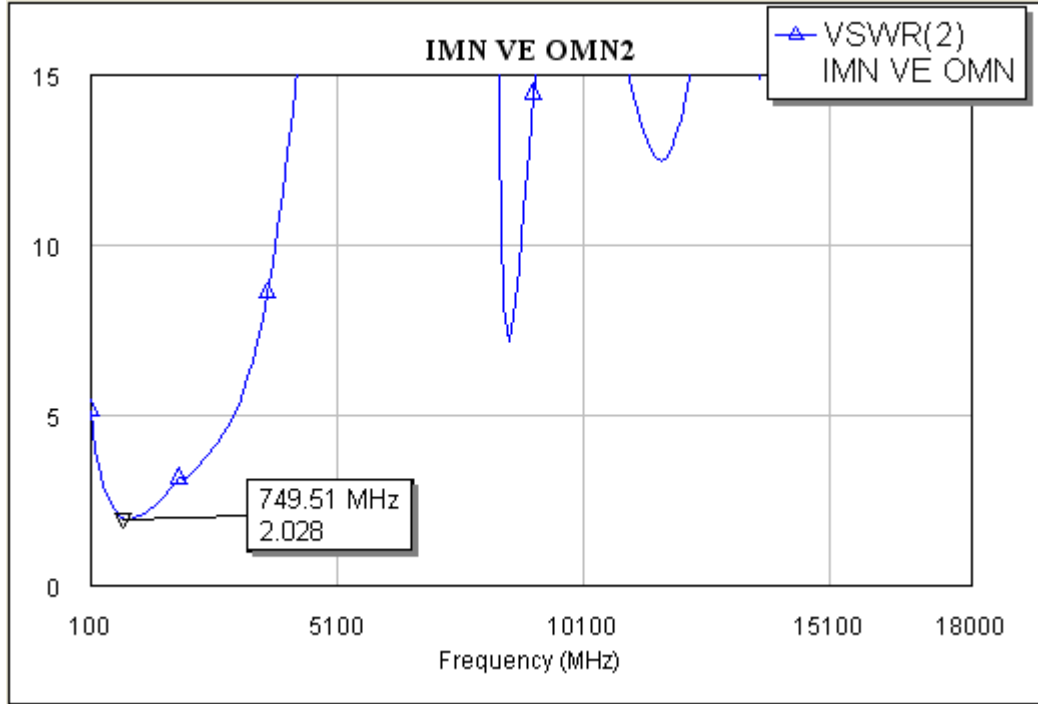
Şekil 7.30 Girişi ve çıkışı uydurulmuş devrenin $|S_{11}|$ ve $|S_{22}|$ değeri.



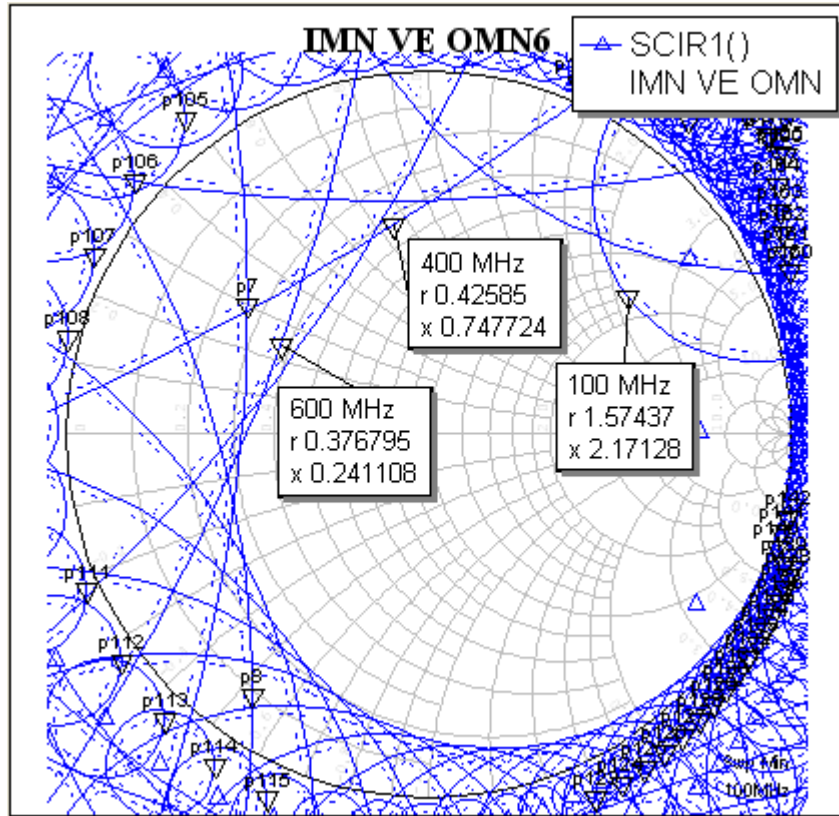
Şekil 7.31 Girişi ve çıkışı uydurulmuş devrenin $|S_{11}|$ ve $|S_{22}|$ 'nin dB değeri.



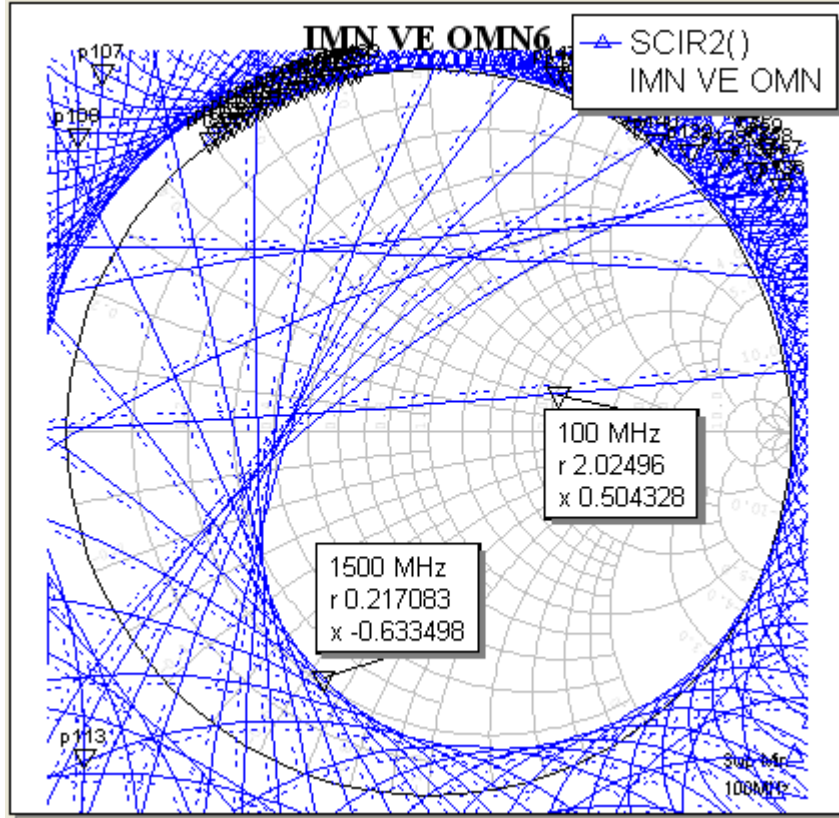
Şekil 7.32 Girişi ve çıkışı uydurulmuş devrenin giriş VSWR değeri.



Şekil 7.33 Girişi ve çıkışı uydurulmuş devrenin çıkış VSWR değeri.



Şekil 7.34 Girişi ve çıkışı uydurulmuş devrenin giriş kararlılık daireleri.



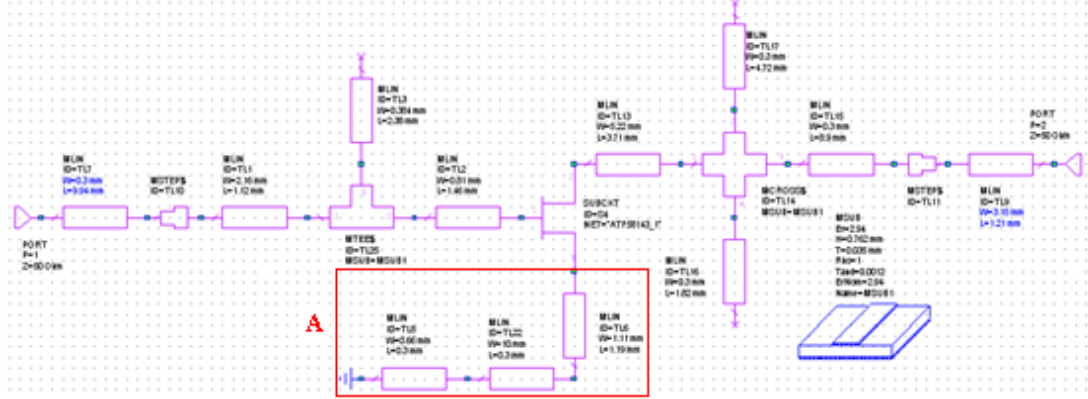
Şekil 7.35 Girişi ve çıkışı uydurulmuş devrenin çıkış kararlılık daireleri.

IMN ve OMN uydur. devrenin	Frekans MHz	Kararlılık	Dönüştürücü Kazancı	Gürültü Faktörü	S_{11}	S_{22}	$VSWR_1$	$VSWR_2$
	696	Koşulsuz kararsız	24.5 dB	0.189 dB	-2.85 dB	-9.4 dB	5.945	2.098
	806		22.9 dB	0.2 dB	-2.91 dB	-9.8 dB	5.932	2

Tablo 7.4 Giriş katı ve çıkış katı uydurulmuş devrenin 696 ve 806 MHz arasında incelenmesi.

7.4 Giriş katı ve Çıkış katı Uydurulmuş Devrenin Koşulsuz Kararlı hale Getirilmesi ve Hedeflenen Değerlere Ulaşılması

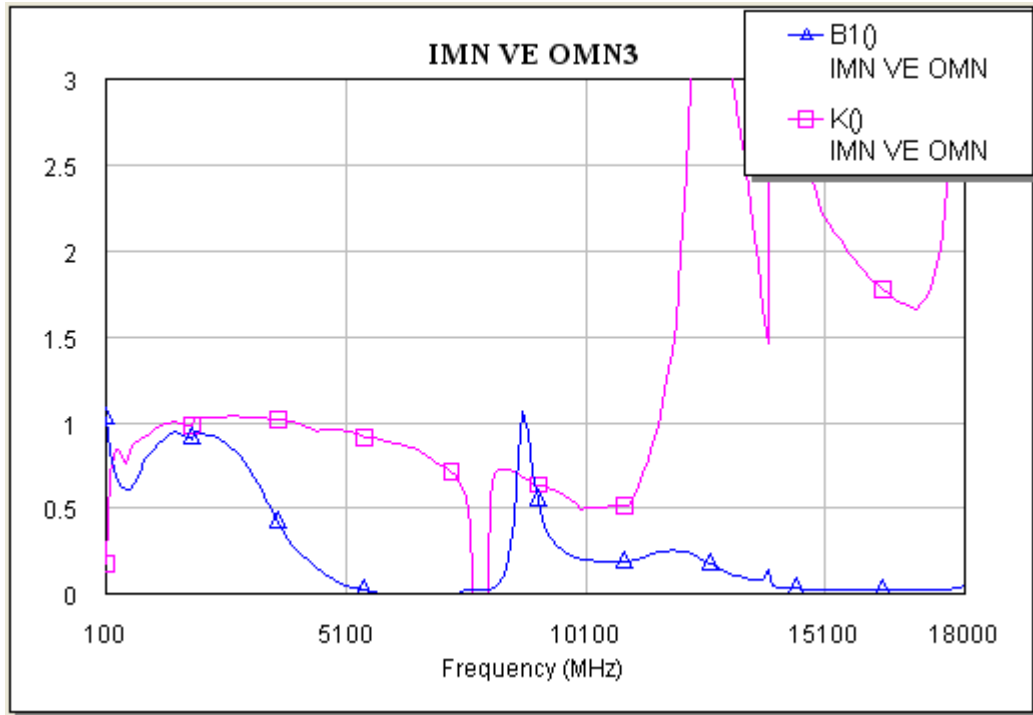
1. adım A eklendiğinde: Kaynak (Source) ucuna mikroşerit hat eklenmiştir. Amaç; bant boyunca kararlılık sağlamak, VSWR değerini 1.6'nın altına düşürmek.



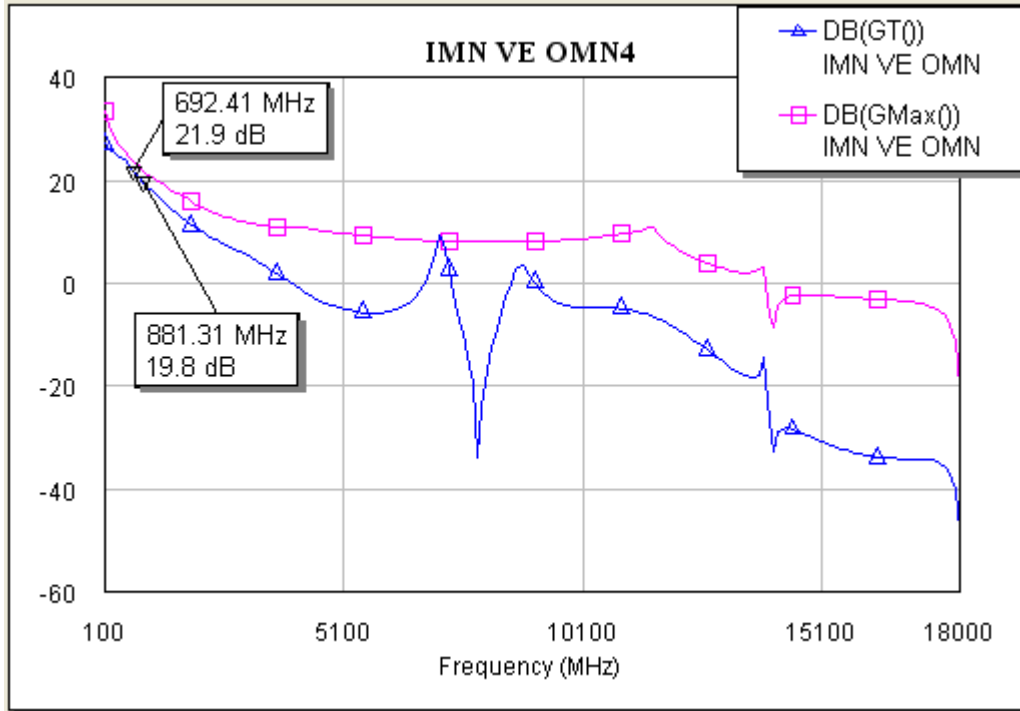
Şekil 7.36 Mosfet'in kaynak (source) ucuna mikroşerit hat eklendiğinde.

Giriş katı ve çıkış katı uydurulmuş devreyi koşulsuz kararlı hale getirmek, giriş ve çıkış geri dönüş kaybını -10 dB'nin altına düşürmek ve giriş gerilim duran dalga oranı (VSWR 1), çıkış gerilim duran dalga oranı (VSWR 2) değerini 2'nin altına çekebilmek için mosfetin source ucuna mikroşerit hatlar eklenmiştir. Şekil 7.35'de giriş katı ve çıkış katı uydurulmuş devrenin kaynak (source) ucuna eklenen mikroşerit hat ile devrenin Rolet kararlılık analizi yapılmıştır. Amaç koşulsuz kararlı bir devre tasarlamaktır. Yapılan bu ekleme ile K ve Δ değerlerinde istenen değerler elde edilememiştir. Rolet kararlılık koşulu sağlanamamıştır. Şekil 7.36'da mosfet'in kaynak (source) ucuna mikroşerit hat eklendiğinde giriş katı ve çıkış katı uydurulmuş devrenin dönüştürücü kazancı gösterilmiştir. Elde edilebilecek maksimum kazançla, elde edilen kazanç incelenmiştir. Kazanç 696 MHz'de 21.9 dB, 806 MHz'de 20.3 dB değerindedir. Şekil 7.37'de mosfet'in kaynak (source) ucuna mikroşerit hat eklendiğinde giriş katı ve çıkış katı uydurulmuş devrenin gürültü faktörü incelenmiştir. 696 MHz'de 0.189 dB, 806 MHz'de 0.2 dB gürültü faktörüne sahiptir. Gürültü faktörü 1 dB'nin altında olduğu sürece iyi bir değer olarak kabul görür. Gürültü faktörü ne kadar küçükse bir kuvvetlendirici o kadar verimlidir. Şekil 7.38'de mosfet'in kaynak (source) ucuna mikroşerit hat eklendiğinde giriş katı ve çıkış katı uydurulmuş devrenin geri dönüş kaybı olan S_{11} ve S_{22} 'nin dB olarak değerleri gösterilmiştir. 696 MHz'de S_{11} (giriş geri dönüş kaybı) -10.54 dB, 806 MHz'de -10.94 dB değerindedir. 696 MHz'de S_{22} (çıkış geri dönüş kaybı) -9.6 dB,

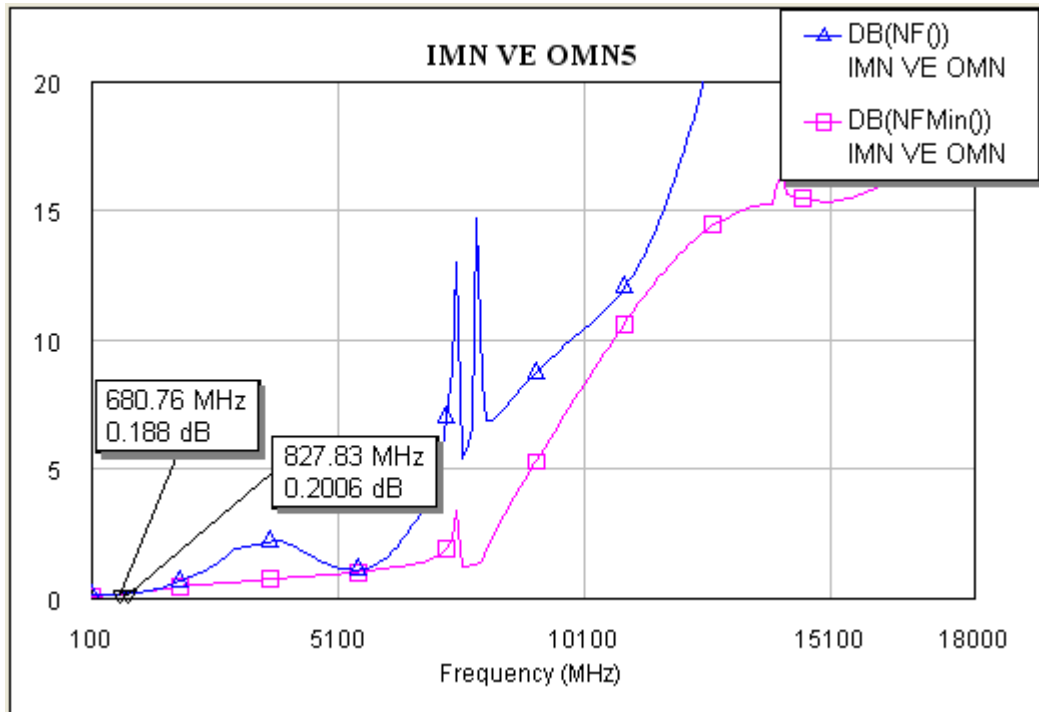
806 MHz'de -10.12 dB değerindedir. Bu değerler -10 dB'nin altında ise kuvvetlendirici için iyi bir sonuçtur. Ancak 6.8 GHz ve 7.56 GHz frekans aralığında S_{11} değeri 0 dB'nin üzerindedir. Bu frekanslarda kuvvetlendirici osilasyon yapar bu istenen bir durum değildir. Şekil 7.39'da giriş gerilim duran dalga oranı (VSWR) incelenmiştir. Giriş VSWR değeri 696 MHz frekansında 1.845, 806 MHz'de ise 1.862 değerindedir. Şekil 7.40'da çıkış gerilim duran dalga oranı (VSWR) incelenmiştir. Çıkış VSWR değeri 696 MHz frekansında 1.908, 806 MHz'de ise 1.915 değerindedir.



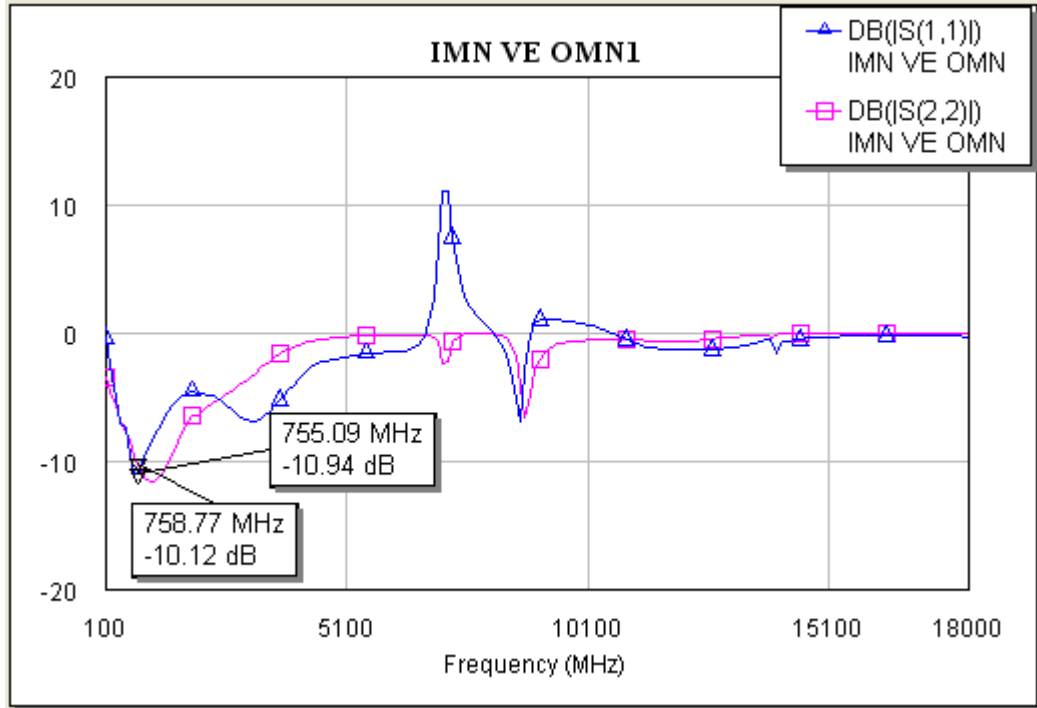
Şekil 7.37 Kararlılık Analizi.



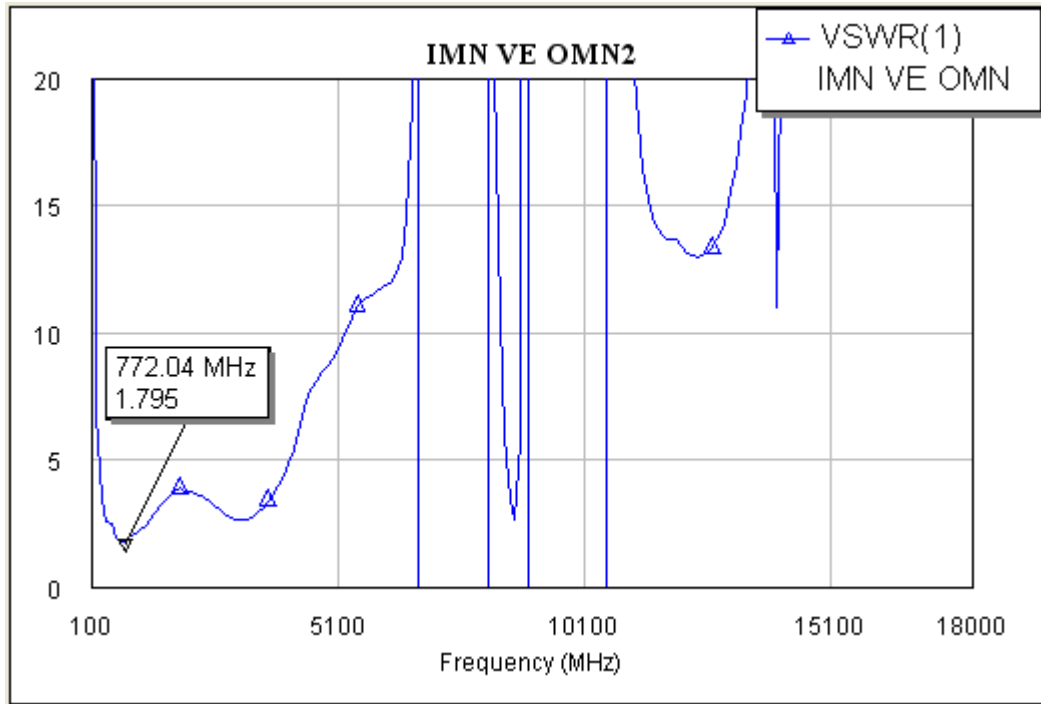
Şekil 7.38 Kazanç değişimi.



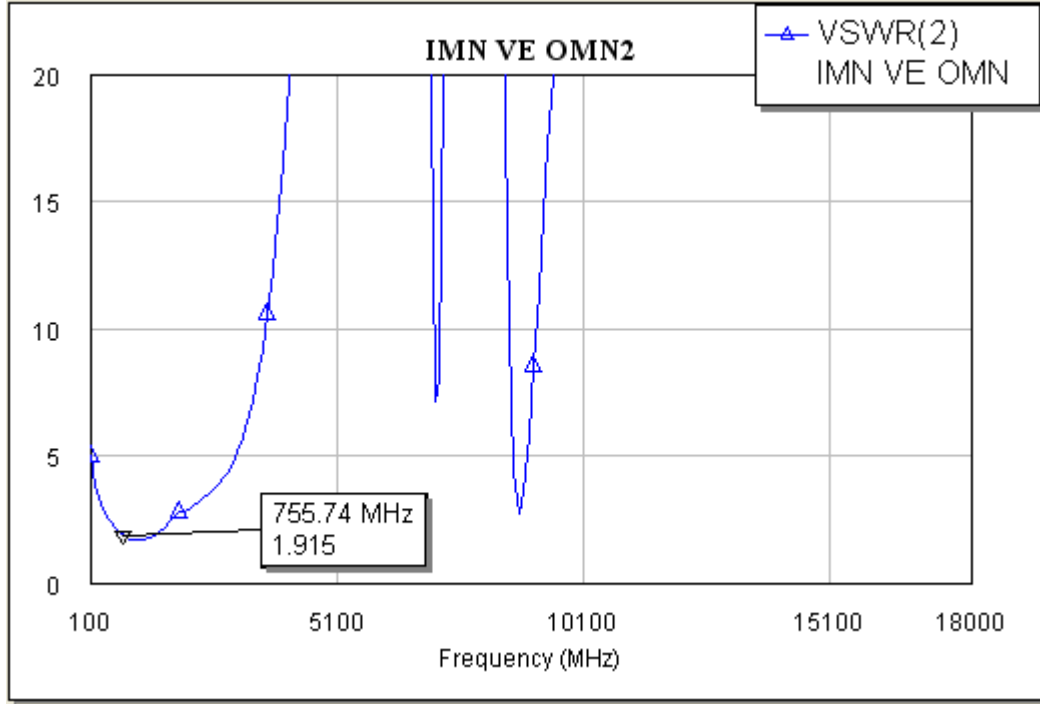
Şekil 7.39 Gürültü faktörü değişimi.



Şekil 7.40 Port parametresi değişimi.



Şekil 7.41 Giriş VSWR değişimi.



Şekil 7.42 Çıkış VSWR değişimi.

IMN ve OMN uydur. devrenin	Frekans MHz	Kararlılık	Dönüştürücü Kazancı	Gürültü Faktörü	S_{11}	S_{22}	$VSWR_1$	$VSWR_2$
	696	Koşulsuz kararsız	24.5 dB	0.189 dB	-2.85 dB	-9.4 dB	5.945	2.098
	806		22.9 dB	0.2 dB	-2.91 dB	-9.8 dB	5.932	2

(a)

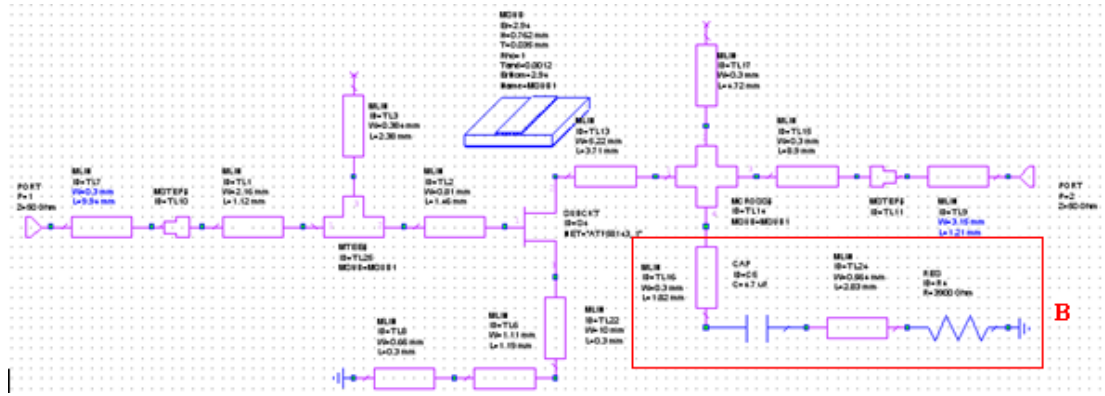
1. adım A Eklendi ğinde	Frekans MHz	Kararlılık	Dönüştürücü Kazancı	Gürültü Faktörü	S_{11}	S_{22}	$VSWR_1$	$VSWR_2$
	696	Koşulsuz kararsız	21.9 dB	0.189 dB	-10.54 dB	-9.6 dB	1.845	1.908
	806		20.3 dB	0.2 dB	-10.94 dB	-10.12 dB	1.862	1.915

(b)

Tablo 7.5 (a) Giriş katı ve çıkış katı uydurulmuş devre

(b) A hattı eklendiğinde devrenin 696 ve 806 MHz arasında incelenmesi.

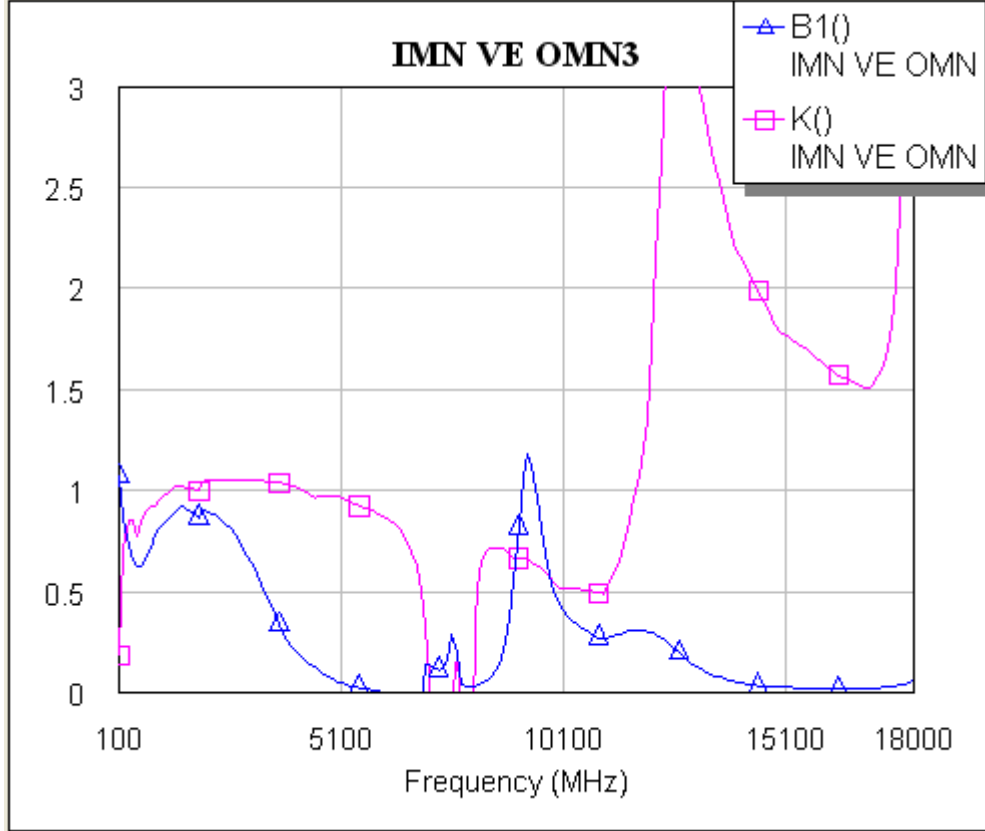
2. adım B eklendiğinde: Mosfet'in drain ucuna eklenen mikroşerit hat ve devre elemanları ile frekans bandında kararlılığı arttırmıştır.



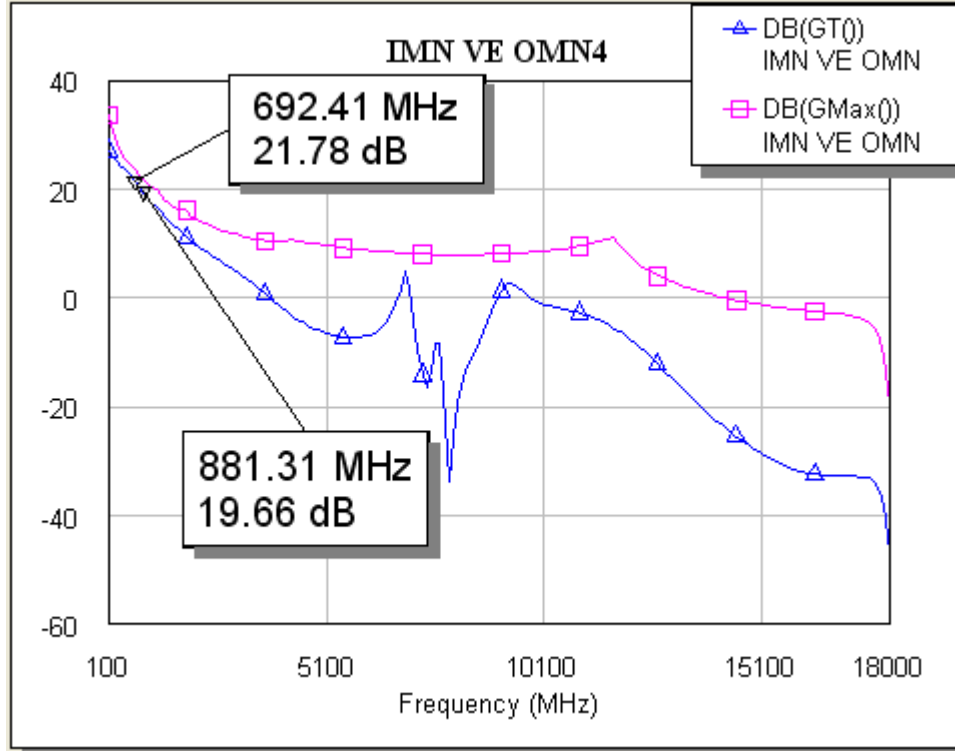
Şekil 7.43 Mosfet'in drain ucuna mikroşerit hat eklendiğinde.

Giriş katı ve çıkış katı uydurulmuş devreyi koşulsuz kararlı hale getirmek, giriş ve çıkış geri dönüş kaybını -10 dB'nin altına düşürmek ve giriş gerilim duran dalga oranı (VSWR 1), çıkış gerilim duran dalga oranı (VSWR 2) değerini 2'nin altına çekebilmek için mosfetin drain ucuna mikroşerit hat, kapasite ve direnç eklenmiştir. Kaynak ucuna eklenen mikroşerit hatlarla geri dönüş kaybını -10 dB'nin altına indirebildik fakat S_{11} ve S_{22} değeri 0.1 – 18 GHz frekans aralığında osilasyon meydana gelmiştir. Bu osilasyonu giderebilmek için drain ucuna eklemeler yapılmıştır. Şekil 7.42'de giriş katı ve çıkış katı uydurulmuş devrenin drain ucuna eklenen devre ile devrenin Rolet kararlılık analizi yapılmıştır. Amaç koşulsuz kararlı bir devre tasarlamaktır. Yapılan bu ekleme ile K ve Δ değerinde istenen değerler elde edilememiştir. Rolet kararlılık koşulu sağlanamamıştır. Şekil 7.43'de dönüştürücü kazancı gösterilmiştir. Elde edilebilecek maksimum kazançla, elde edilen kazanç incelenmiştir. Kazanç 696 MHz'de 21.78 dB, 806 MHz'de 19.66 dB değerindedir. Şekil 7.44'de devrenin gürültü faktörü incelenmiştir. 696 MHz'de 0.189 dB, 806 MHz'de 0.2015 dB gürültü faktörüne sahiptir. Gürültü faktörü 1 dB'nin altında olduğu sürece iyi bir değer olarak kabul görür. Gürültü faktörü ne kadar küçükse bir kuvvetlendirici o kadar verimlidir. Şekil 7.45'de devrenin geri dönüş kaybı olan S_{11} ve S_{22} 'nin dB olarak değerleri gösterilmiştir. 696 MHz'de S_{11} (giriş geri dönüş kaybı) -9.54 dB, 806 MHz'de -9.94 dB değerindedir. 696 MHz'de S_{22} (çıkış geri dönüş kaybı) -11.2 dB, 806 MHz'de -11.39 dB değerindedir. Bu değerler -10 dB'nin altında ise kuvvetlendirici için iyi bir sonuçtur. Ancak 6.9 GHz ve 7.3 GHz frekans aralığında S_{11} değeri 0 dB'nin üzerindedir. Bu frekanslarda kuvvetlendirici

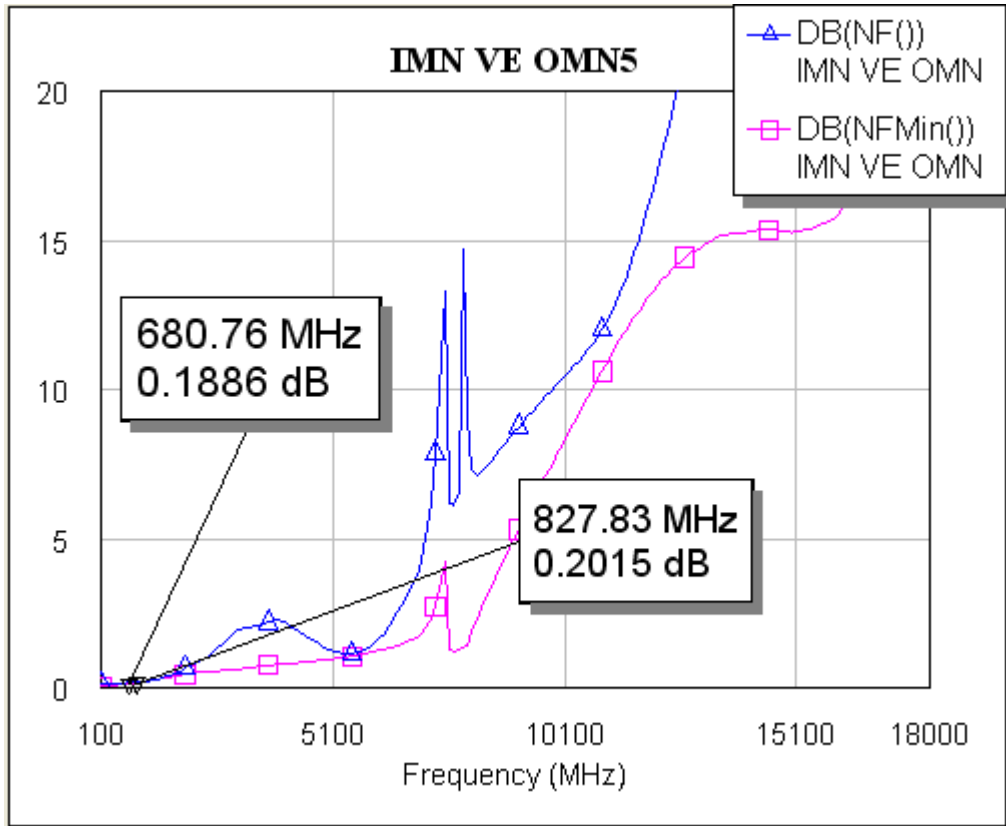
osilasyon yapar bu istenen bir durum değildir. Şekil 7.46’da giriş gerilim duran dalga oranı (VSWR) incelenmiştir. Giriş VSWR değeri 696 MHz frekansında 1.945, 806 MHz’de ise 1.962 değerindedir. Şekil 7.47’de çıkış gerilim duran dalga oranı (VSWR) incelenmiştir. Çıkış VSWR değeri 696 MHz frekansında 1.908, 806 MHz’de ise 1.935 değerindedir.



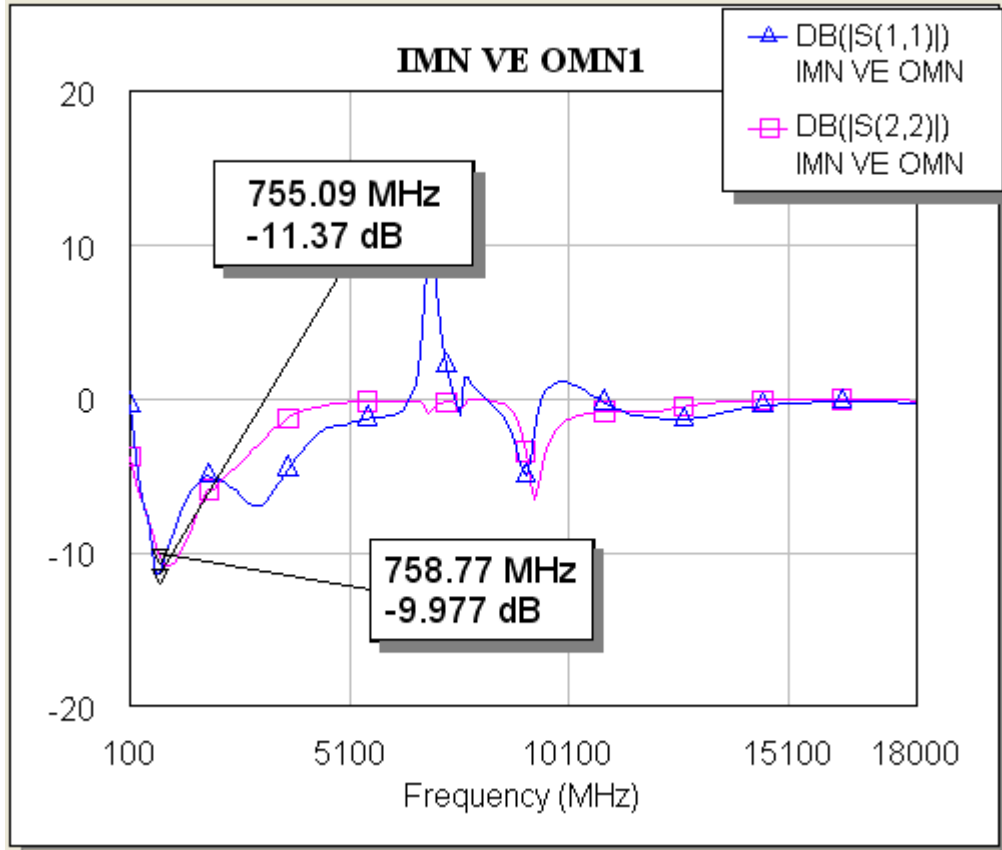
Şekil 7.44 Kararlılık Analizi.



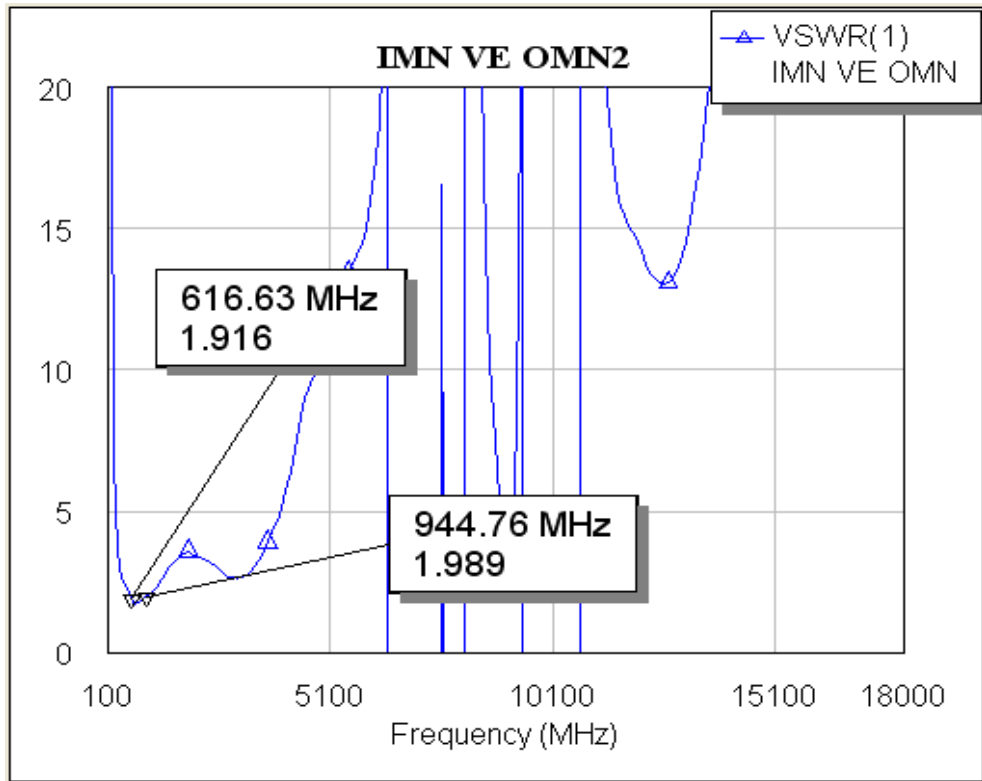
Şekil 7.45 Kazanç değişimi.



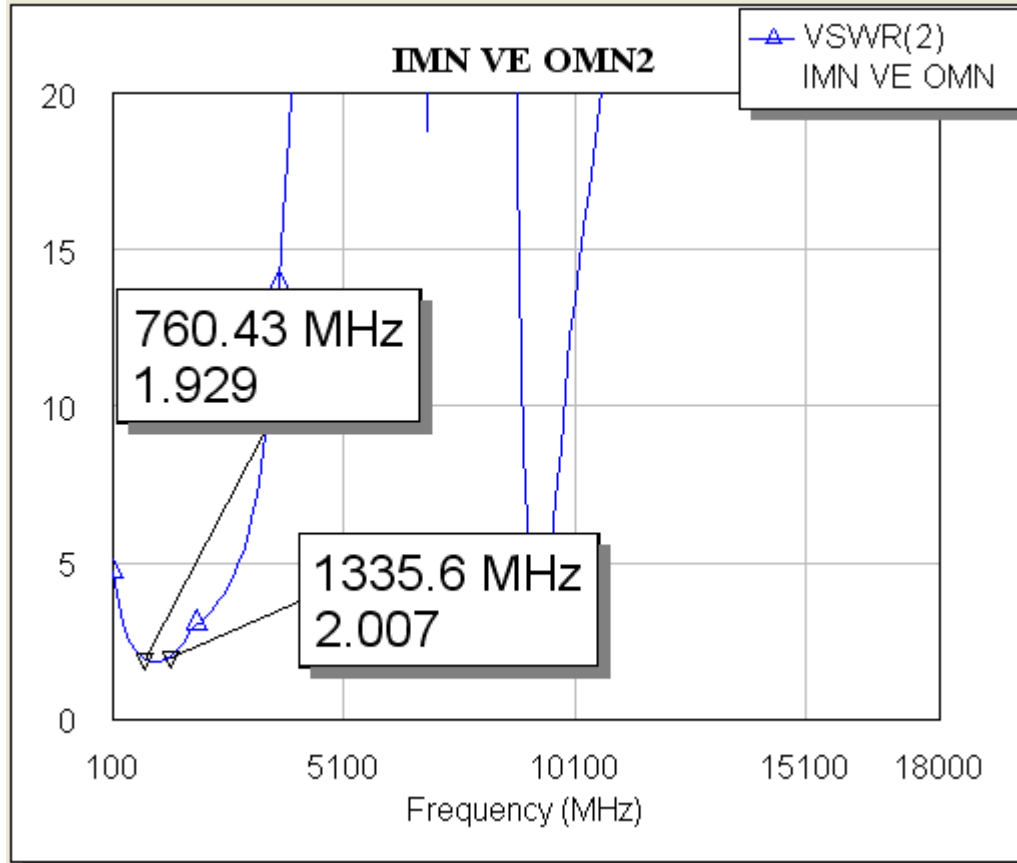
Şekil 7.46 Gürültü faktörü değişimi.



Şekil 7.47 Port parametresi değişimi.



Şekil 7.48 Giriş VSWR değişimi.



Şekil 7.49 Çıkış VSWR değişimi.

	Frekans MHz	Kararlılık	Dönüştürücü Kazancı	Gürültü Faktörü	S_{11}	S_{22}	$VSWR_1$	$VSWR_2$
1. adım A Eklendiğinde	696	Koşulsuz kararsız	21.9 dB	0.189 dB	-10.54 dB	-9.6 dB	1.845	1.908
	806		20.3 dB	0.2 dB	-10.94 dB	-10.12 dB	1.862	1.915

(a)

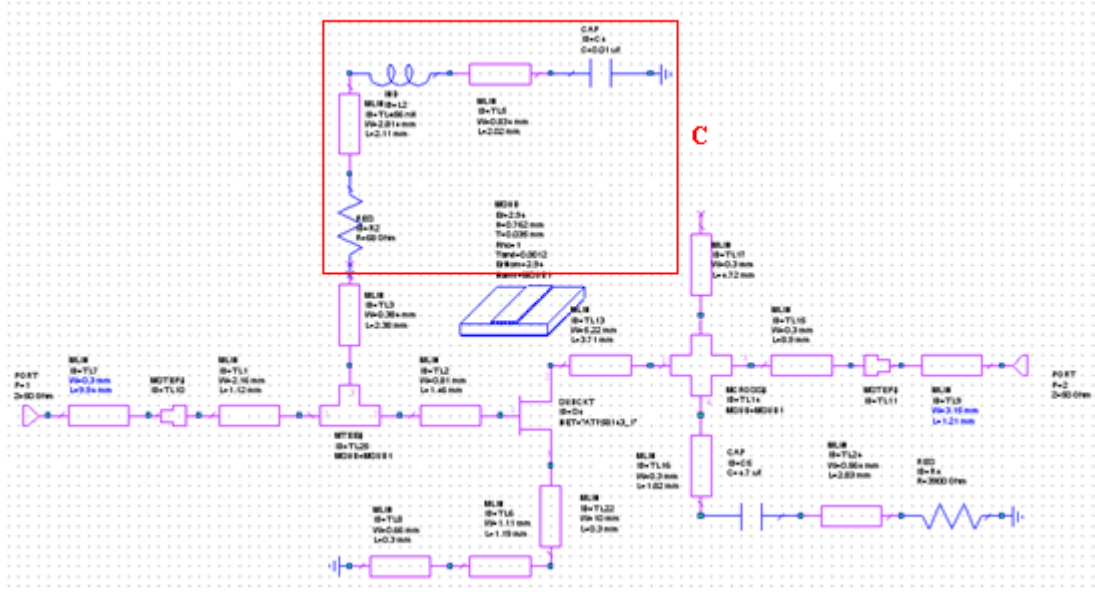
	Frekans MHz	Kararlılık	Dönüştürücü Kazancı	Gürültü Faktörü	S_{11}	S_{22}	$VSWR_1$	$VSWR_2$
2. adım B Eklendiğinde	696	Koşulsuz kararsız	21.78 dB	0.189 dB	-9.54 dB	-11.12 dB	1.945	1.908
	806		19.66 dB	0.2 dB	-9.94 dB	-11.39 dB	1.962	1.935

(b)

Tablo 7.6 (a) A hattı eklendiğinde devrenin 696 ve 806 MHz arasında incelenmesi.

(b) B hattı eklendiğinde devrenin 696 ve 806 MHz arasında incelenmesi.

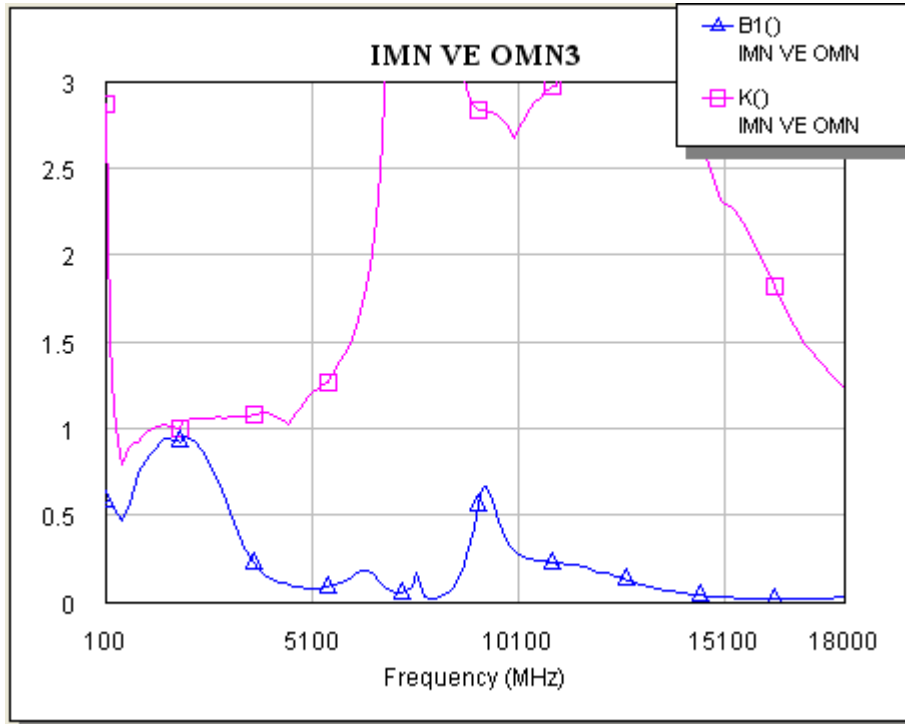
3. adım C eklendiğinde: Mosfet'in kapı (gate) ucuna eklenen mikroşerit hat ve devre elemanları ile alçak frekans aralığında denge sağlanmıştır.



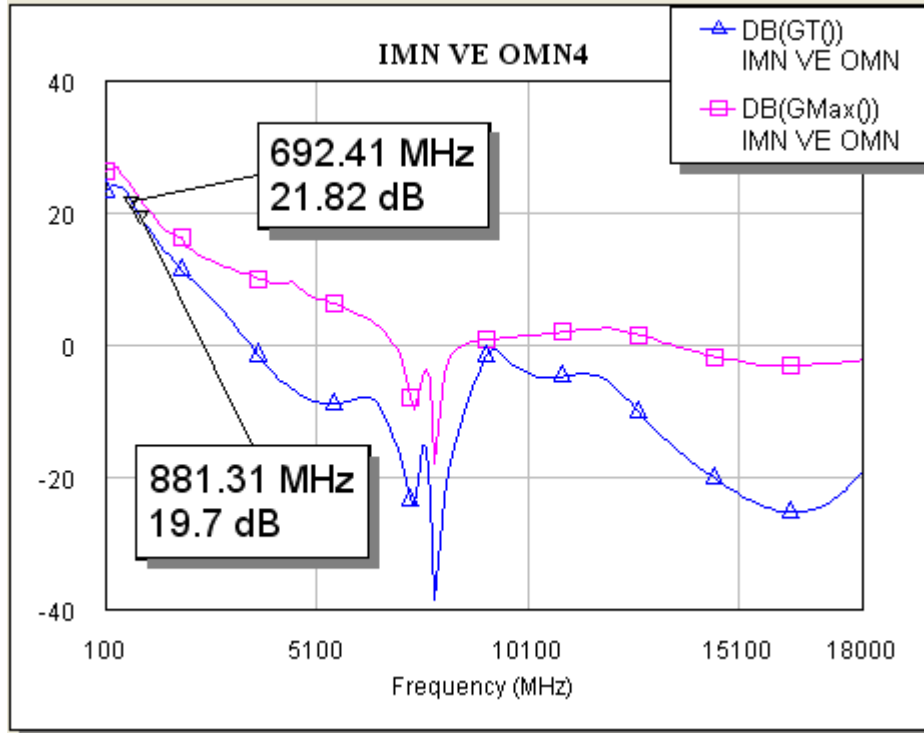
Şekil 7.50 Mosfet'in kapı (gate) ucuna mikroşerit hat eklendiğinde.

Giriş katı ve çıkış katı uydurulmuş devreyi koşulsuz kararlı hale getirmek, giriş ve çıkış geri dönüş kaybını -10 dB'nin altına düşürmek ve giriş gerilim duran dalga oranı (VSWR 1), çıkış gerilim duran dalga oranı (VSWR 2) değerini 2'nin altına çekebilmek için mosfetin kapı (gate) ucuna mikroşerit hat, kapasite, direnç, bobin eklenmiştir. Kaynak ucuna eklenen mikroşerit hatlarla geri dönüş kaybını -10 dB'nin altına indirebildik. A ve B eklendiğinde meydana gelen osilasyon gate ucuna eklenen devre ile düzelmiştir. S_{11} ve S_{22} değeri $0.1 - 18$ GHz frekans aralığında osilasyon oluşmamaktadır. Şekil 7.49'da gate ucuna eklenen devre ile devrenin Rolet kararlılık analizi yapılmıştır. Amaç koşulsuz kararlı bir devre tasarlamaktır. Yapılan bu ekleme ile K ve Δ değerinde çok iyi bir düzelme meydana gelmiştir. K değeri sadece 50 MHz'lik band genişliğinde 1 değerinin altındadır. Δ değeri $0.1 - 18$ GHz frekans aralığında 1 değerinin hep altındadır. Şekil 7.50'de dönüştürücü kazancı gösterilmiştir. Elde edilebilecek maksimum kazançla, elde edilen kazanç incelenmiştir. Kazanç 696 MHz'de 21.82 dB, 806 MHz'de 19.7 dB değerindedir. Şekil 7.51'de devrenin gürültü faktörü incelenmiştir. 696 MHz'de 0.3378 dB, 806 MHz'de 0.2725 dB gürültü faktörüne sahiptir. Gürültü faktörü 1 dB'nin altında olduğu sürece iyi bir değer olarak kabul görür. Gürültü faktörü ne kadar küçükse bir kuvvetlendirici o kadar verimlidir. Şekil 7.52'de devrenin geri dönüş kaybı olan S_{11}

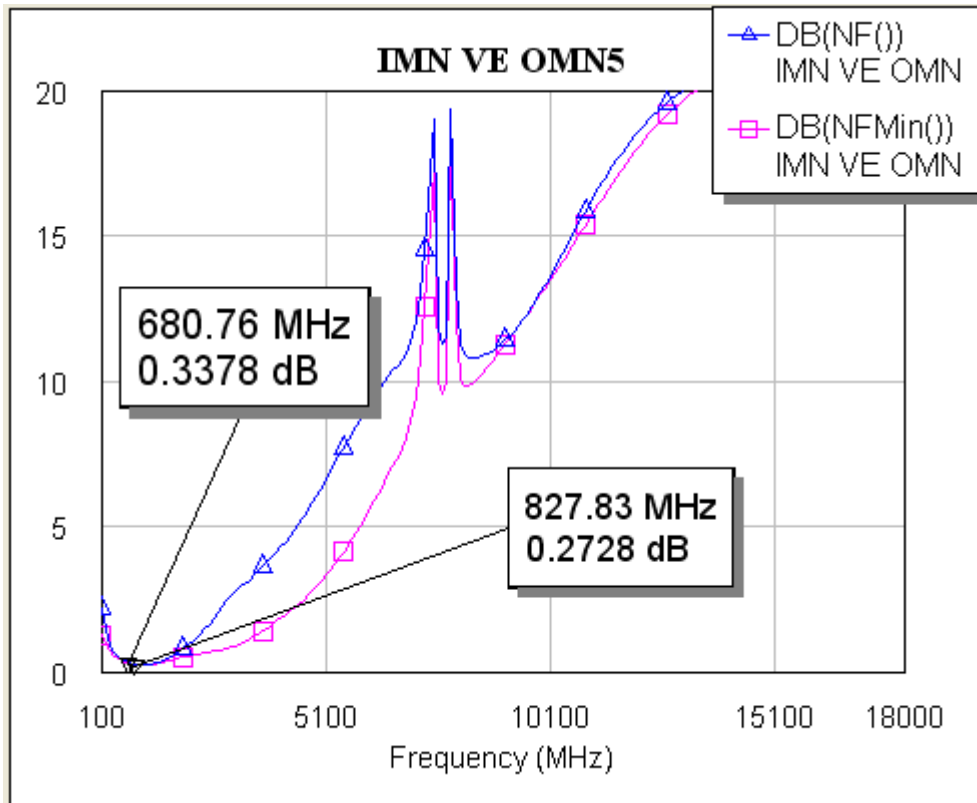
ve S_{22} 'nin dB olarak değerleri gsterilmiştir. 696 MHz'de S_{11} (giriş geri dönüş kaybı) -13.2 dB, 806 MHz'de -13.6 dB değerindedir. 696 MHz'de S_{22} (ıkış geri dönüş kaybı) -8.82 dB, 806 MHz'de -8.96 dB değerindedir. Bu değerler -10 dB'nin altında ise kuvvetlendirici için iyi bir sonuçtur. şekil 7.53'de giriş gerilim duran dalga oranı (VSWR) incelenmiştir. Giriş VSWR değeri 696 MHz frekansında 1.875, 806 MHz'de ise 1.922 değerindedir. şekil 7.54'de çıkış gerilim duran dalga oranı (VSWR) incelenmiştir. ıkış VSWR değeri 696 MHz frekansında 2.18, 806 MHz'de ise 1.985 değerindedir. İstenen VSWR giriş ve çıkış değerlerine ulaşılamamıştır.



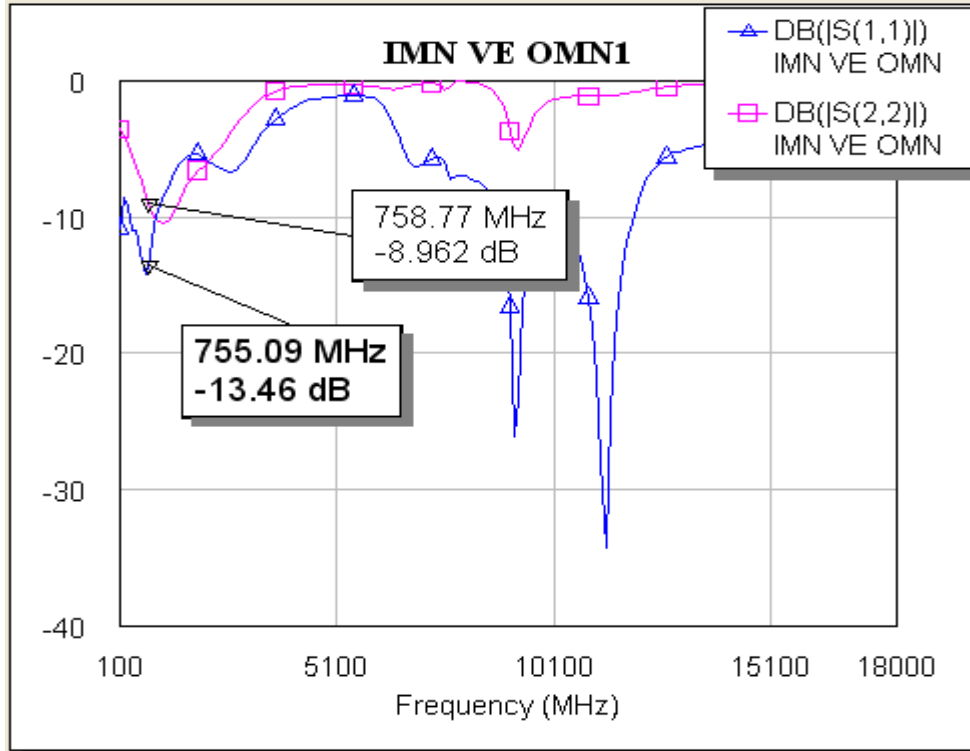
şekil 7.51 Kararlılık Analizi.



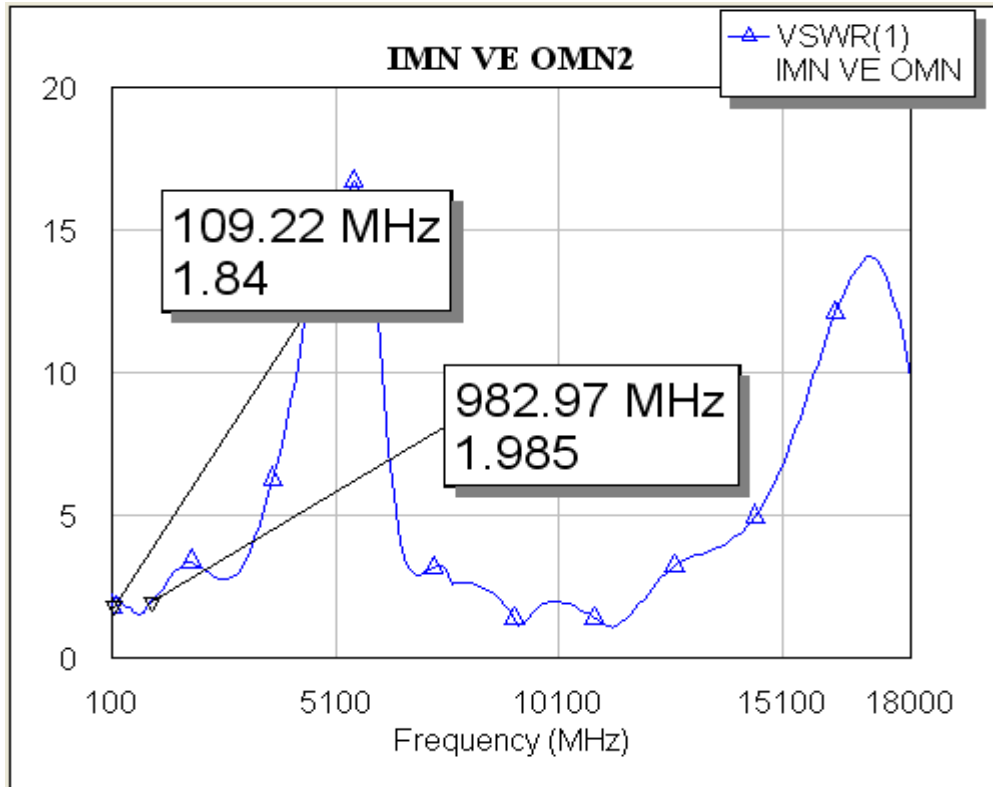
Şekil 7.52 Kazanç değişimi.



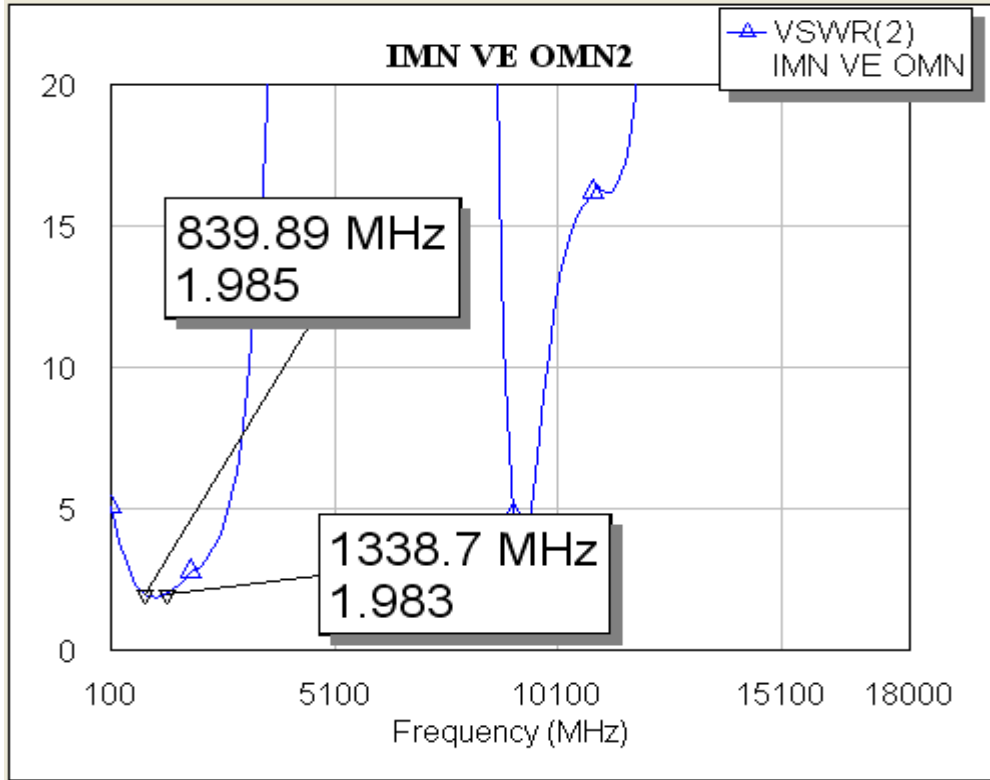
Şekil 7.53 Gürültü faktörü değişimi.



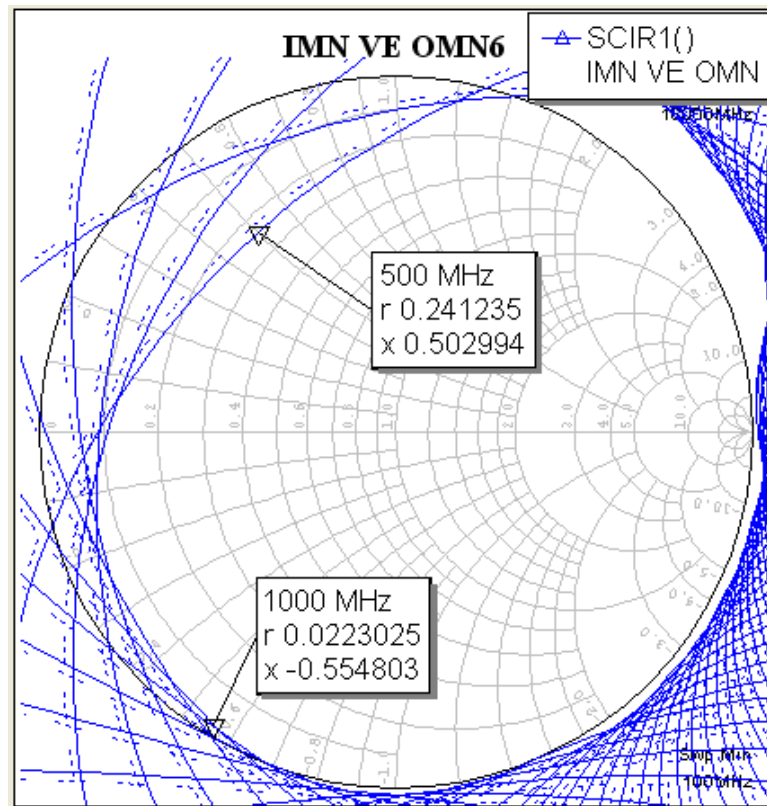
Şekil 7.54 Port parametresi değişimi.



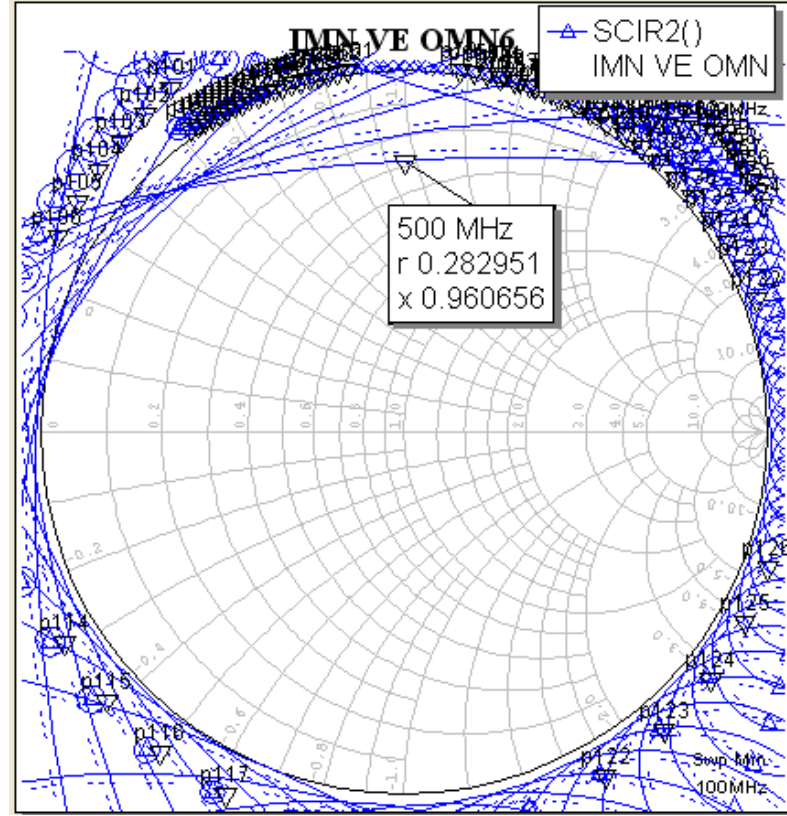
Şekil 7.55 Giriş VSWR değişimi.



Şekil 7.56 Çıkış VSWR değişimi.



Şekil 7.57 Giriş Kararlılık Dairesi.



Şekil 7.58 Çıkış Kararlılık Dairesi.

	Frekans MHz	Kararlılık	Dönüştürücü Kazancı	Gürültü Faktörü	S_{11}	S_{22}	$VSWR_1$	$VSWR_2$
2. adım B Eklendi ğinde	696	Koşulsuz kararsız	21.78 dB	0.189 dB	-9.54 dB	- 11.12 dB	1.945	1.908
	806		19.66 dB	0.2 dB	-9.94 dB	-11.39 dB	1.962	1.935

(a)

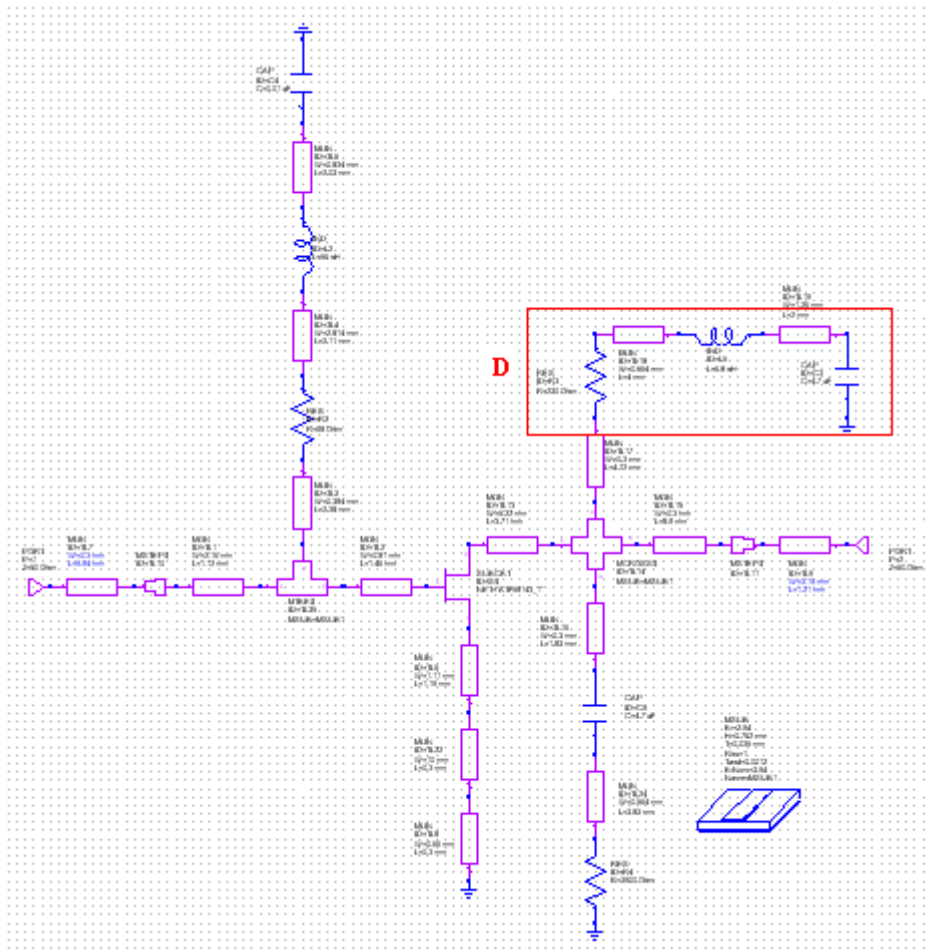
	Frekans MHz	Kararlılık	Dönüştürücü Kazancı	Gürültü Faktörü	S_{11}	S_{22}	$VSWR_1$	$VSWR_2$
3. adım C Eklendi ğinde	696	Koşulsuz kararsız	21.82 dB	0.3378 dB	-13.2 dB	- 8.82 dB	1.875	2.18
	806		19.7 dB	0.2725 dB	-13.6 dB	-8.96 dB	1.922	1.985

(b)

Tablo 7.7 (a) B hattı eklendiğinde devrenin 696 ve 806 MHz arasında incelenmesi.

(b) C hattı eklendiğinde devrenin 696 ve 806 MHz arasında incelenmesi.

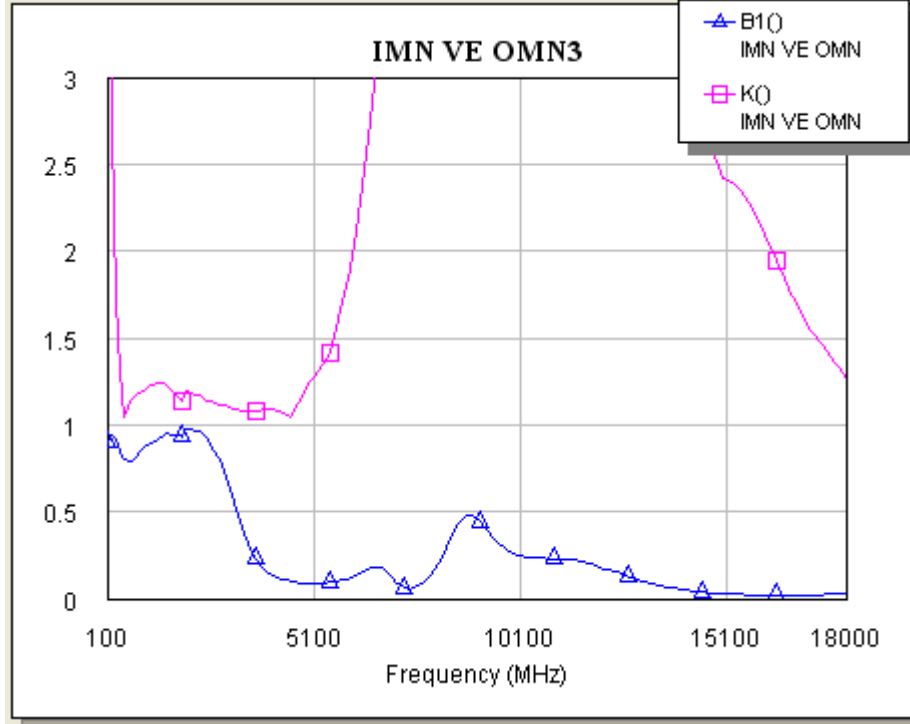
4. adım D eklendiğinde: Mosfetin drain ucuna eklenen mikroşerit hat ve devre elemanları ile 3GHz'den aşağı frekanslar için kararlılık sağlamak.



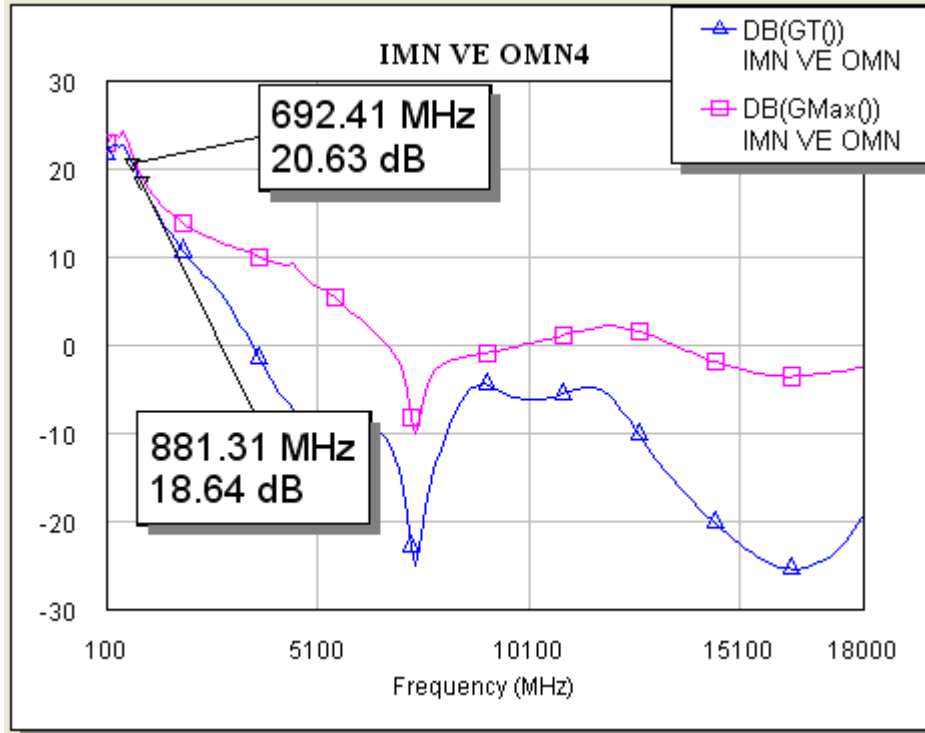
Şekil 7.59 Mosfet'in drain ucuna mikroşerit hat eklendiğinde.

Giriş katı ve çıkış katı uydurulmuş devreyi koşulsuz kararlı hale getirmek, giriş ve çıkış geri dönüş kaybını -10 dB'nin altına düşürmek ve giriş gerilim duran dalga oranı (VSWR 1), çıkış gerilim duran dalga oranı (VSWR 2) değerini 2'nin altına çekebilmek için mosfetin drain ucuna mikroşerit hat, kapasite, direnç, bobin eklenmiştir. Kaynak ucuna eklenen mikroşerit hatlarla geri dönüş kaybını -10 dB'nin altına indirebildik. A ve B eklendiğinde meydana gelen osilasyon gate ucuna eklenen devre ile düzelmiştir. S_{11} ve S_{22} değeri 0.1 – 18 GHz frekans aralığında osilasyon oluşmamaktadır. Şekil 7.58'de drain ucuna eklenen devre ile devrenin Rolet kararlılık analizi yapılmıştır. Amaç koşulsuz kararlı bir devre tasarlamaktır. Yapılan bu ekleme ile K değeri 0.1 ile 18 GHz arasında 1'den büyük, Δ değeride 1'in altındadır. Bu şekilde olan devrelere koşulsuz kararlı devreler denir. Şekil 7.59'da

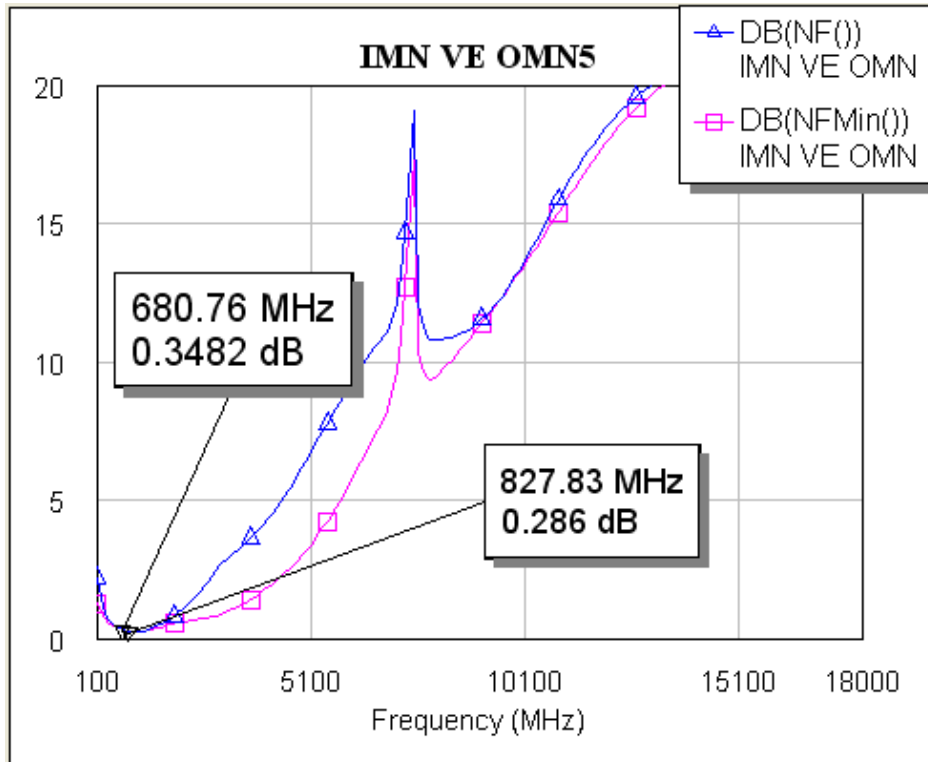
dönüştürücü kazancı gösterilmiştir. Elde edilebilecek maksimum kazançla, elde edilen kazanç incelenmiştir. Kazanç 696 MHz’de 20.63 dB, 806 MHz’de 19.6 dB değerindedir. Şekil 7.60’da devrenin gürültü faktörü incelenmiştir. 696 MHz’de 0.3178 dB, 806 MHz’de 0.28 dB gürültü faktörüne sahiptir. Gürültü faktörü 1 dB’nin altında olduğu sürece iyi bir değer olarak kabul görür. Gürültü faktörü ne kadar küçükse bir kuvvetlendirici o kadar verimlidir. Şekil 7.61’de devrenin geri dönüş kaybı olan S_{11} ve S_{22} ’nin dB olarak değerleri gösterilmiştir. 696 MHz’de S_{11} (giriş geri dönüş kaybı) -13.4 dB, 806 MHz’de -13.93 dB değerindedir. 696 MHz’de S_{22} (çıkış geri dönüş kaybı) -13.7 dB, 806 MHz’de -13.99 dB değerindedir. Bu değerler -10 dB’nin altında ise kuvvetlendirici için iyi bir sonuçtur. Şekil 7.62’de giriş gerilim duran dalga oranı (VSWR) incelenmiştir. Giriş VSWR değeri 696 MHz frekansında 1.7, 806 MHz’de ise 1.6 değerindedir. Şekil 7.63’de çıkış gerilim duran dalga oranı (VSWR) incelenmiştir. Çıkış VSWR değeri 696 MHz frekansında 1.78, 806 MHz’de ise 1.65 değerindedir.



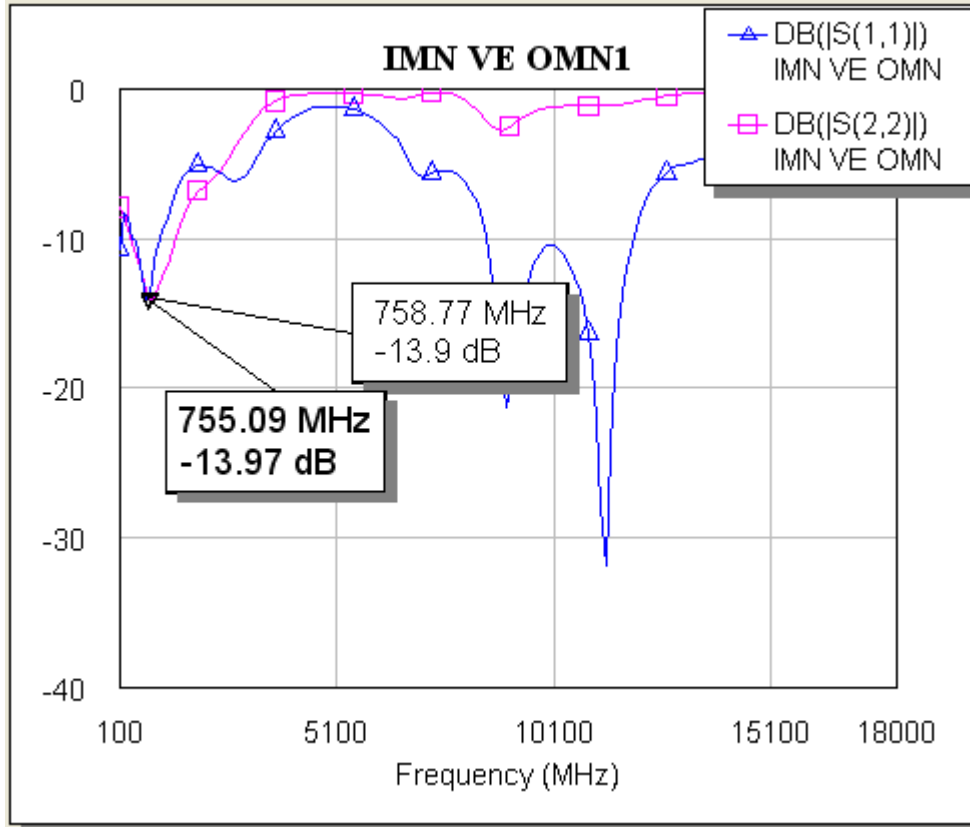
Şekil 7.60 Kararlılık Analizi.



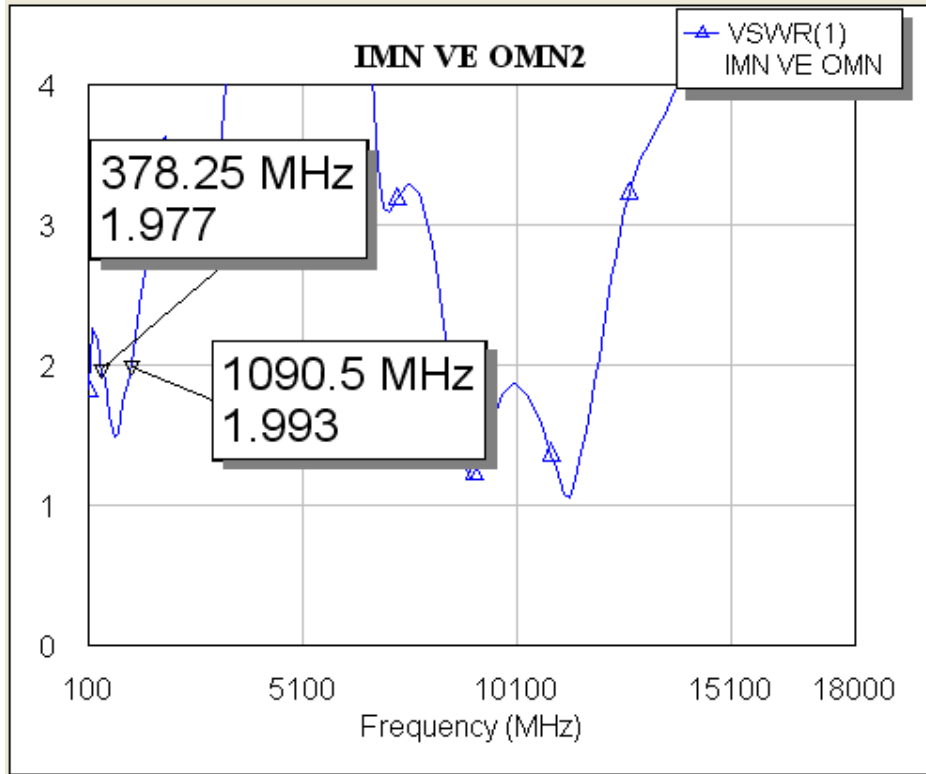
Şekil 7.61 Kazanç değişimi.



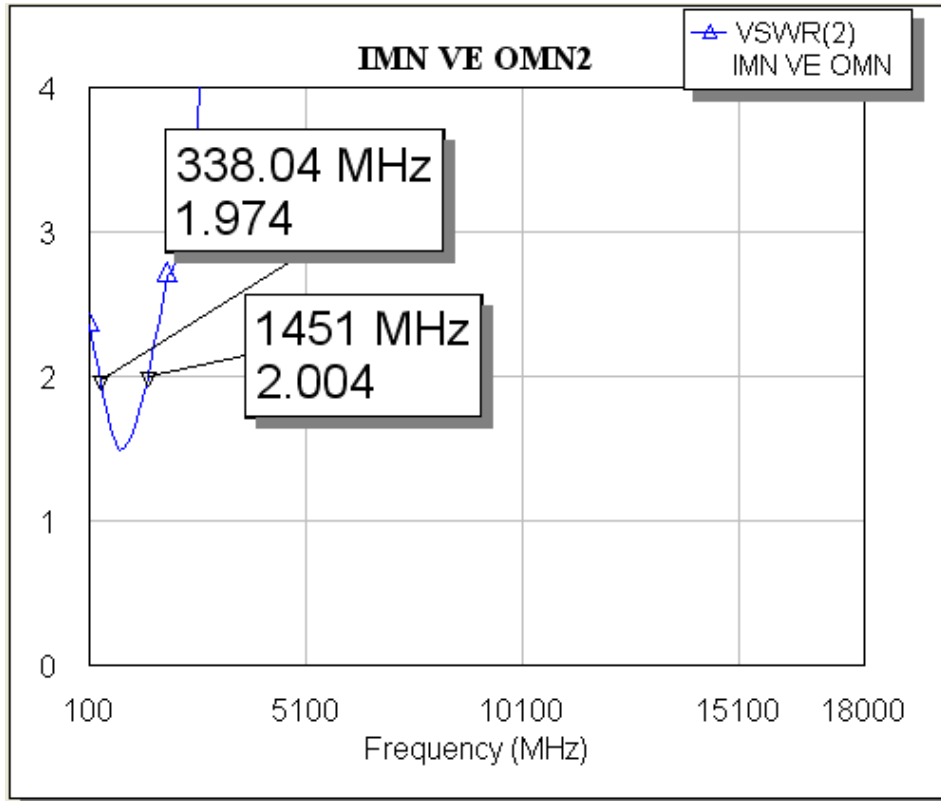
Şekil 7.62 Gürültü faktörü değişimi.



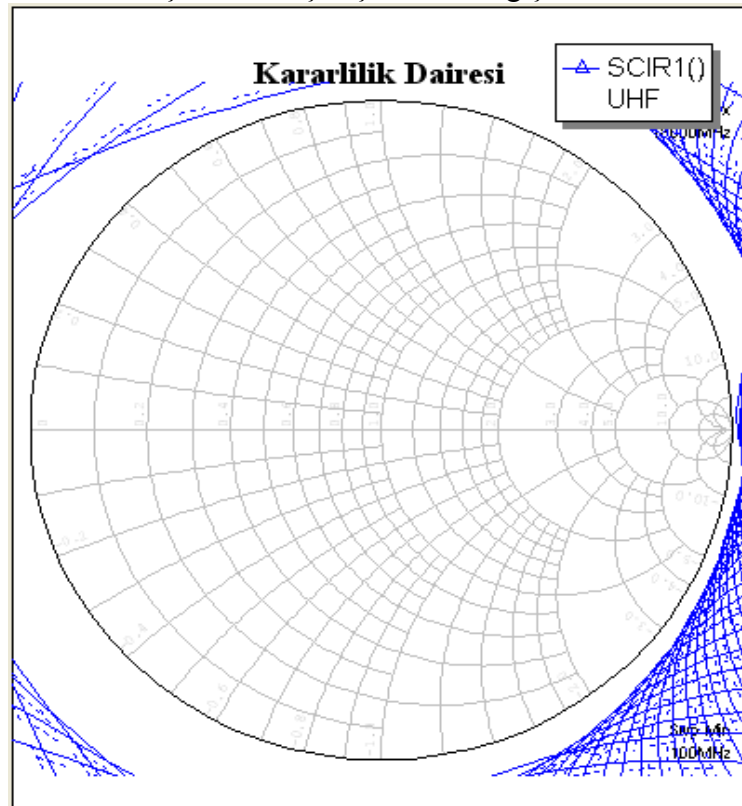
Şekil 7.63 Port parametresi değişimi.



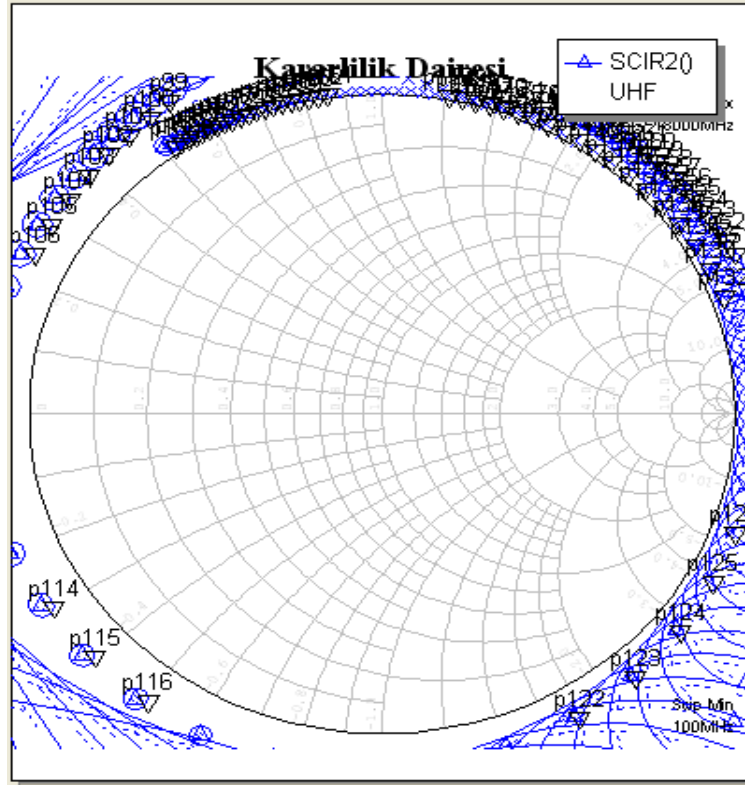
Şekil 7.64 Giriş VSWR değişimi.



Şekil 7.65 Çıkış VSWR değişimi.



Şekil 7.66 Giriş Kararlılık Dairesi.



Şekil 7.67 Çıkış Kararlılık Dairesi.

3. adım C Eklendi ğinde	Frekans MHz	Kararlılık	Dönüştürücü Kazancı	Gürültü Faktörü	S_{11}	S_{22}	$VSWR_1$	$VSWR_2$
	696	Koşulsuz kararsız	21.82 dB	0.3378 dB	-13.2 dB	-8.82 dB	1.875	2.18
806	19.7 dB		0.2725 dB	-13.6 dB	-8.96 dB	1.922	1.985	

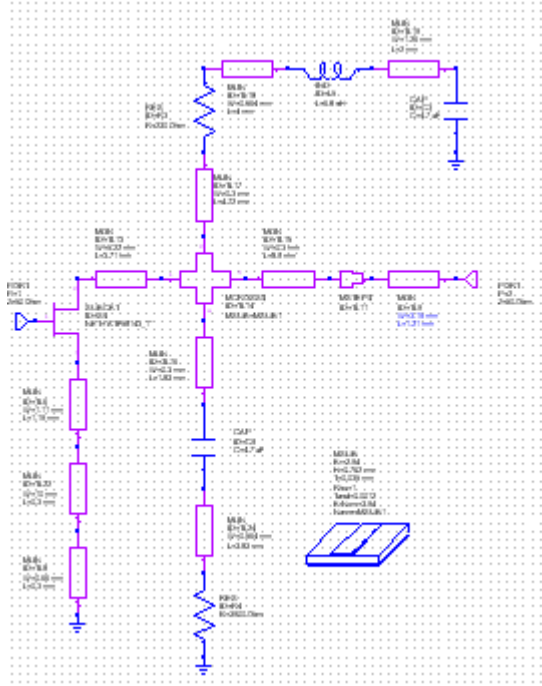
(a)

4. adım D Eklendi ğinde	Frekans MHz	Kararlılık	Dönüştürücü Kazancı	Gürültü Faktörü	S_{11}	S_{22}	$VSWR_1$	$VSWR_2$
	696	Koşulsuz kararlı	20.63 dB	0.3178 dB	-13.2 dB	-13.7 dB	1.7	1.78
806	19.7 dB		0.28 dB	-13.93 dB	-13.99 dB	1.6	1.65	

(b)

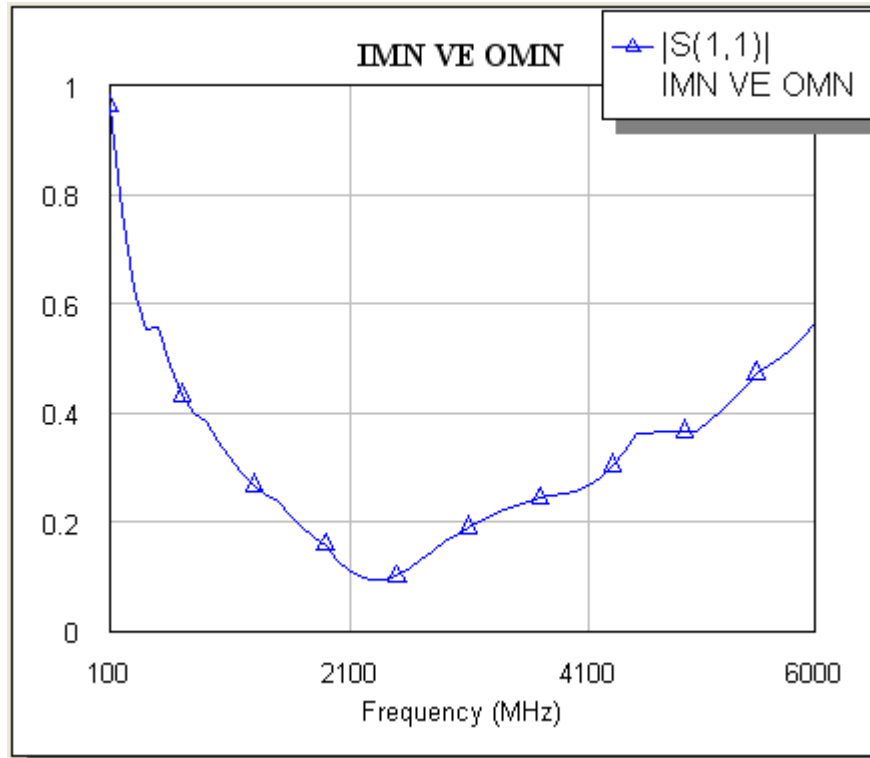
Tablo 7.8 (a) C hattı eklendiğinde devrenin 696 ve 806 MHz arasında incelenmesi.

(b) D hattı eklendiğinde devrenin 696 ve 806 MHz arasında incelenmesi.

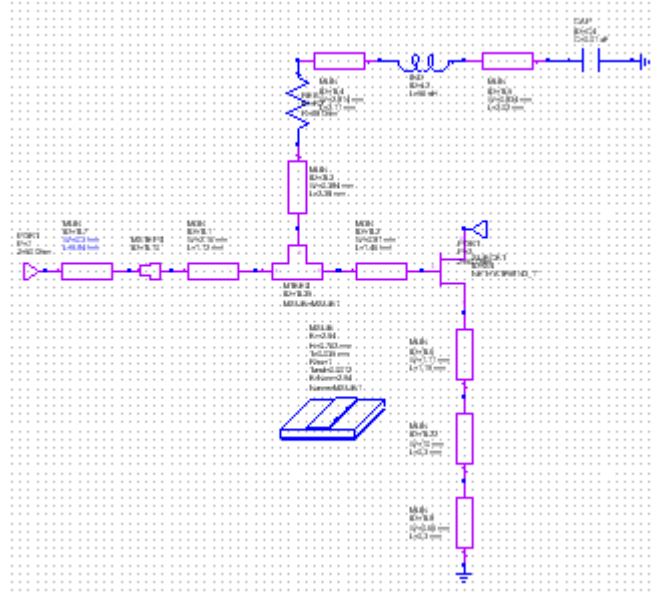


Şekil 7.68 I_{in} devresi.

Şekil 7.66'da devrenin I_{in} grafiği çizilmiştir. Kuvvetlendiricinin giriş katı çıkarılarak devrenin diğer kalan kısmı için S_{11} sorgulanır. S_{11} parametresi, osilasyon olmaması için 1 değerinden düşük olmalıdır.

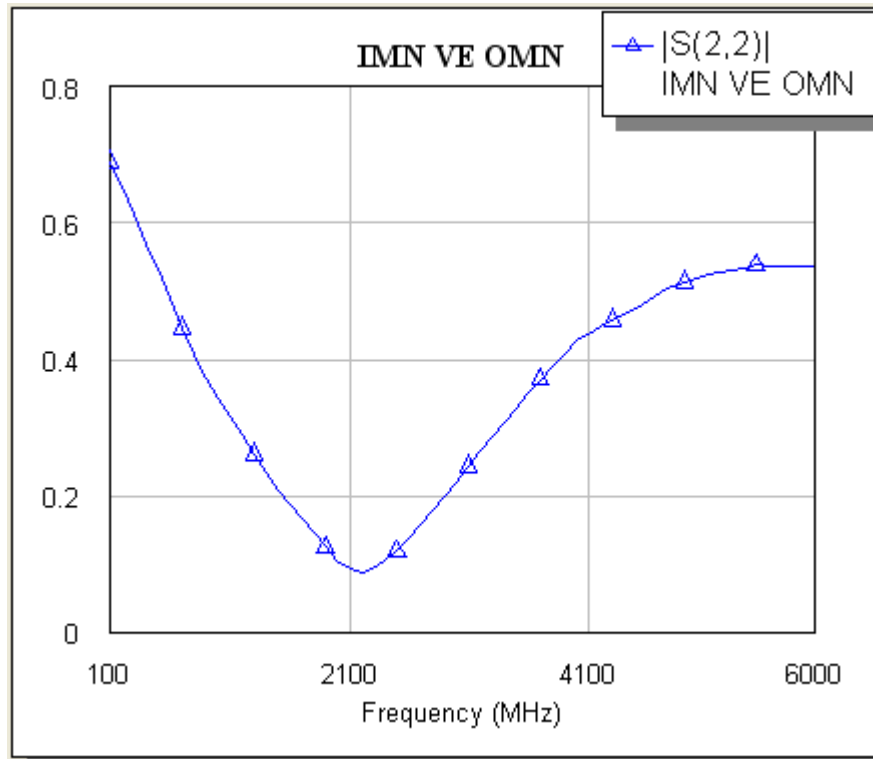


Şekil 7.69 I_{in} devresi için $|S_{11}|$.



Şekil 7.70 Γ_{out} devresi.

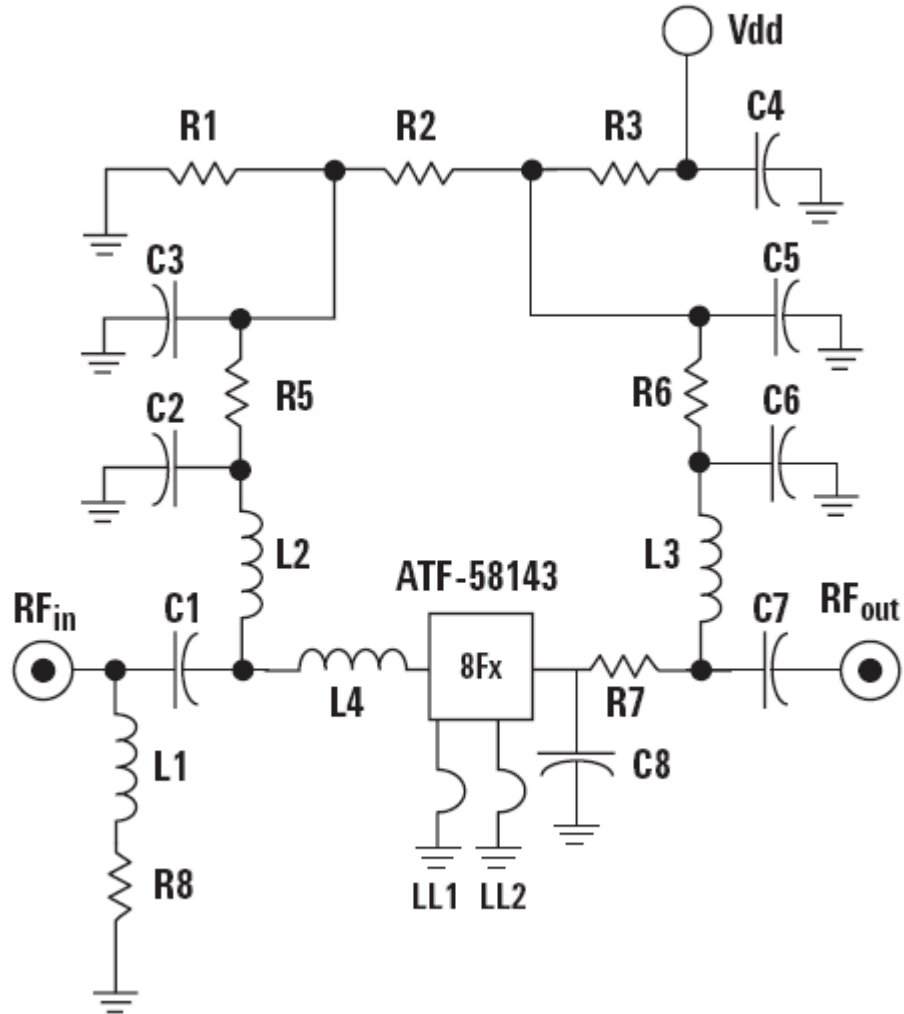
Şekil 7.68’de devrenin Γ_{out} grafiği çizilmiştir. Kuvvetlendiricinin çıkış katı çıkarılarak devrenin diğer kalan kısmı için S_{22} sorgulanır. S_{22} parametresi, osilasyon olmaması için 1 değerinden düşük olmalıdır.



Şekil 7.71 Γ_{out} devresi $|S_{22}|$.

7.5 DC Kutuplama Devresi Tasarımı

Bu çalışmada tasarlanan UHF kuvvetlendiricisinin kutuplamaları ATF58143 transistörünün veritablosu (datasheet) bilgilerinden fayadalanılarak yapılmıştır. Çünkü bu çalışmada tasarlanan kuvvetlendiricinin çıkışındaki işaretin girişindeki işarete benzemesi ve distorsiyonun küçük olması amaçlanmaktadır. Transistörün girişleri Gate ucundan, çıkışları ise drain ucundan yapılmıştır ve ortak source'lu bir yapılandırma kullanılmıştır. ATF58143 için $V_{DS} = 3V$, $I_{DS} = 30mA$ alınmıştır. Bu kutuplamayı sağlayan eleman değerleri hesaplanıp, bu değerler kullanılarak oluşturulan kutuplama devresi Şekil 7. 69 gibidir.



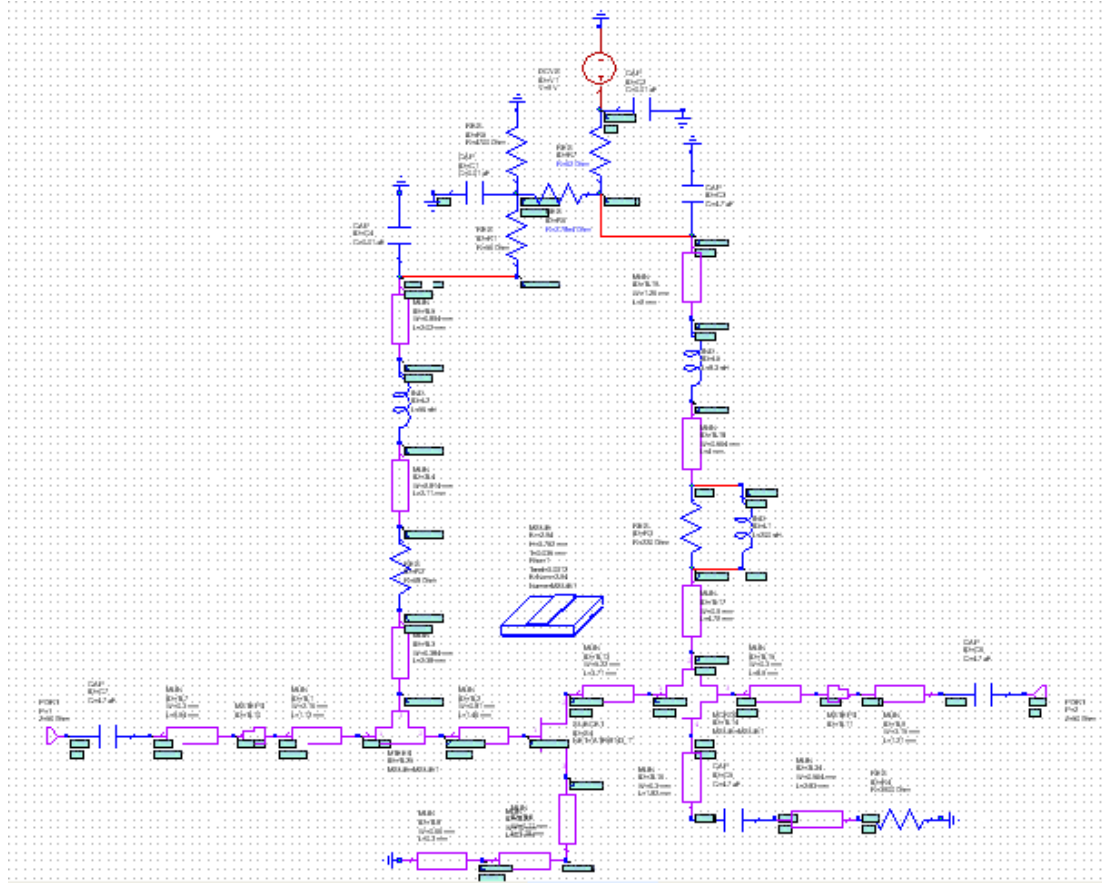
Şekil 7.72 ATF58143 transistörünün kutuplama devresi.

$$R_1 = \frac{V_{gs}}{I_{bb}} \quad (7.3)$$

$$R_2 = \frac{(V_{ds} - V_{gs}) \times R_1}{V_{gs}} \quad (7.4)$$

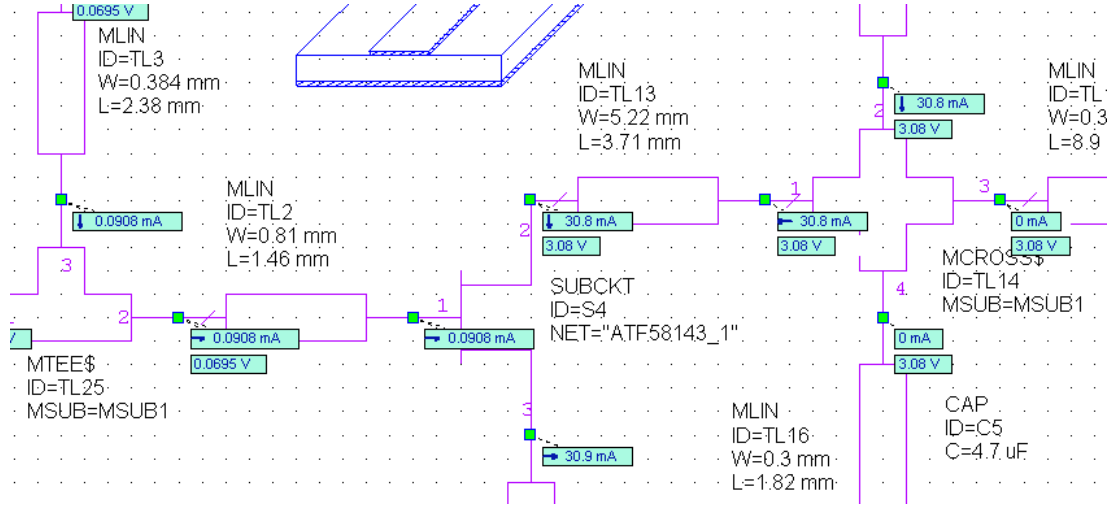
$$R_3 = \frac{V_{dd} - V_{ds}}{I_{ds} + I_{bb}} \quad (7.5)$$

kullanılarak direnç değerleri hesaplanacaktır.



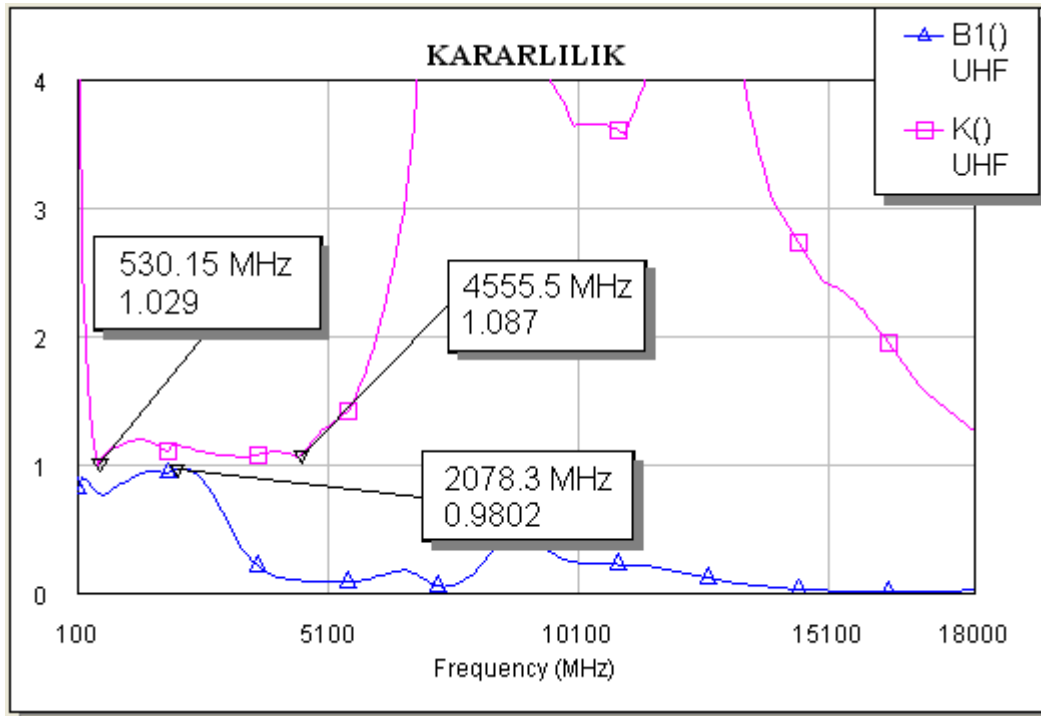
Şekil 7.73 DC kutuplaması yapılmış kuvvetlendirici devresi.

DC kutuplama devresi yapılarak transistörün kutuplama değerlerine ulaşılmaya çalışılmıştır. ATF58143 transistörünün $V_{DS} = 3 V$, $I_{DS} = 30 mA$ olması gerekir. DC kutuplama yapıldığında bu değerler elde edilememiştir. Bu değerlere ulaşabilmek için drain ucundaki 220 ohmlük dirence paralel 100 nH'lik bir bobin bağlanmıştır. Bu bağlantı ile transistörün DC kutuplama değerlerine ulaşılmıştır Şekil 7.71'de gösterilmiştir.

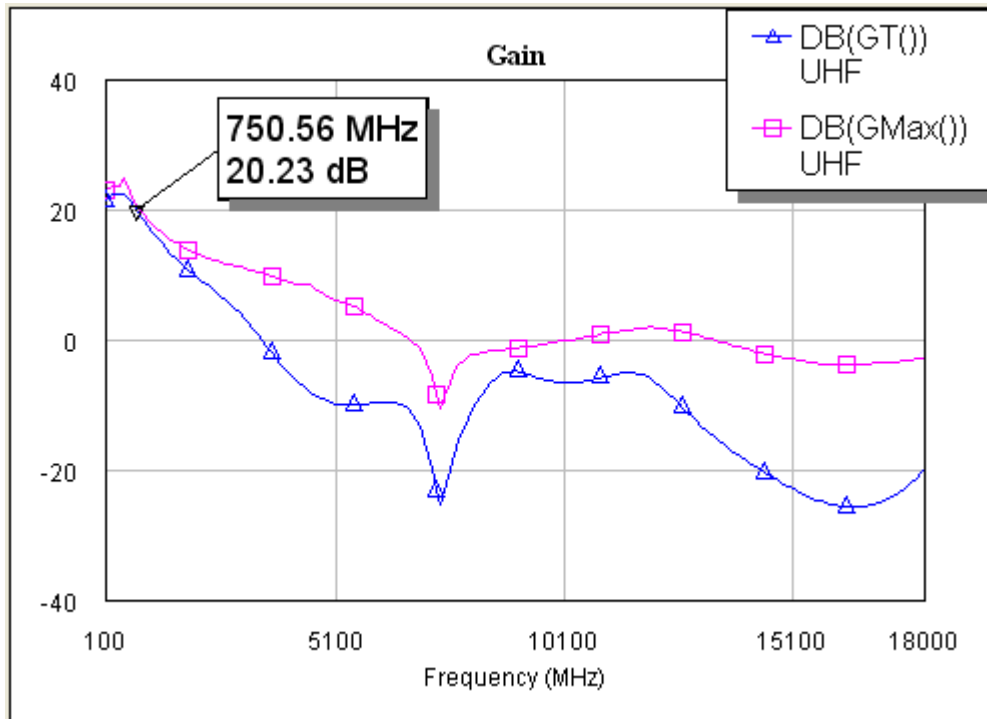


Şekil 7.74 DC kutuplaması yapılmış kuvvetlendirici devresi $I_{DS} = 30.8 \text{ mA}$, $V_{DS} = 3.08 \text{ V}$.

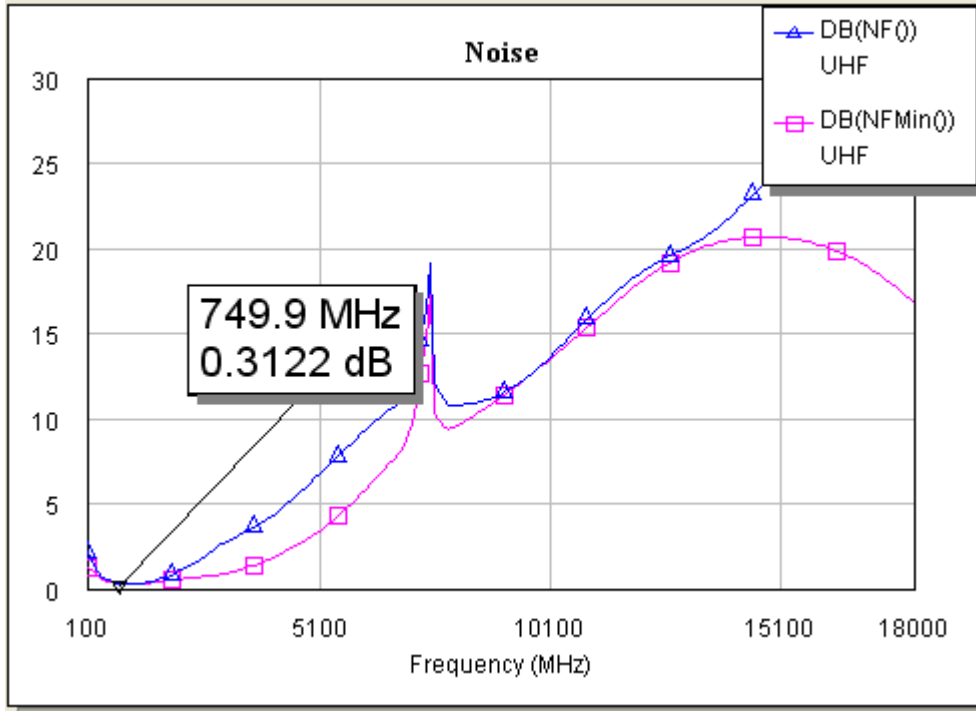
DC kutuplaması yapılmış mikrodalga transistörlü kuvvetlendirici devresinde hedeflenen değerlere ulaşılmıştır. Şekil 7.72’de DC kutuplaması yapılmış devrenin Rolet kararlılık analizi yapılmıştır. Amaç koşulsuz kararlı bir devre tasarlamaktır. Yapılan bu ekleme ile K değeri 0.1 ile 18 GHz arasında 1’den büyük, Δ değeri de 1’in altındadır. Bu şekilde olan devrelere koşulsuz kararlı devreler denir. Şekil 7.73’de dönüştürücü kazanç gösterilmiştir. Elde edilebilecek maksimum kazançla, elde edilen kazanç incelenmiştir. Kazanç 696 MHz’de 20.63 dB, 806 MHz’de 19.6 dB değerindedir. Şekil 7.60’da devrenin gürültü faktörü incelenmiştir. 696 MHz’de 0.3178 dB, 806 MHz’de 0.28 dB gürültü faktörüne sahiptir. Gürültü faktörü 1 dB’nin altında olduğu sürece iyi bir değer olarak kabul görür. Gürültü faktörü ne kadar küçükse bir kuvvetlendirici o kadar verimlidir. Şekil 7.61’de devrenin geri dönüş kaybı olan S_{11} ve S_{22} ’nin dB olarak değerleri gösterilmiştir. 696 MHz’de S_{11} (giriş geri dönüş kaybı) -13.4 dB, 806 MHz’de -13.93 dB değerindedir. 696 MHz’de S_{22} (çıkış geri dönüş kaybı) -13.7 dB, 806 MHz’de -13.99 dB değerindedir. Bu değerler -10 dB’nin altında ise kuvvetlendirici için iyi bir sonuçtur. Şekil 7.62’de giriş gerilim duran dalga oranı (VSWR) incelenmiştir. Giriş VSWR değeri 696 MHz frekansında 1.7, 806 MHz’de ise 1.6 değerindedir. Şekil 7.63’de çıkış gerilim duran dalga oranı (VSWR) incelenmiştir. Çıkış VSWR değeri 696 MHz frekansında 1.78, 806 MHz’de ise 1.65 değerindedir.



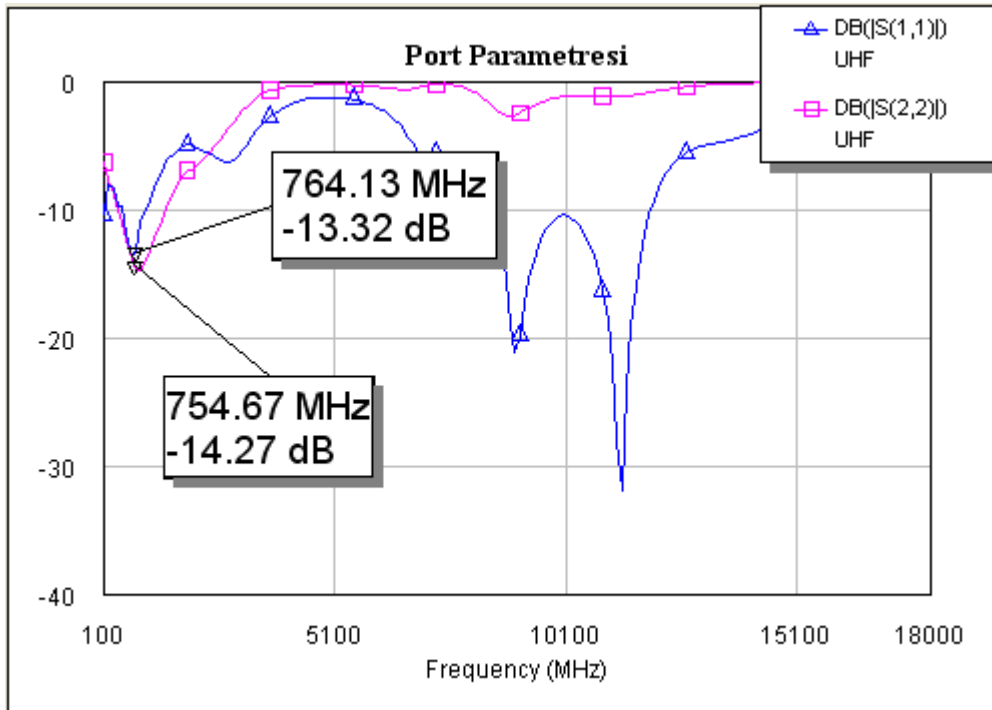
Şekil 7.75 Kararlılık Analizi.



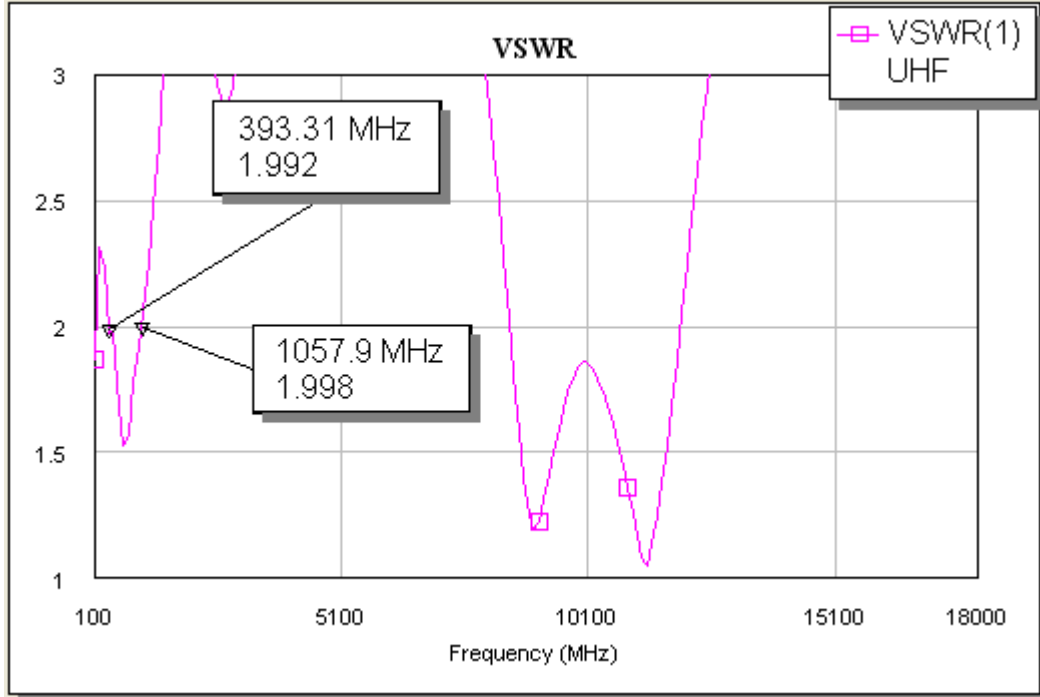
Şekil 7.76 Kazanç değişimi.



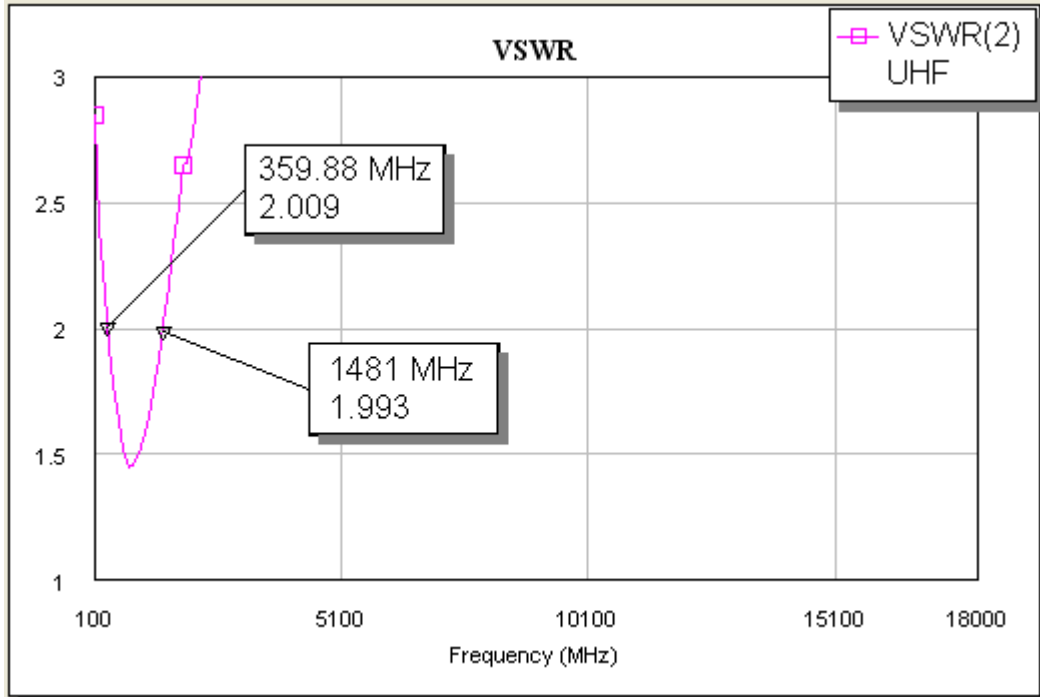
Şekil 7.77 Gürültü faktörü değişimi.



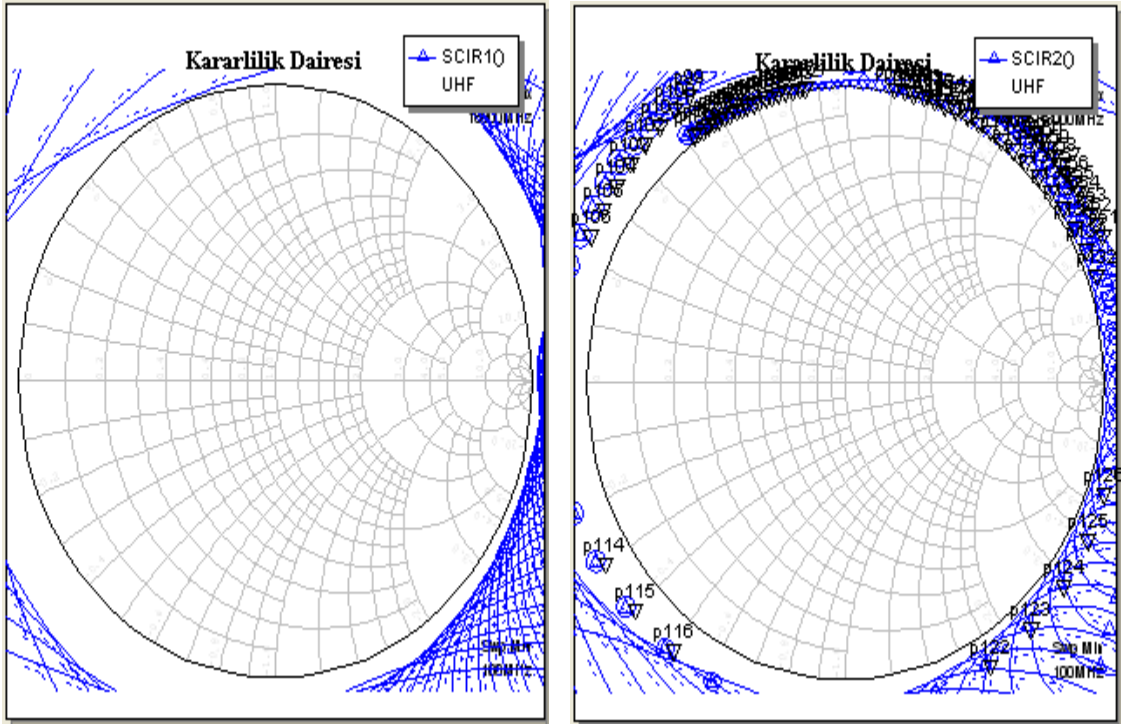
Şekil 7.78 Port parametreleri değişimi.



Şekil 7.79 Giriş VSWR değişimi.



Şekil 7.80 Çıkış VSWR değişimi.



Şekil 7.81 Giriş ve Çıkış kararlılık daireleri.

	Frekans MHz	Kararlılık	Dönüştürücü Kazancı	Gürültü Faktörü	S_{11}	S_{22}	$VSWR_1$	$VSWR_2$
4. adım D Eklendi ğinde	696	Koşulsuz kararlı	20.63 dB	0.3178 dB	-13.2 dB	-13.7 dB	1.7	1.78
	806		19.7 dB	0.28 dB	-13.93 dB	-13.99 dB	1.6	1.65

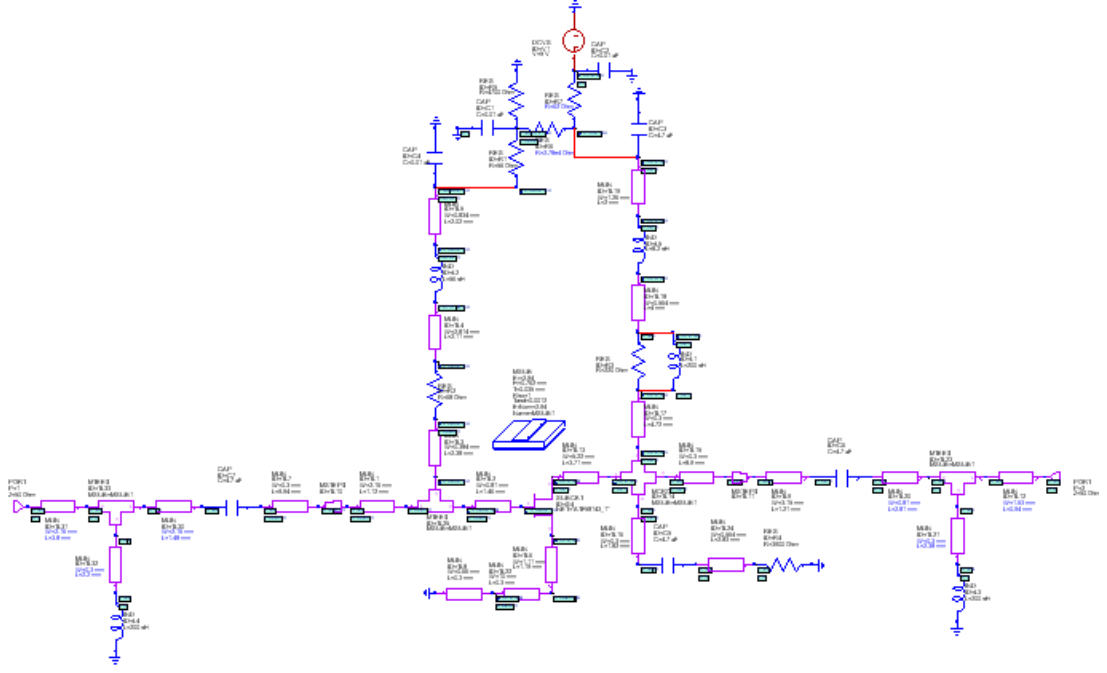
(a)

	Frekans MHz	Kararlılık	Dönüştürücü Kazancı	Gürültü Faktörü	S_{11}	S_{22}	$VSWR_1$	$VSWR_2$
5. adım DC kutupla ma	696	Koşulsuz kararlı	20.55 dB	0.314 dB	-13.2 dB	-14.17 dB	1.6	1.57
	806		20.1 dB	0.29 dB	-13.56 dB	-14.4 dB	1.56	1.47

(b)

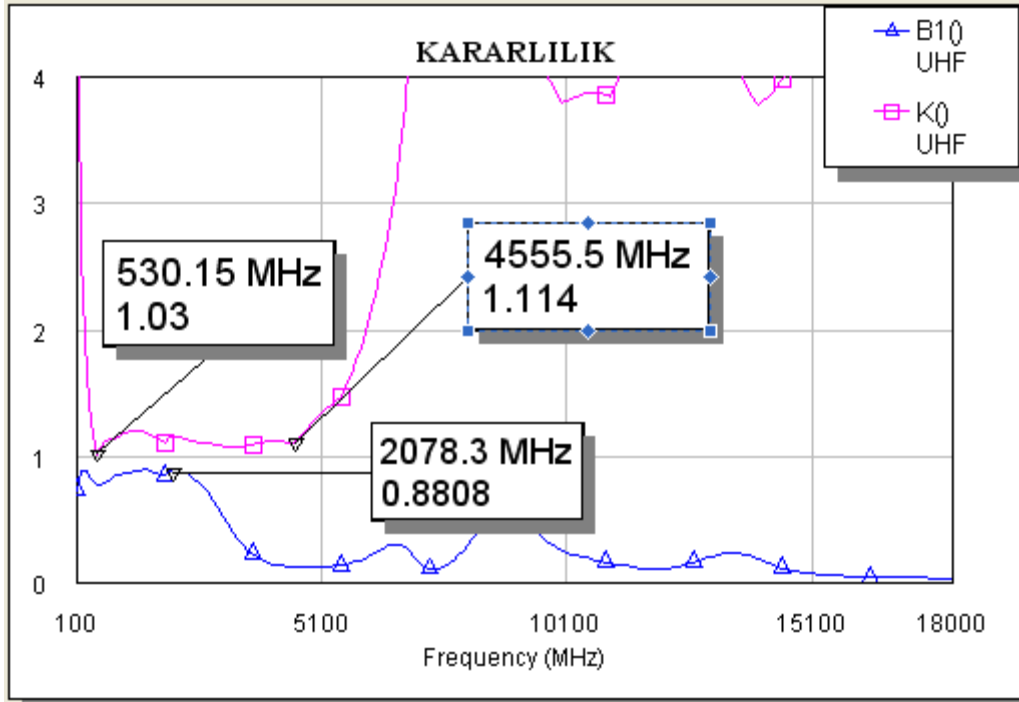
Tablo 7.9 (a) C hattı eklendiğinde devrenin 696 ve 806 MHz arasında incelenmesi.

(b) D hattı eklendiğinde devrenin 696 ve 806 MHz arasında incelenmesi.

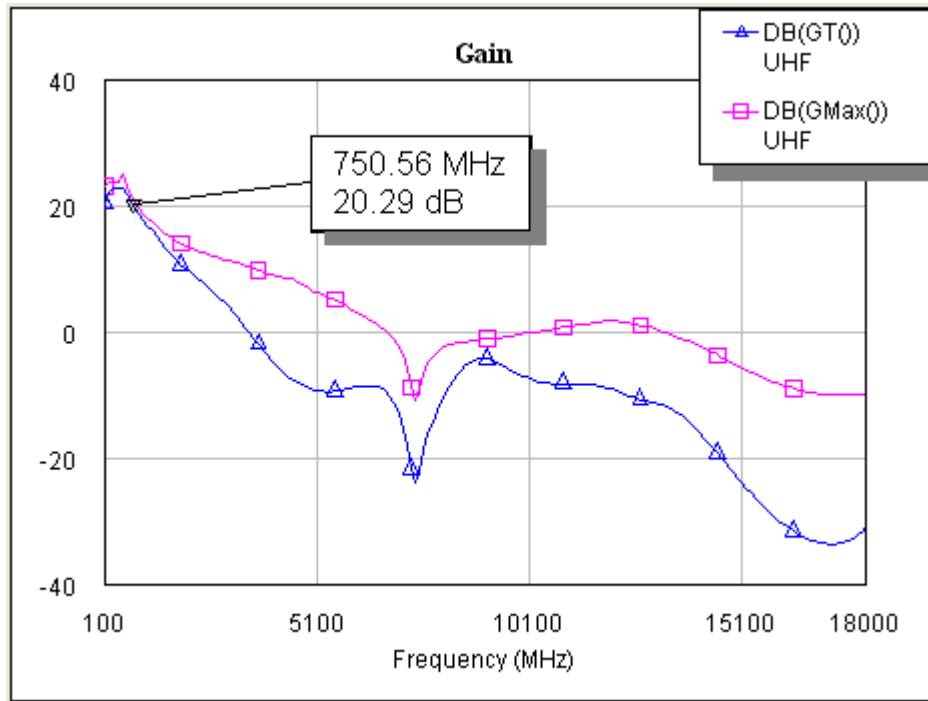


Şekil 7.82 DC kutuplaması yapılmış devrenin giriş ve çıkış portlarına mikroşerit hat eklenmesi..

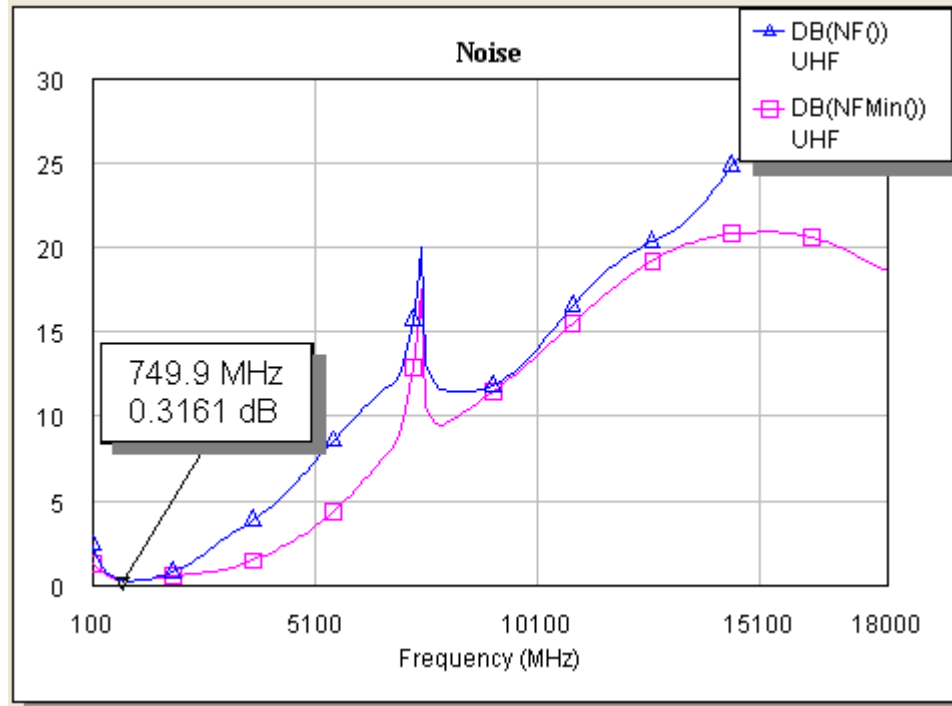
DC kutuplaması yapılmış devrede S_{11} ve S_{22} değerleri 0 dB'ye 0.1 – 18 GHz frekans aralığının bazı noktalarında çok yakındır. Bu devrenin PCB dizaynı yapıldığında 0 dB'ye çok yakın yerlerde kuvvetlendirici osilasyona gidebilir. Bunu engellemek için Şekil 7.82'de gösterildiği gibi giriş ve çıkış portlarının olduğu kısımlara T tipi mikroşerit hat eklenmiştir. Mikroşerit hat eklenmeden önce 0 dB'ye yakın olan frekanslarda, T tipi mikroşerit hat eklenince 0 dB'ye yakın olan frekanslarda gözle görülür bir azalma meydana gelmiştir.



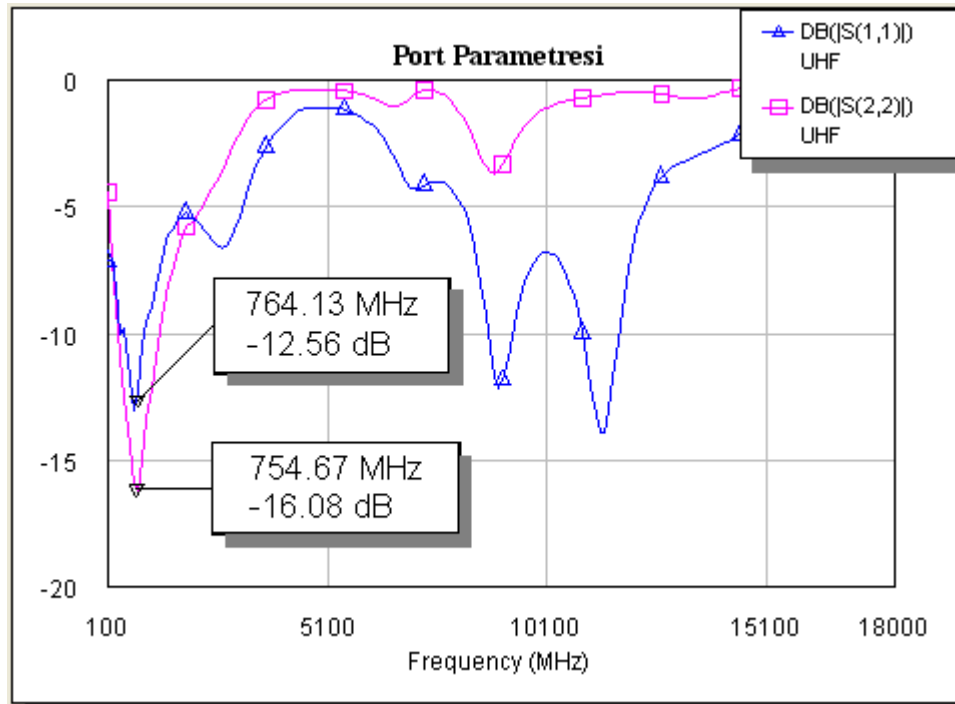
Şekil 7.83 Kararlılık Analizi.



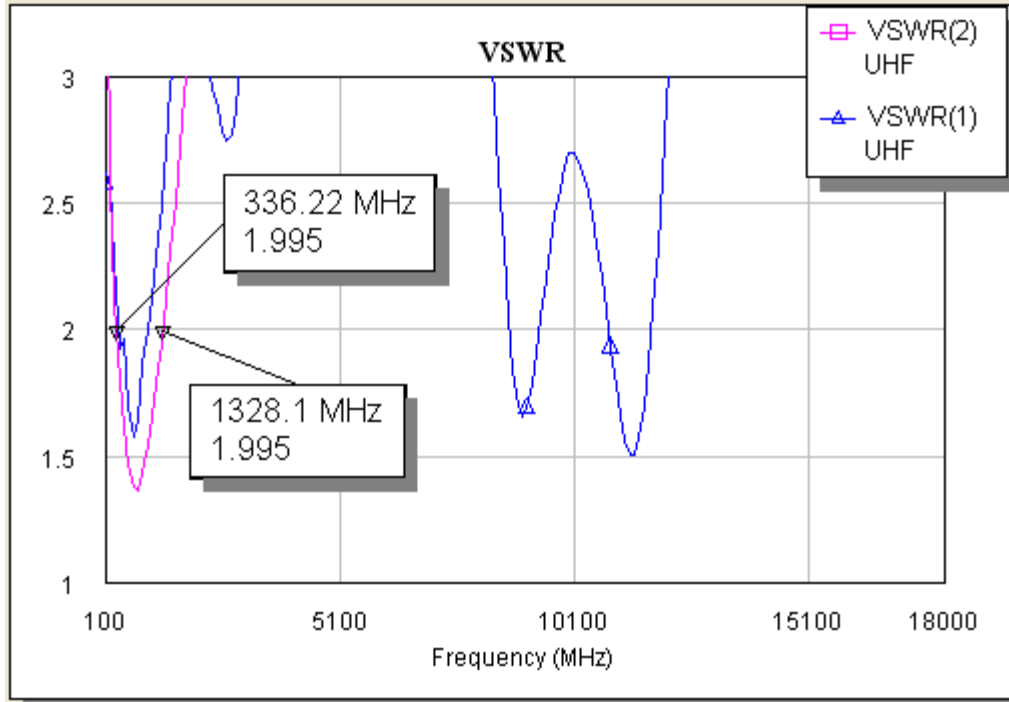
Şekil 7.84 Kazanç değişimi.



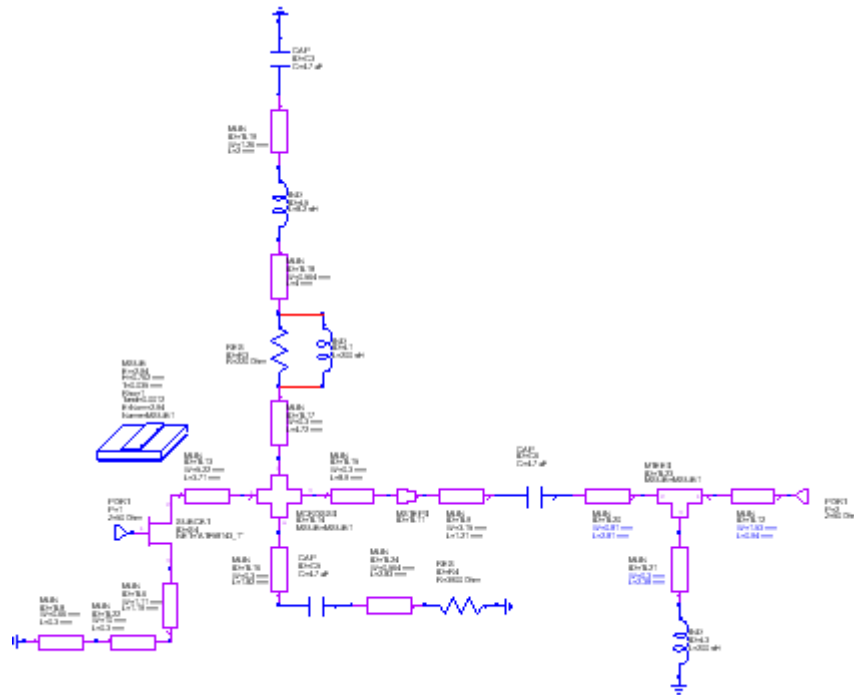
Şekil 7.85 Gürültü faktörü değişimi.



Şekil 7.86 Port parametreleri değişimi.

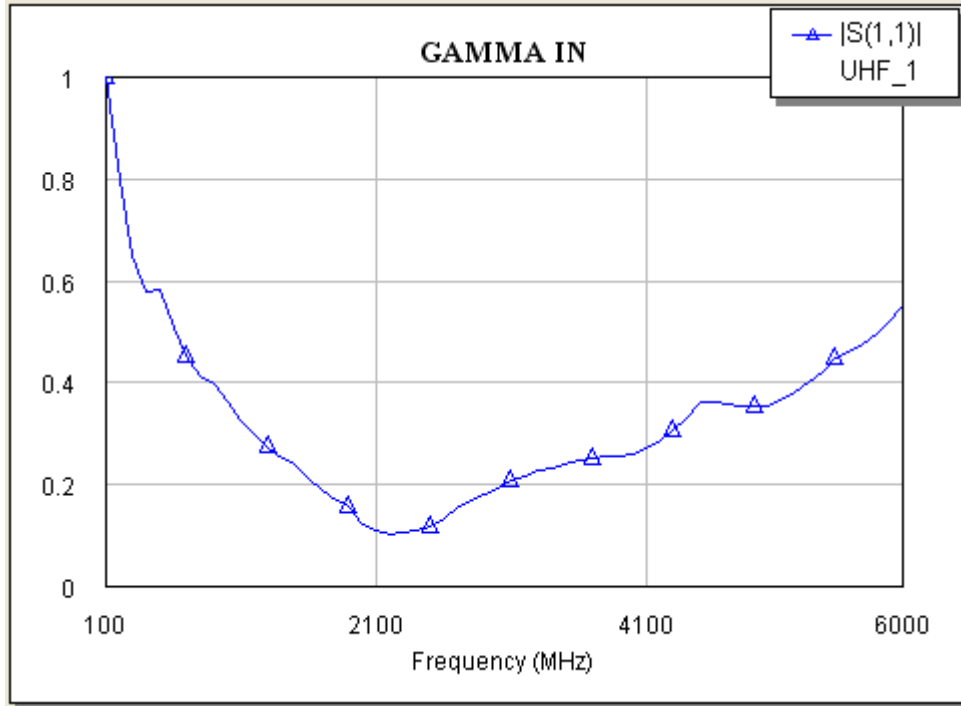


Şekil 7.87 Giriş ve Çıkış VSWR değişimi.

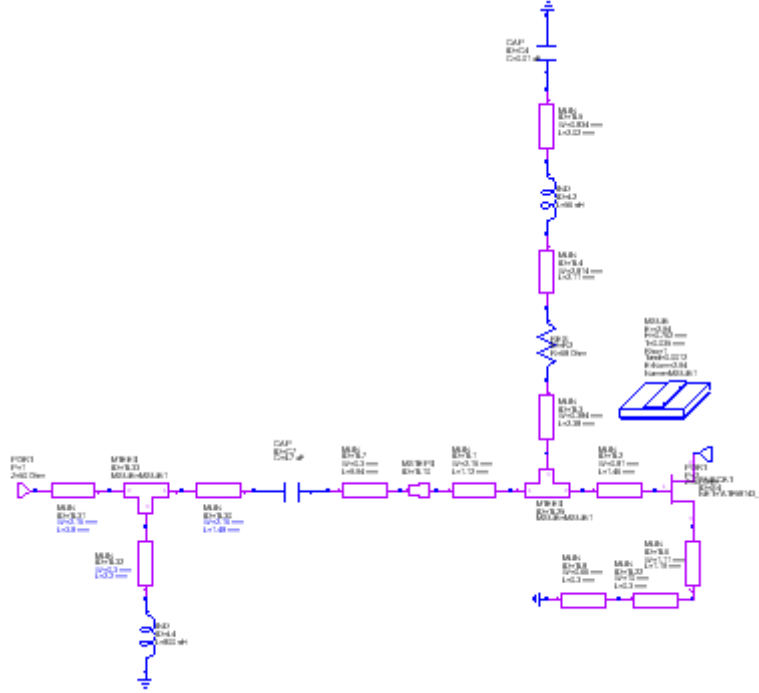


Şekil 7.88 Γ_{in} devresi.

Kuvvetlendirici tasarımında dikkat edilecek en önemli husus osilasyon olup olmamasıdır. Bunun içinde tasarımın Γ_{in} (gamma in) ve Γ_{out} (gamma out) grafikleri sürekli olarak gözden geçirilir. Bu şekiller çizdirilirken Γ_{in} grafiğini temsil eden devre transistor ve sonrası olurken, Γ_{out} grafiğini temsil eden devre transistor ve öncesidir. Γ_{in} grafiğine göre kuvvetlendiricinin $|S_{11}|$ değeri 1'in üzerinde ise osilasyon yapıyor denilir. Şekil 7.88'de kuvvetlendiricinin Γ_{in} devresi gösterilmiştir. Şekil 7.89 Γ_{in} devresinde $|S_{11}|$ incelenmiştir. $|S_{11}|$ değeri 0.1 ve 6 GHz arasında 1'in altındadır. Bu frekans aralığında herhangi bir osilasyon görülmemiştir.

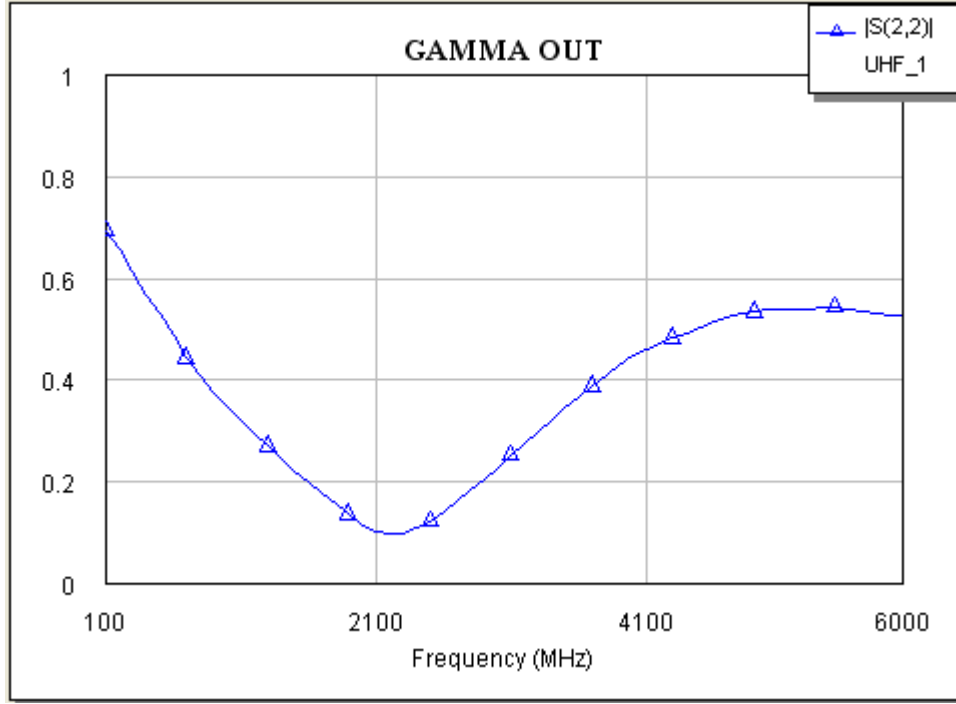


Şekil 7.89 Γ_{in} devresinde $|S_{11}|$.



Şekil 7.90 Γ_{out} devresi.

Kuvvetlendirici tasarımında dikkat edilecek en önemli husus osilasyon olup olmamasıdır. Bunun içinde tasarımın Γ_{in} (gamma in) ve Γ_{out} (gamma out) grafikleri sürekli olarak gözden geçirilir. Bu şekiller çizdirilirken Γ_{in} grafiğini temsil eden devre transistor ve sonrası olurken, Γ_{out} grafiğini temsil eden devre transistor ve öncesidir. Γ_{out} grafiğine göre kuvvetlendiricinin $|S_{22}|$ değeri 1'in üzerinde ise osilasyon yapıyor denilir. Şekil 7.90'da kuvvetlendiricinin Γ_{out} devresi gösterilmiştir. Şekil 7.91'de Γ_{out} devresinde $|S_{22}|$ incelenmiştir. $|S_{22}|$ değeri 0.1 ve 6 GHz arasında 1'in altındadır. Bu frekans aralığında herhangi bir osilasyon görülmemiştir. Eğer $|S_{22}|$ değeri 1'in üzerinde olursa kuvvetlendirici osilasyon yapar denilebilir yani kuvvetlendiricinin osilatör gibi davranma durumudur. Buda istenen bir durum değildir.

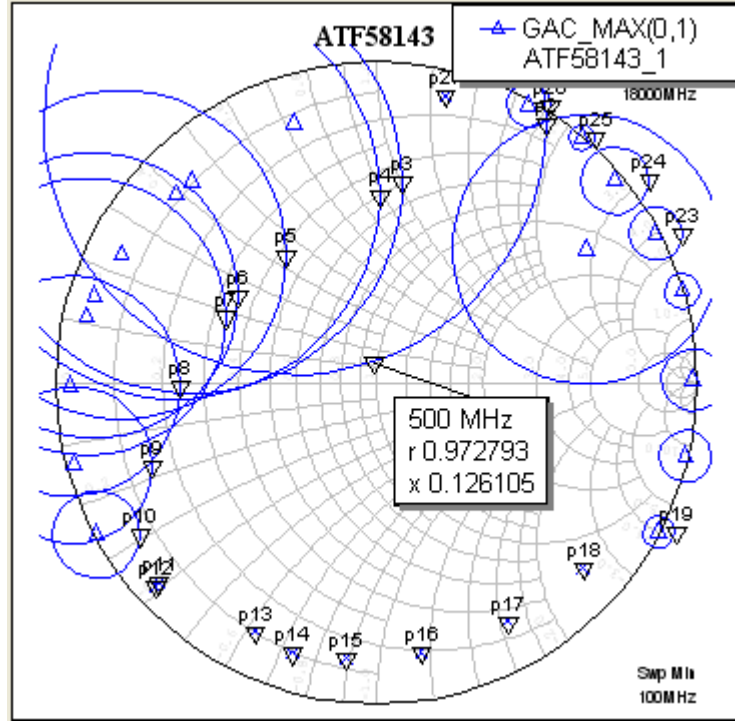


Şekil 7.91 Γ_{out} devresinde $|S_{22}|$.

Şekil 7.99’da UHF bandında ikinci bir mikrodalga kuvvetlendirici tasarlanmıştır. Birinci kuvvetlendiricide DC kutuplaması yapılmış devrenin $|S_{11}|$ ve $|S_{22}|$ port parametreleri 0 dB’ye çok yakın değerlere sahiptir. Bu da PCB dizayn yapılacak devrenin simülasyondaki gibi bire bir aynı değerlere ulaşamayacağından osilasyon olabilir durumuna karşılık ikinci bir kuvvetlendirici tasarlanmıştır. İlk kuvvetlendiricinin yapıldığı mantıkla bu kuvvetlendirici de tasarlanmıştır.

ATF58143 için IMN (Giriş Empedans Uydurum) ikinci mikrodalga kuvvetlendiricisi devresi tasarımı;

S parametreleri kullanılarak AWR’de modellenen ATF58143 transistordan maksimum kazanç elde edilebilmesi için ilk işlem olarak smith abağında giriş sabit kazanç daireleri çizdirilir. Bu işlem AWR’de yapılabilmektedir. Daha sonra maksimum güç kazancını temsil eden bu dairenin smith abağının merkezine en yakın noktası seçilir. Seçilen bu nokta z_{in} ’i verir. Bu değerler 50 ile çarpılarak Z_{in} elde edilir. $Z_s = Z_{in} \cdot 50$ şeklinde Z_s değeri belirlenip bu değer 50ohm’luk giriş portuna uydurulur. Bu uydurum işlemi $z_s = Z_s/50$ olmak üzere z_s noktası smith abağında işaretlenerek yapılır.



Şekil 7.92 ATF58143 giriş sabit kazanç dairesi.

Yukarıda şekilde ATF58143'e ait AWR'de çizdirilen giriş sabit kazanç dairesi vardır. Bu daire maksimum güç kazancı içindir ve ATF58143'den idealde alınabilecek maksimum güç kazancı şekilden de okunabileceği gibi $G=19$ dB'dir. Bu dairenin smith abağının merkezine en yakın olan noktası şekil üzerinde işaretlenmiştir. Bu nokta z_{in} 'dir. Uydurum işlemi maksimum güç kazancı için bu noktanın kompleks eşlenik noktasına göre yani z_s 'e göre yapılmıştır. Burada dikkat edilmesi gereken bir nokta da uydurum yapılacak olan noktanın ATF58143'ün kararlı olduğu bölgede olmasıdır ki bu nokta ATF58143 için yukarıdaki şekilde verilen kararlılık bölgesi içerisinde. Yukarıdaki şekilden okunan z_{in} değeri ve bu değerinin kompleks eşleniği olan z_s değeri aşağıda verilmiştir

$$z_{in} = 0.97 + 0.126j \Rightarrow Z_{in} = z_{in} * 50 = 48.5 + 6.3j \Rightarrow Z_s = 48.5 - 6.3j \Rightarrow z_s = Z_s / 50 = 0.97 - 0.12j$$

Burada yapılması amaçlanan işlem Z_s 'in $Z_o = 50 \text{ohm}$ 'a uydurulmasıdır. Bu işlem için hem tek yan hat hem de çift yan hat uydurumları denenmiş AWR'de benzetimleri yapılmıştır. Bu devre için tek yan hattın uydurması sonuçları daha iyi olduğu için tek yan hat uydurum yapılmasına karar verilmiştir. Yan hatlar açık devre olacak şekilde tasarlanmıştır. Açık devre yan hat aslında bir kapasite görevi görmektedir. Kısa devre yan hat ise endüktans görevi görmektedir. Yüksek frekanslarda endüktansın direkt toprağa bağlanması sorun yaratır, çünkü frekans

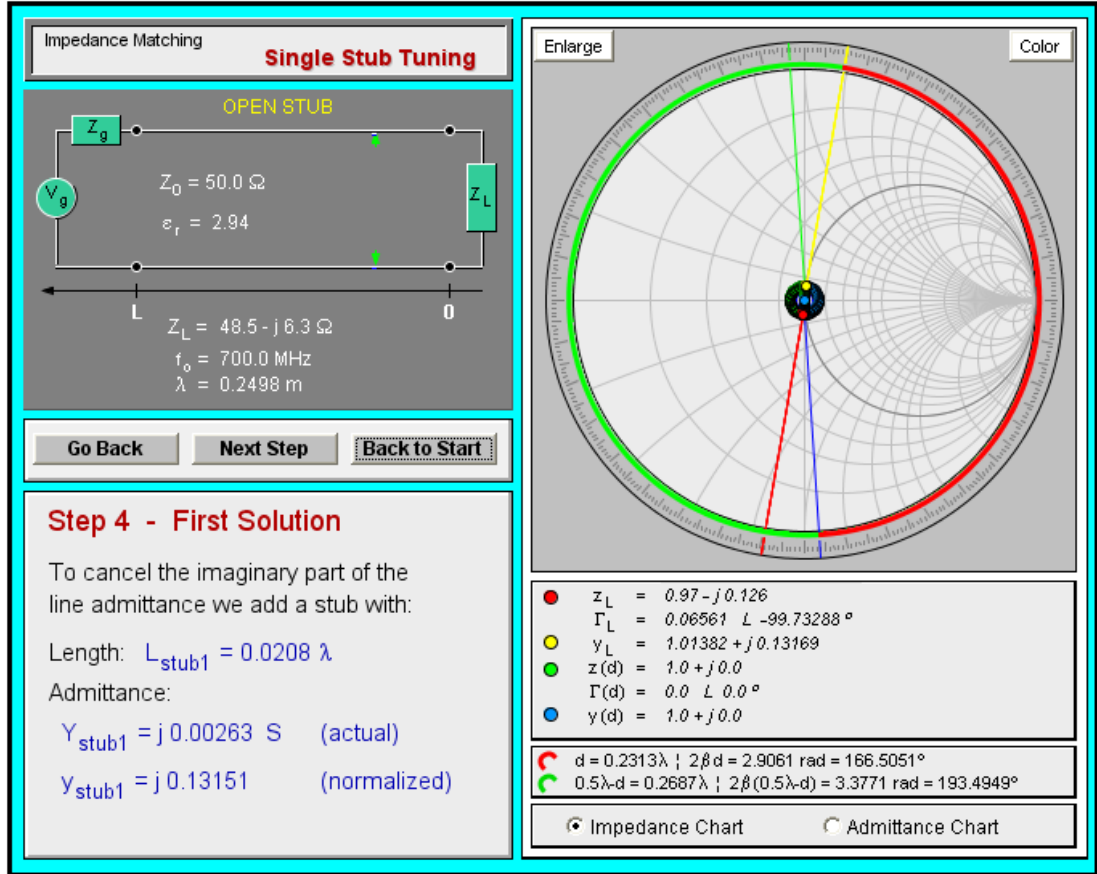
yükseldikçe endüktans kısa devre olabilir. Bu nedenle yan hatların açık devre olmasına karar verilmiştir.

Bu çalışmada birkaç değer için uydurum denenmiş ve en iyi sonuç veren değer seçilmiştir. Hat uzunluğunun fazla olması ekstra bir kayıp getirir. Dolayısıyla d uzaklığı seçilirken olabildiğince küçük seçilmelidir. Bu çalışmada ATF58143 giriş uydurum devresi için $d=0.1\lambda=24.9$ mm seçilmiştir. λ işaret dalga boyudur ve v_p faz hızı ve f frekans olmak üzere $\lambda=v_p/f$ şeklinde ifade edilir. Yan hattın yüke olan uzaklığı da yine keyfi olarak (tutarlı olması şartıyla) 0.1λ seçilmiştir. Bu durumda yan hat uzaklıkları (l uzaklığı) yan hat için $l_1= 2.56$ mm olarak hesaplanmıştır. Bu değerlere ulaşırken yapılan işlemler sırasıyla aşağıdaki gibidir.

Aşağıda anlatılan işlemler bu programda aynen yapılmaktadır. z_s tespit edildikten sonra yarıçapı $|z_s|$ olan duran dalga oranı dairesi çizilir.

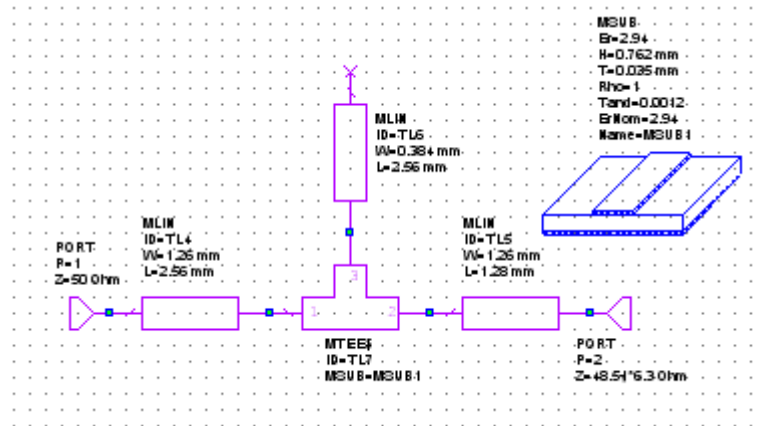
- İlk yan hat devreye dahil edildikten sonra uydurmayı sağlayabilecek olan empedans için bir daire çizilir.
- Yükten (z_s 'ten) olan uzaklığı belirlenen ilk yan hat uzunluğu kadar smith abağında ilerlenir.
- Geline noktasından da l_1 mesafesi kadar ilerlenerek pembe dairenin üzerinde bir noktaya gelinir.
- Bu noktadan da d mesafesi kadar gidilir.
- Son gelinen noktadan smith abağının merkezine gidilir.

Yüksek frekanslarda endüktif etki göstermesi nedeniyle özellikle yan hatların çok uzun olmaması istenir.



Şekil 7.93 Tek yan hat uydurum için kullanılan bilgisayar programı ara yüzü (Amanogawa).

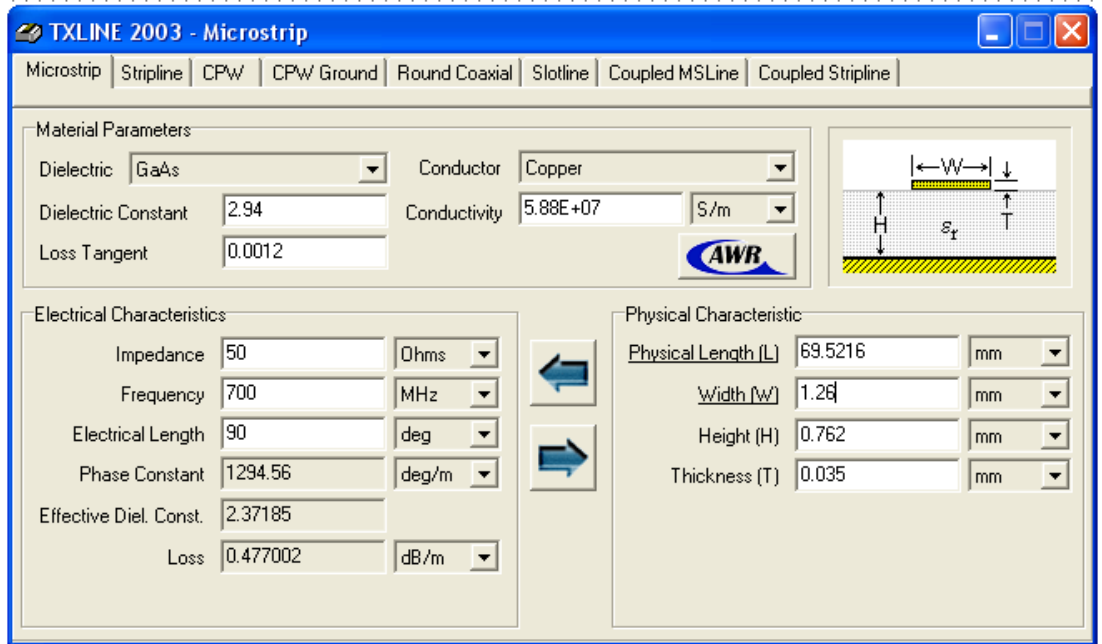
Bu aşamada yukarıda bulunan değerler kullanılarak AWR’de bir proje oluşturulup uydurumunun uygun olup olmadığının tespiti için S parametresi benzetimleri yapılmalıdır. Uydurumunun simüle edilebilmesi için oluşturulan devre şeması aşağıda şeklide verilmiştir.



Şekil 7.94 IMN (Giriş empedans uydurma) devresi.

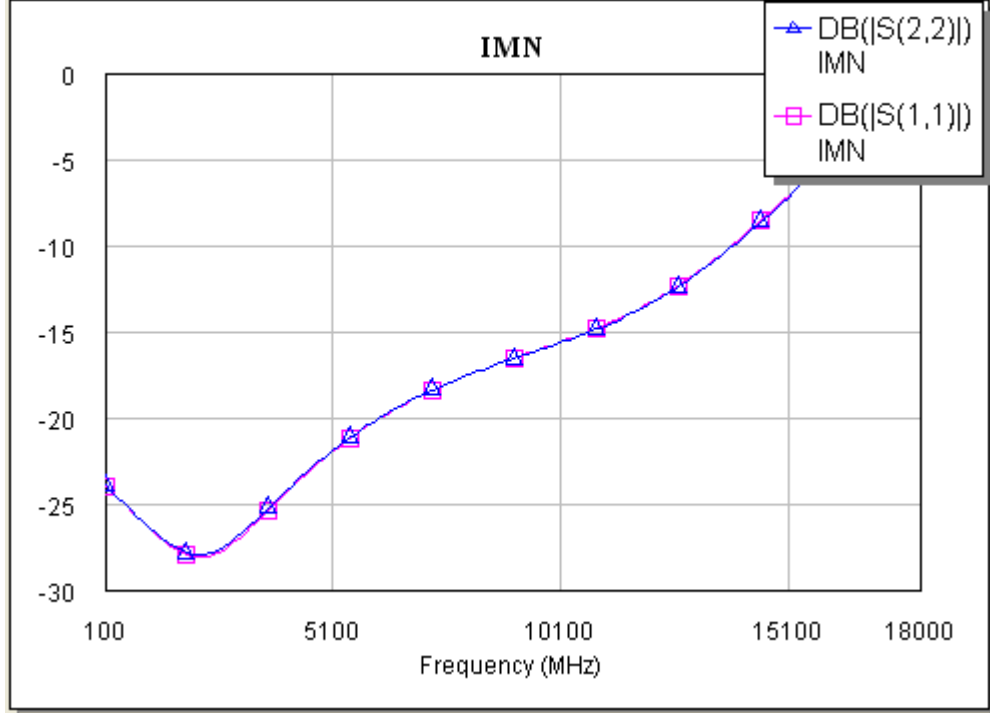
Bu devre oluşturulurken aşağıdaki işlemler sırasıyla yapılmıştır.

- İlk olarak Z_0 ve Z_s değerlerine sahip iki tane port oluşturulur.
- Empedans uydurum için hesaplanan l_1 yan hat ilk yan hattın uzaklığı d uzaklığının parametre olarak girilebildiği mikroşerit hatlar AWR'de hazır olarak vardır (MLIN ve MLEF). Bu hatlar devreye eklenerek parametreleri girilir.
- Daha sonra hatlar arasındaki süreksizliğin azaltılması amacıyla hatların aralarına T-bağlantı (MTEES) eklenir. Bu bağlantının uçları direkt porta bağlanmadığı için MLIN TL4 hattı giriş eklenmiştir.
- Hatların kalınlıkları 1.26 mm olarak seçilmiştir. Bu değer AWR'nin TXLINE opsiyonuyla hesaplanır. TXLINE ara yüzü aşağıda şekilde verilmiştir. Burada hatların empedans değerinin 50ohm olduğu, frekansın 700MHz olduğu şekilde sol altta görülen bölmede ilgili yerlere yazılıp sağ oka basıldığında $w=1.26$ mm olduğu görülür. Burada w hesaplanmadan önce taban malzeme değerleri de girilmelidir. Taban ATF58143 giriş empedans uydurum devresinde MSUB ile temsil edilmektedir. Taban Rogers 6002 olarak seçilmiştir. Rogers 6002 dielektrik sabiti 2.94'tür. Taban kalınlığı 0.762mm ve hat kalınlığı 0.035mm'dir. Bu değerleri doğru girmek çok önemlidir, çünkü w ve dolayısıyla benzetimler bu değerler bağlı olarak çok fazla değişir.



Şekil 7.95 TXLINE ara yüzü.

Bu işlemler yapıldıktan sonra benzetimler yapılmalıdır. Bunun için yeni bir grafik dosyası oluşturulup S parametreleri 470 – 806 MHz arasında çizdirilmelidir. Uydurum devresinin doğru çalıştığının kabul edilebilmesi için $|S_{11}|$ ve $|S_{22}|$ -10 dB'den daha düşük olmalıdır. Aşağıda şekilde AWR'de çizdirilen S parametreleri grafiği verilmiştir.



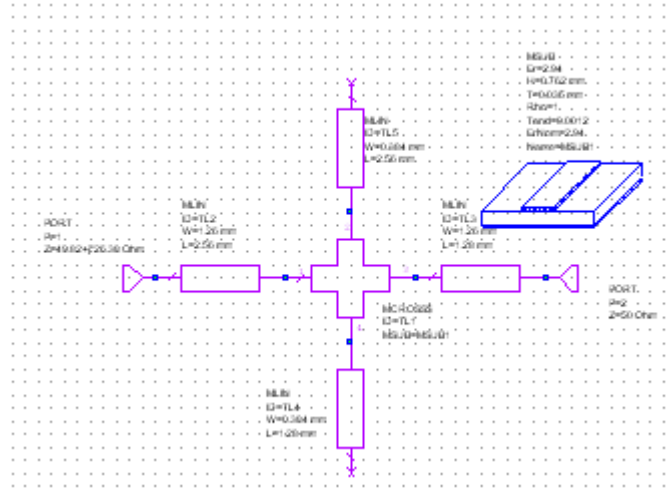
Şekil 7.96 ATF58143 giriş uydurum devresi S parametreleri.

Yukarıdaki sonuçlar uydurum devresinin iyi çalıştığını göstermektedir. $|S_{11}|$ ve $|S_{22}|$ 700MHz'de daha da düşmüştür bu beklenen ve istenen bir sonuçtur.

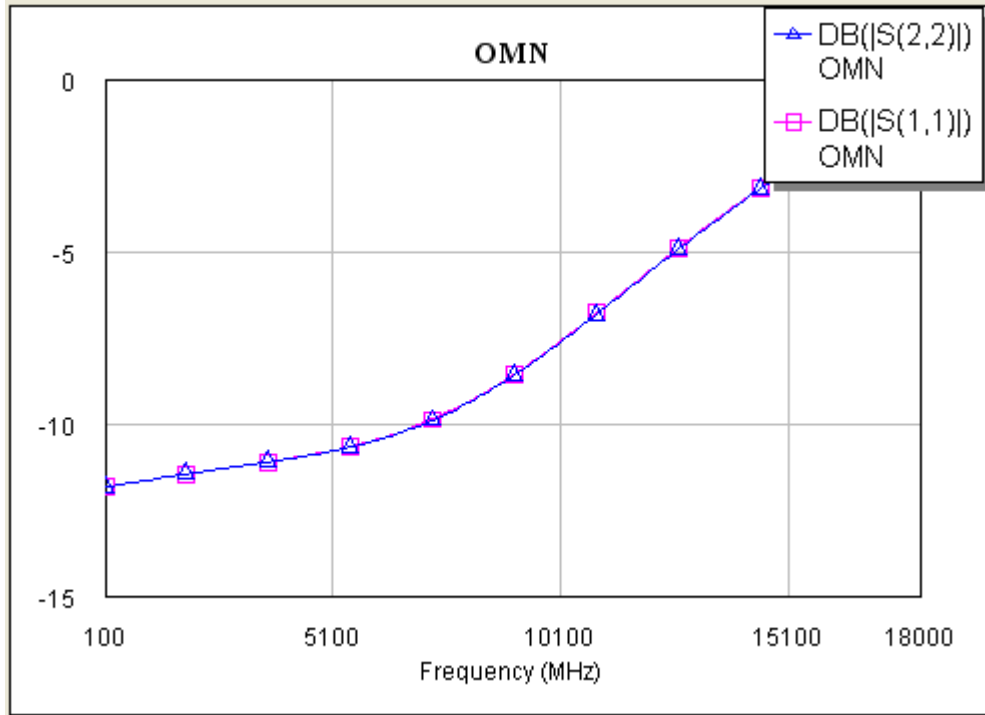
Bu aşamadan sonra eğer istenirse AWR'nin uyumlama seçeneği kullanılarak bu sonuçlar daha da iyileştirilebilir. Ancak en son tek tek yapılan bu uydurumlar birleştirildiğinde tekrar bir son uyumlama işlemi yapıldığından uyumlama işleminin bu aşamada yapılmasının çokta gerekli bir işlem olmadığı anlaşılmıştır. Uyumlama işlemi hem L parametresiyle hem de W parametresiyle yapılabilir.

ATF58143 için OMN (Çıkış Empedans Uydurum) ikinci mikrodalga kuvvetlendiricisi devresi tasarımı:

UHF mikrodalga kuvvetlendiricisinin çıkış katına gelen sinyal yüksek güçte olacaktır. Dolayısıyla bu transistor için S parametreleri kullanmak hatalı olacaktır. Çünkü S parametreleri küçük işaret analizi sonucunda elde edilen parametrelerdir. ATF58143 veri kağıdında çeşitli kutuplama akım ve gerilim değerleri için transistorun giriş ve çıkışından görülen empedansların olduğu grafikler mevcuttur.

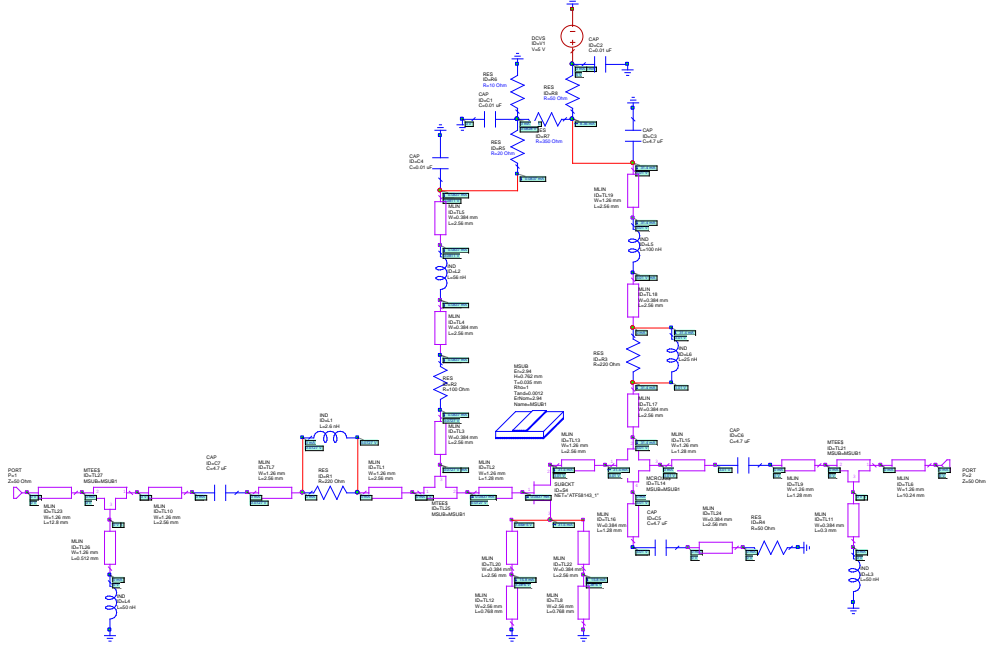


Şekil 7.97 OMN (Çıkış empedans uydurma) devresi.

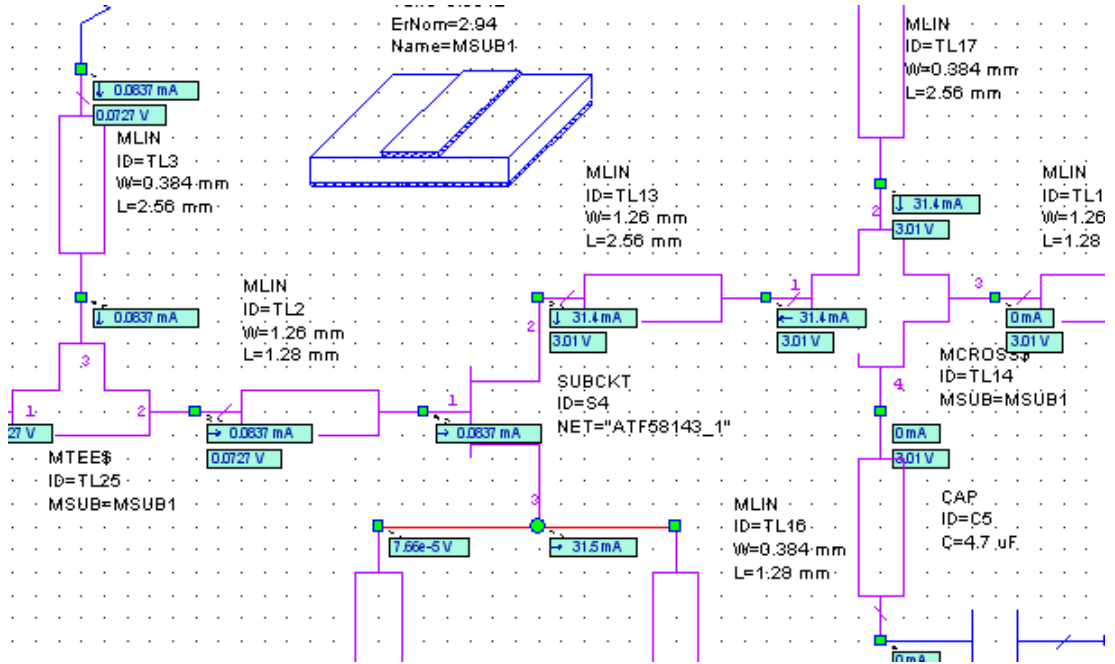


Şekil 7.98 ATF58143 çıkış uydurma devresi S parametreleri

Şekil 7.99’da DC kutuplaması yapılmış ikinci mikrodalga kuvvetlendirici gösterilmiştir.

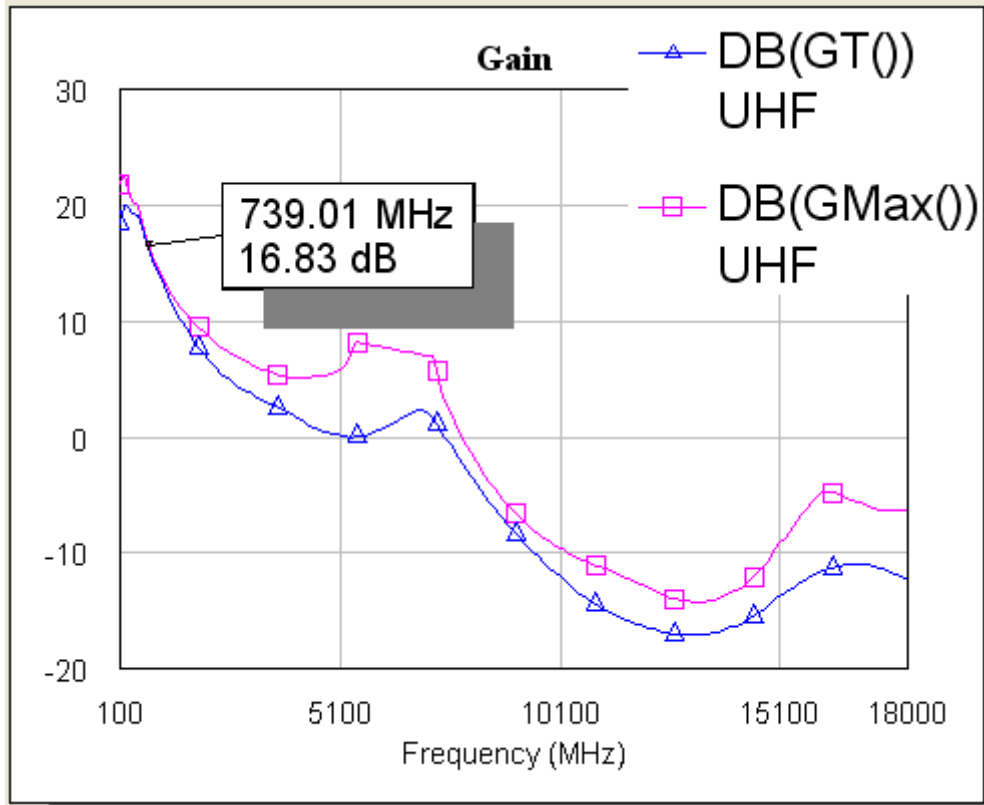


Şekil 7.99 DC kutuplaması yapılmış ikinci kuvvetlendirici.

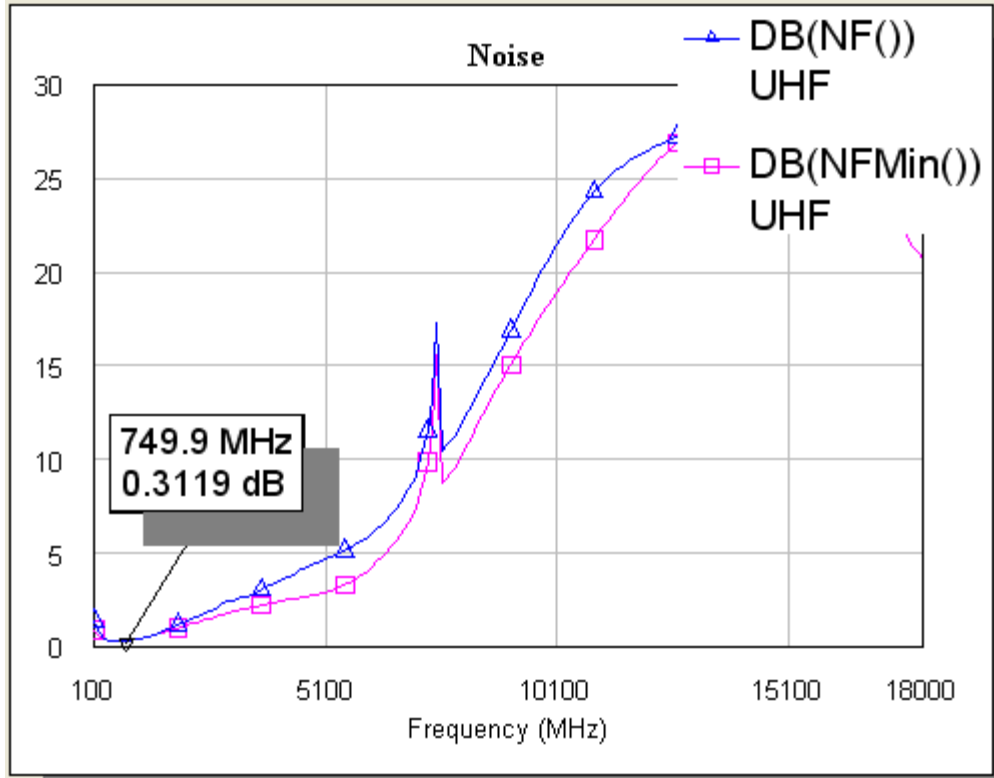


Şekil 7.100 DC kutuplaması yapılmış ikinci kuvvetlendirici devresi için $I_{DS} = 31.4 \text{ mA}$, $V_{DS} = 3.01 \text{ V}$.

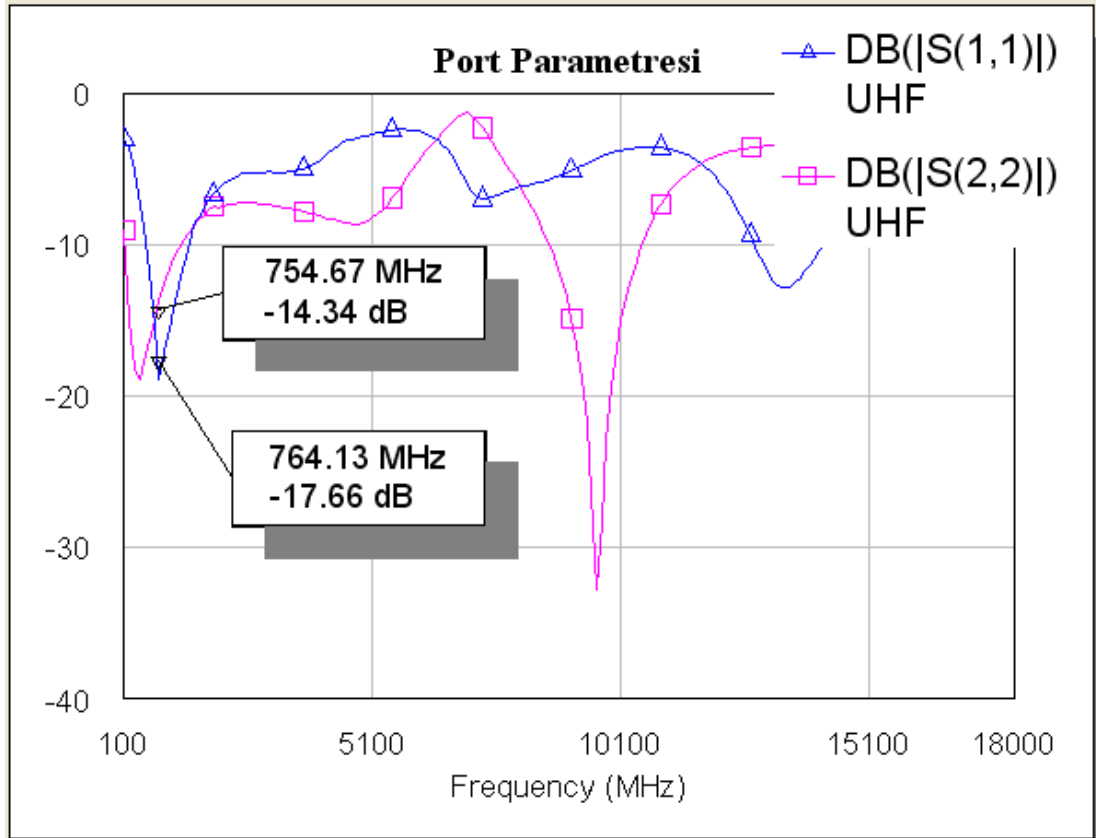
DC kutuplaması yapılmış ikinci mikrodalga transistorlü kuvvetlendirici devresinde hedeflenen değerlere ulaşılmaya çalışılmıştır. Şekil 7.101’de dönüştürücü kazancı gösterilmiştir. Elde edilebilecek maksimum kazançla, elde edilen kazanç incelenmiştir. 470 MHz’de 17.8 dB kazanç, 806 MHz’de 15.98 dB değerindedir. Şekil 7.102’de devrenin gürültü faktörü incelenmiştir. 470 MHz’de 0.3278 dB, 806 MHz’de 0.298 dB gürültü faktörüne sahiptir. Gürültü faktörü 1 dB’nin altında olduğu sürece iyi bir değer olarak kabul görür. Gürültü faktörü ne kadar küçükse bir kuvvetlendirici o kadar verimlidir. Şekil 7.103’de devrenin geri dönüş kaybı olan S_{11} ve S_{22} ’nin dB olarak değerleri gösterilmiştir. 470 MHz’de S_{11} (giriş geri dönüş kaybı) -13.2 dB, 806 MHz’de -18.74 dB değerindedir. 470 MHz’de S_{22} (çıkış geri dönüş kaybı) -14.1 dB, 806 MHz’de -13.89 dB değerindedir. Bu değerler -10 dB’nin altında ise kuvvetlendirici için iyi bir sonuçtur. Şekil 7.104’de giriş gerilim duran dalga oranı (VSWR) incelenmiştir. Giriş VSWR değeri 470 MHz frekansında 1.41, 806 MHz’de ise 1.261 değerindedir. Şekil 7.104’de çıkış gerilim duran dalga oranı (VSWR) incelenmiştir. Çıkış VSWR değeri 470 MHz frekansında 1.49, 806 MHz’de ise 1.512 değerindedir.



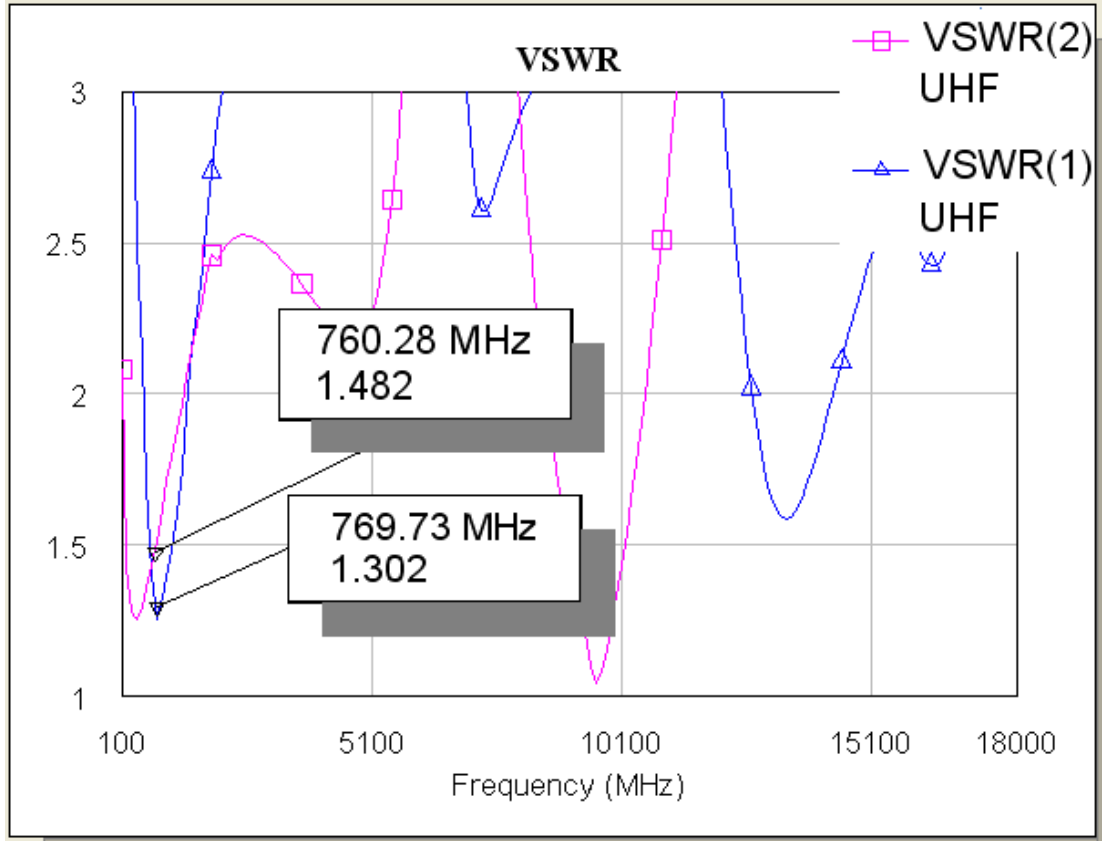
Şekil 7.101 Kazanç değişimi.



Şekil 7.102 Gürültü faktörü değişimi.

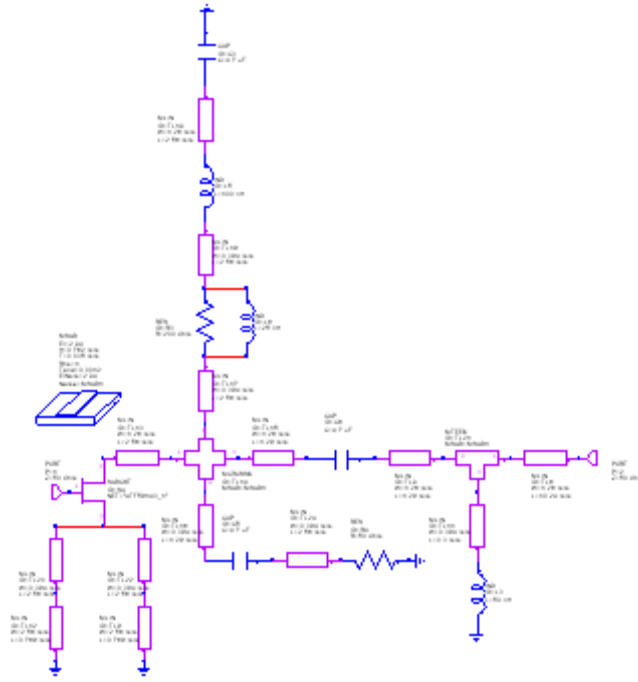


Şekil 7.103 Port parametreleri değişimi.

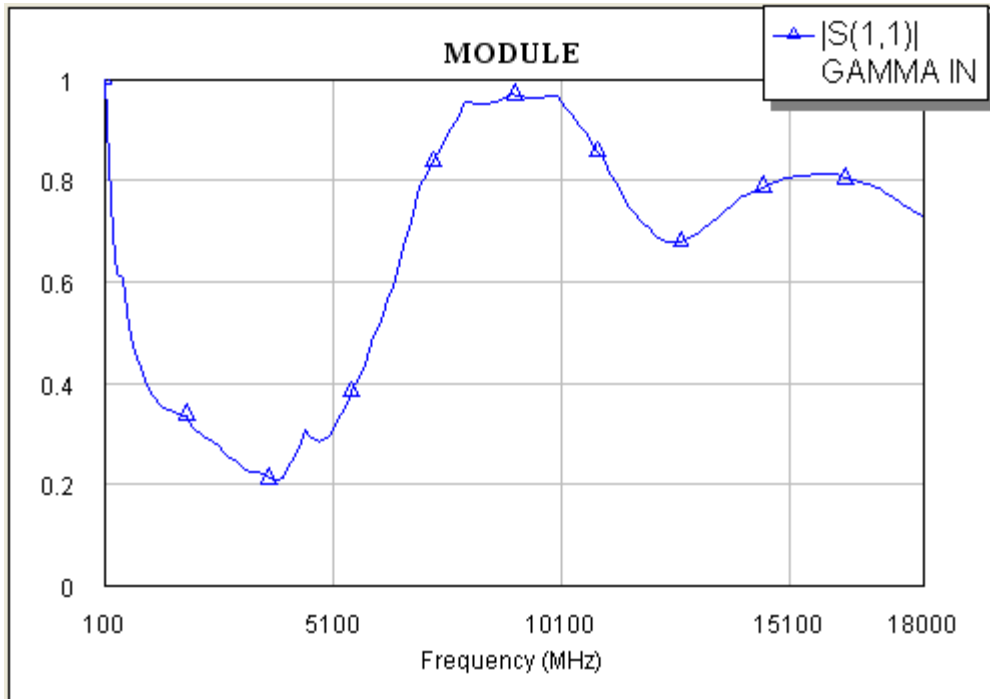


Şekil 7.104 Giriş ve Çıkış VSWR değişimi.

Kuvvetlendirici tasarımında dikkat edilecek en önemli husus osilasyon olup olmamasıdır. Bunun içinde tasarımın Γ_{in} (gamma in) ve Γ_{out} (gamma out) grafikleri sürekli olarak gözden geçirilir. Bu şekiller çizdirilirken Γ_{in} grafiğini temsil eden devre transistor ve sonrası olurken, Γ_{out} grafiğini temsil eden devre transistor ve öncesidir. Γ_{in} grafiğine göre kuvvetlendiricinin $|S_{11}|$ değeri 1'in üzerinde ise osilasyon yapıyor denilir. Şekil 7.105'de kuvvetlendiricinin Γ_{in} devresi gösterilmiştir. Şekil 7.106 Γ_{in} devresinde $|S_{11}|$ incelenmiştir. $|S_{11}|$ değeri 0.1 ve 18 GHz arasında 1'in altındadır. Bu frekans aralığında herhangi bir osilasyon görülmemiştir.

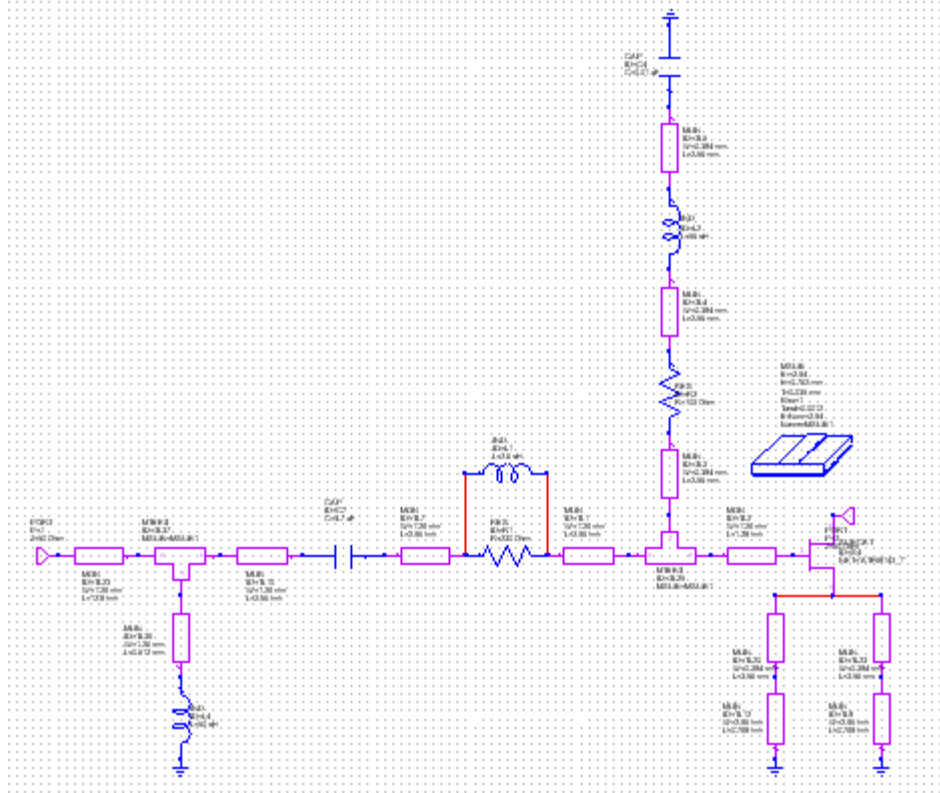


Şekil 7.105 İkinci kuvvetlendiricinin Γ_{in} devresi

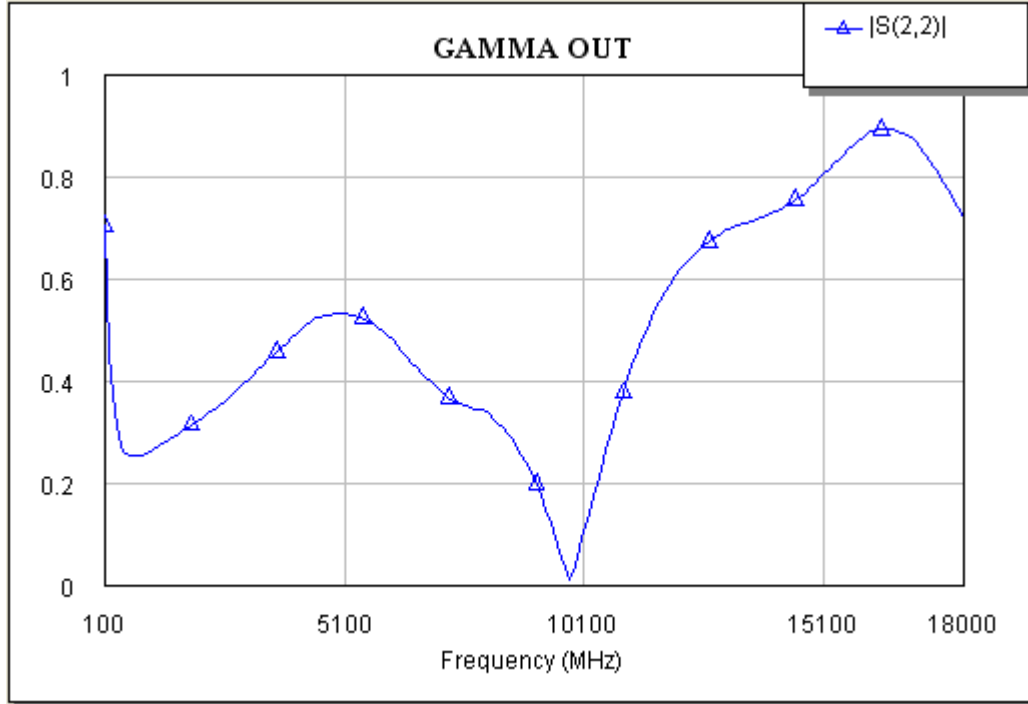


Şekil 7.106 Γ_{in} devresinde $|S_{11}|$.

Bu şekiller çizdirilirken Γ_{in} grafiğini temsil eden devre transistor ve sonrası olurken, Γ_{out} grafiğini temsil eden devre transistor ve öncesidir. Γ_{out} grafiğine göre kuvvetlendiricinin $|S_{22}|$ değeri 1'in üzerinde ise osilasyon yapıyor denilir. Şekil 7.107'de kuvvetlendiricinin Γ_{out} devresi gösterilmiştir. Şekil 7.108'de Γ_{out} devresinde $|S_{22}|$ incelenmiştir. $|S_{22}|$ değeri 0.1 ve 18 GHz arasında 1'in altındadır. Bu frekans aralığında herhangi bir osilasyon görülmemiştir. Eğer $|S_{22}|$ değeri 1'in üzerinde olursa kuvvetlendirici osilasyon yapar denilebilir yani kuvvetlendiricinin osilatör gibi davranma durumudur. Buda istenen bir durum değildir.



Şekil 7.107 İkinci kuvvetlendiricinin Γ_{out} devresi.



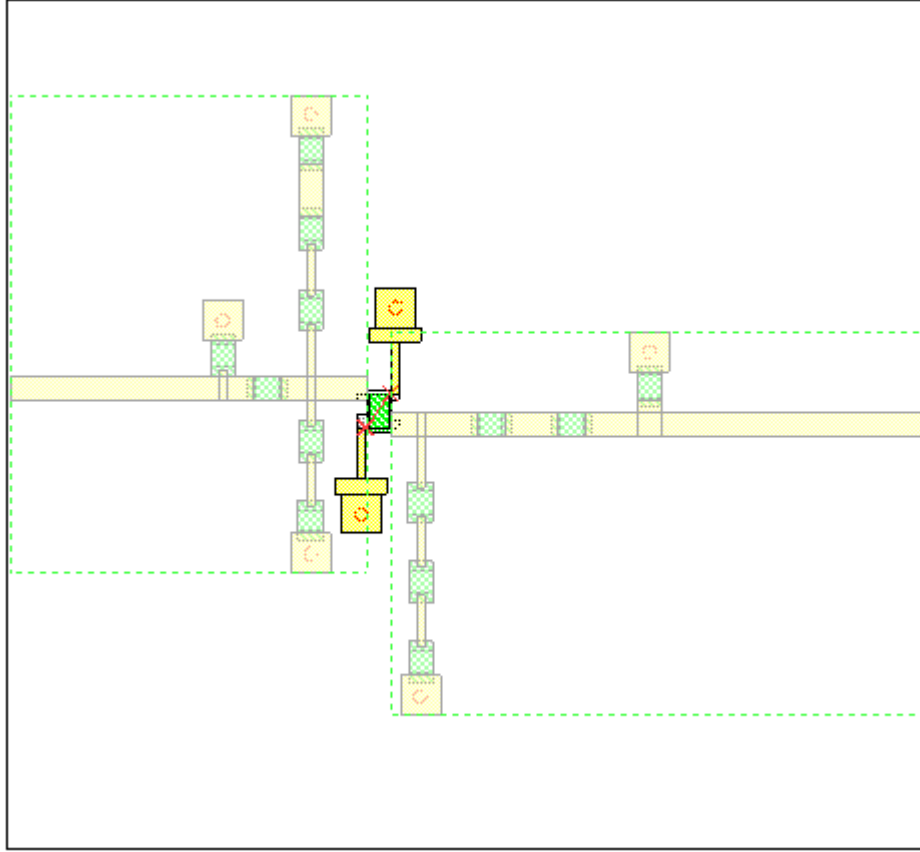
Şekil 7.108 Γ_{out} devresinde $|S_{22}|$.

7.6 UHF Mikrodalga Baskı Devresi Tasarımı

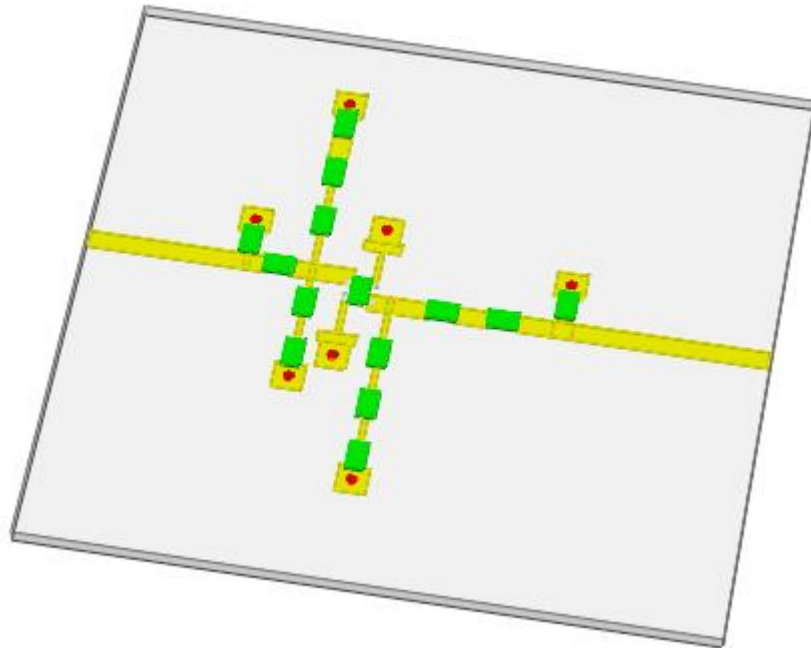
Devrenin serimi hazırlanırken aşağıdaki hususlara çok dikkat edilmiştir:

Uzun olan mikroşerit hatlar bükülerek daha az yer kaplayacak hale getirilmelidir. Devrenin giriş portuyla çıkış portu birbirinden olabildiğince uzak tutularak iki port arasındaki yalıtım sağlanmalıdır. İletim hattıyla toprak hat arasında yaklaşık 3mm kadar bir boşluk olmalıdır. Devrenin kutuplama elemanlarının lehimleneceği kısımlar tasarlanmalıdır. Hatlar arasına yerleştirilecek olan kapasite ve transistorlerin boyutlarına göre hatlar arasında boşluk bırakılmalıdır. Bu tasarımda hatlar arasında kullanılan kapasiteler, dirençler ve bobinler 0805 kılıftır ve 0805 kılıf standardındadır. Aynı ayarlamalar transistorlerin veri tablolarından elde edilen boyutları göz önüne alınarak gereken boşluklar bırakılmıştır.

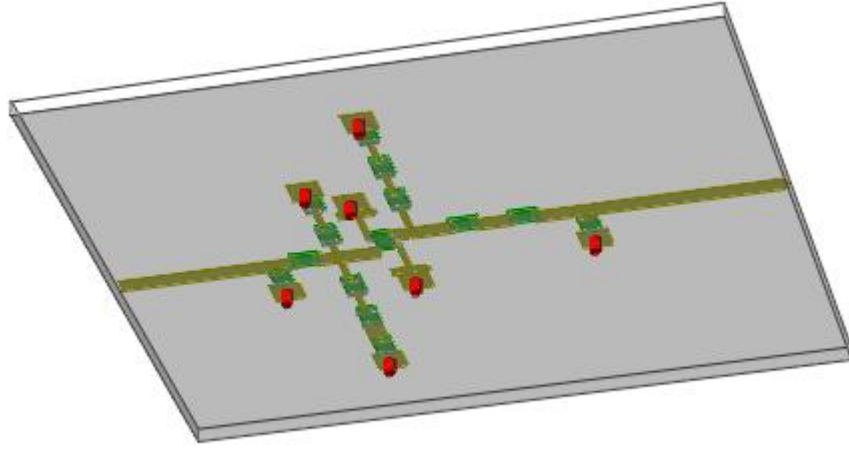
Devrenin baskı çizimi bittikten sonra gerçek boyutlarıyla bir çıktı alınıp devre elemanları üzerine yerleştirilerek kontrolü yapıldıktan sonra baskı yapılması amacıyla .ger dosyası oluşturulmuştur.



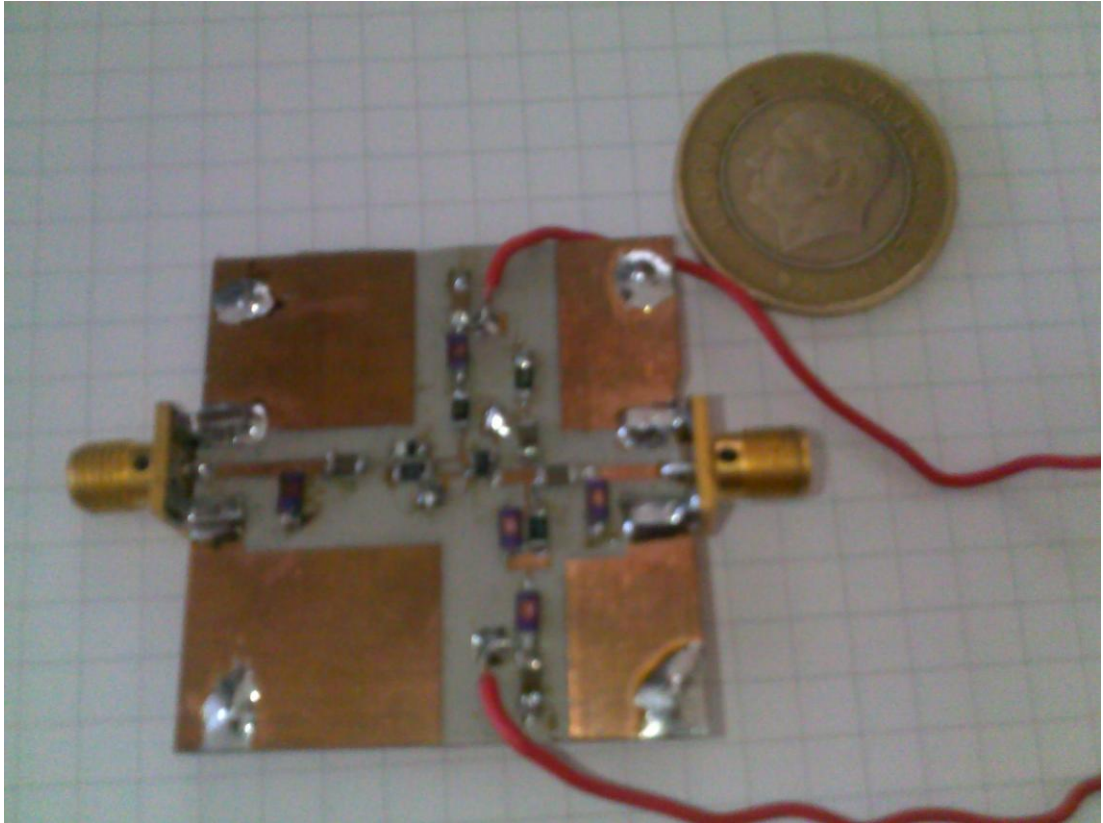
Şekil 7.109 UHF kuvvetlendiricisinin baskı devresi.



Şekil 7.110 UHF kuvvetlendiricisinin baskı devresinin 3D gösterimi.



Şekil 7.111 UHF kuvvetlendiricisinin baskı devresinin 3D gösterimi.



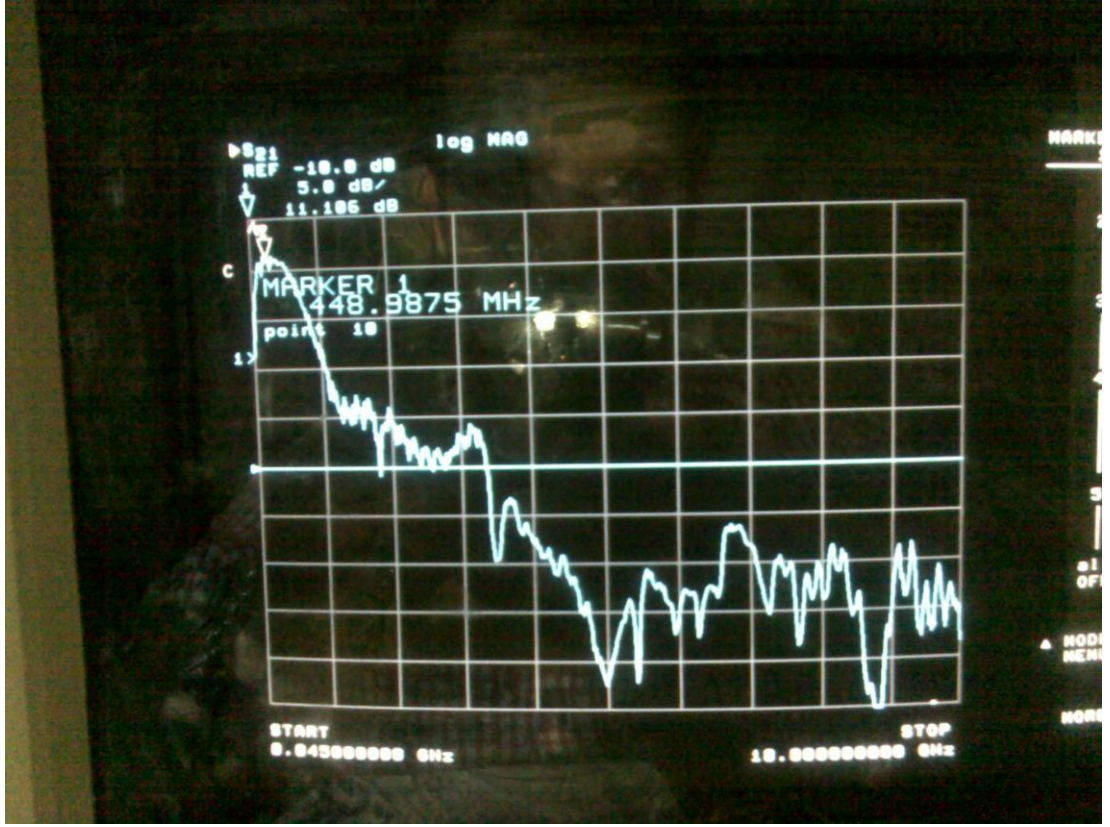
Şekil 7.112 UHF kuvvetlendiricisinin baskı devresi.



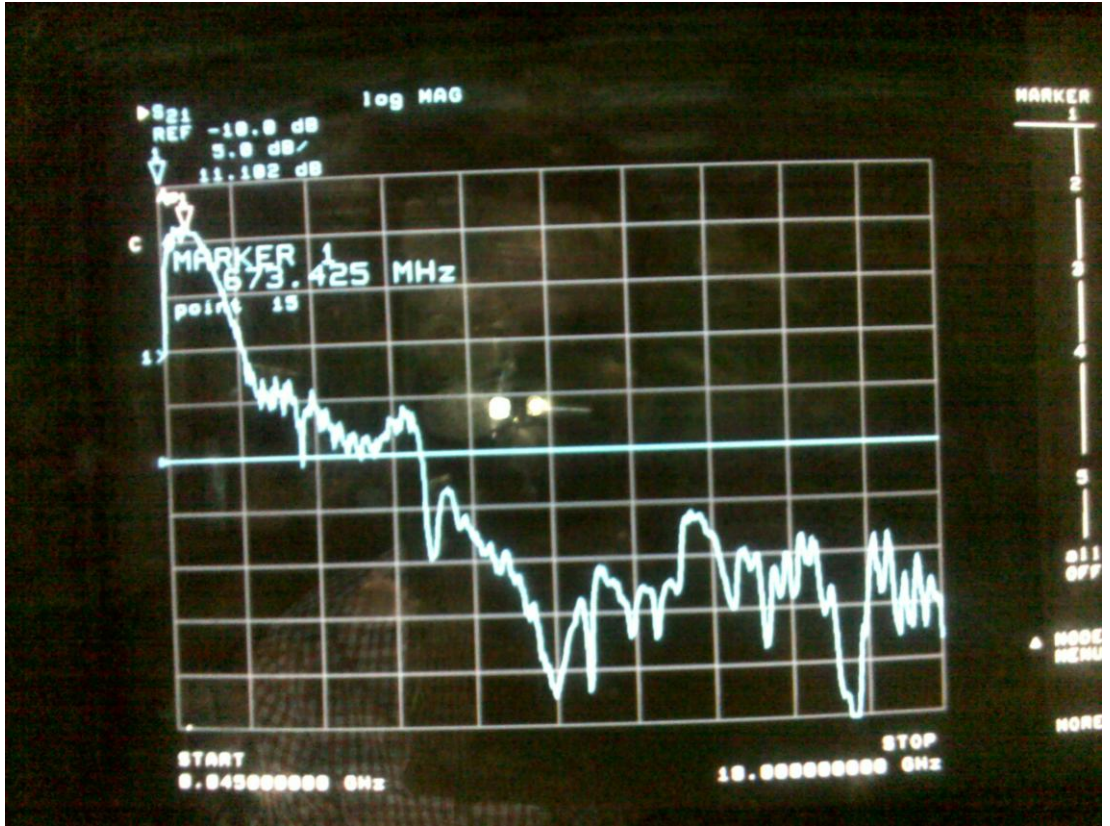
Şekil 7.113 UHF kuvvetlendiricisinin network analizör ölçümleri.



Şekil 7.114 UHF kuvvetlendiricisinin network analizör ölçümleri.



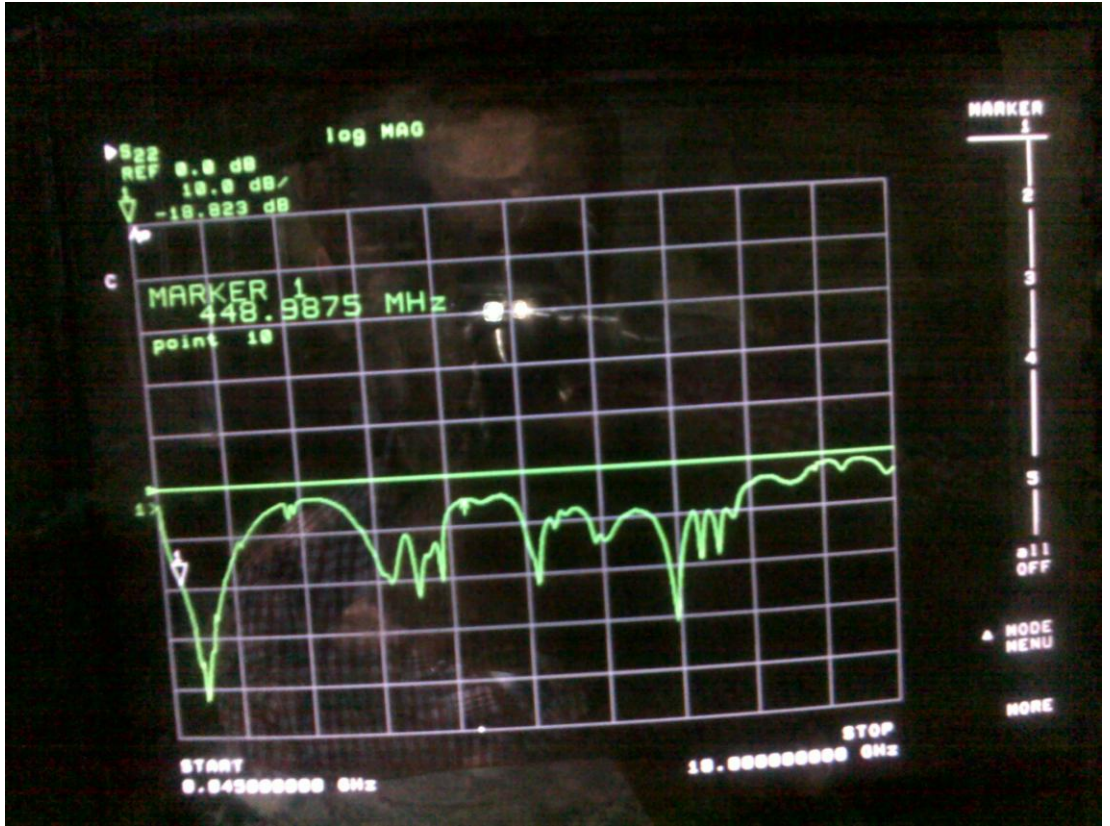
Şekil 7.115 UHF kuvvetlendiricisinin 448 MHz frekansında 11.186 dB kazanç.



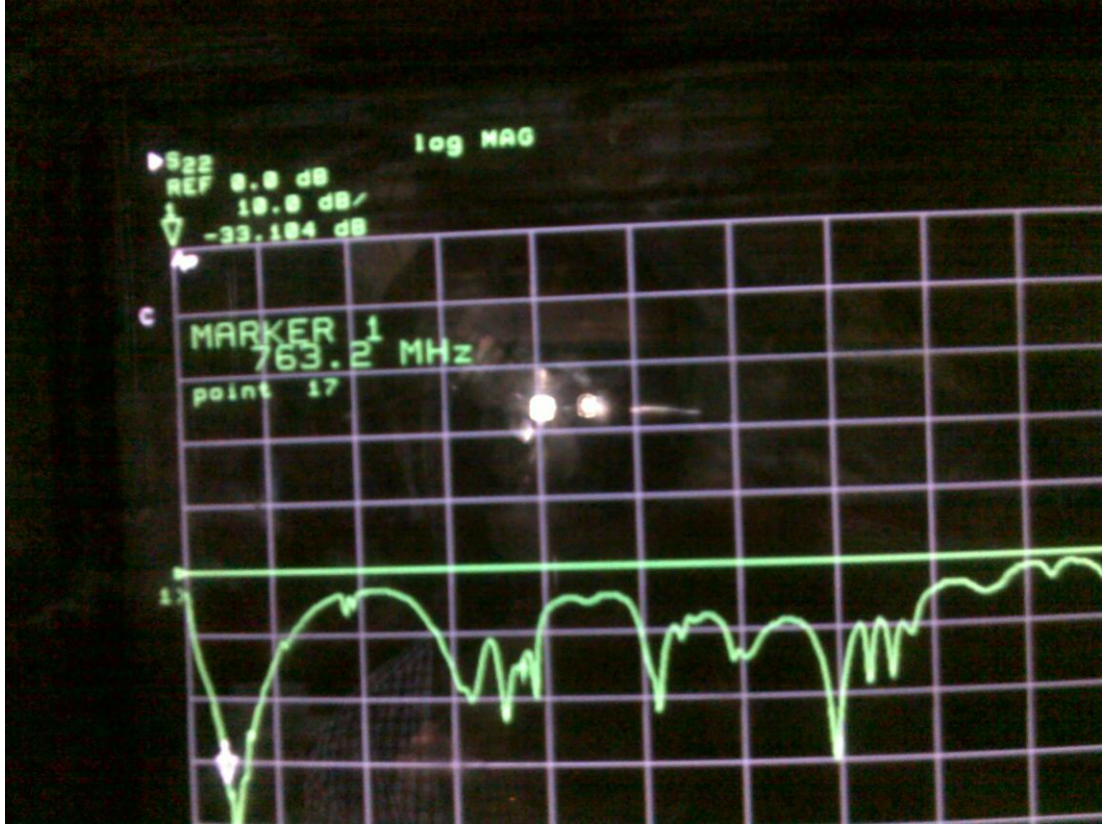
Şekil 7.116 UHF kuvvetlendiricisinin 673 MHz frekansında 11.182 dB kazanç.



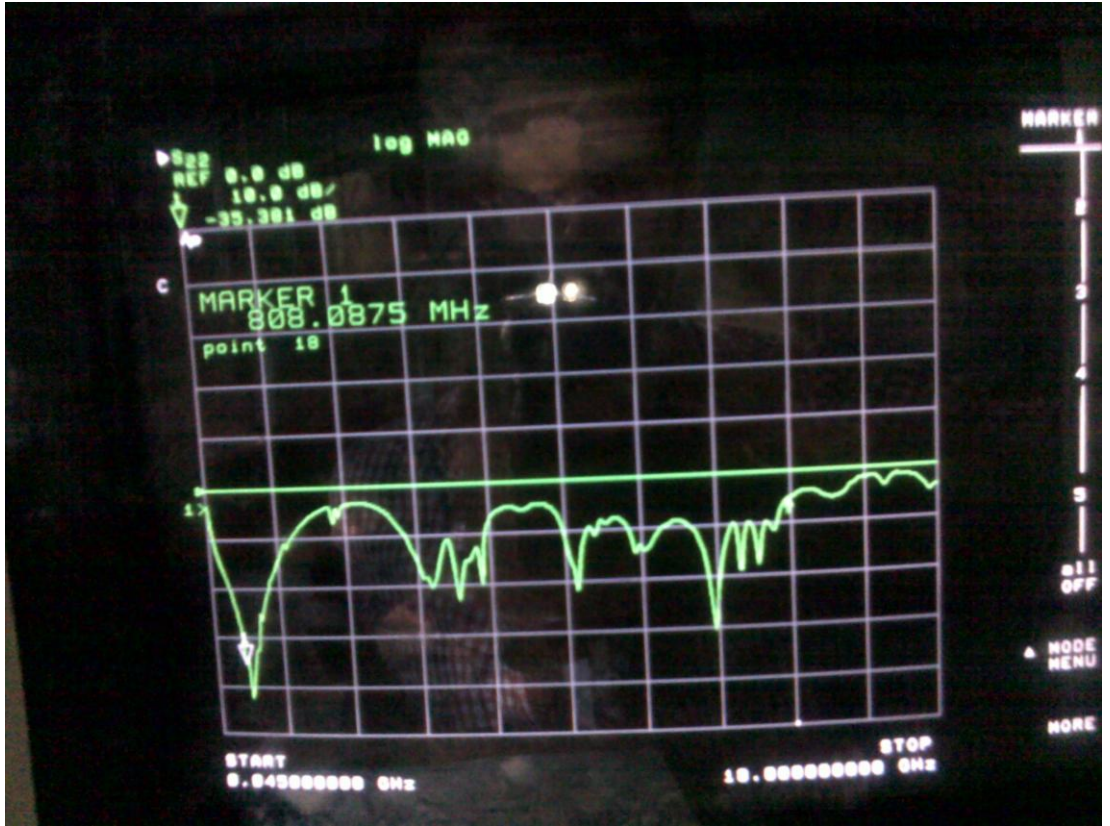
Şekil 7.117 UHF kuvvetlendiricisinin 808 MHz frekansında 10.723 dB kazanç.



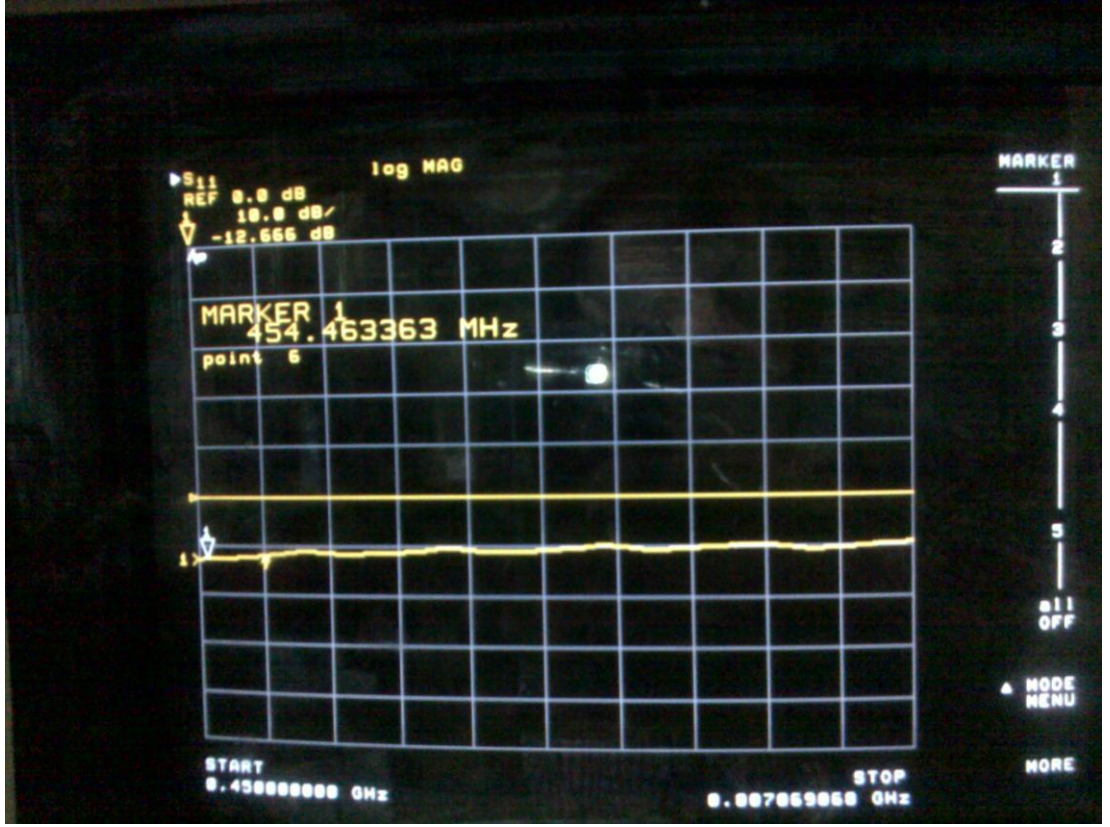
Şekil 7.118 UHF kuvvetlendiricisinin 448 MHz frekansında S_{22} -18.82 dB.



Şekil 7.119 UHF kuvvetlendiricisinin 763 MHz frekansında S_{22} -33.184 dB.



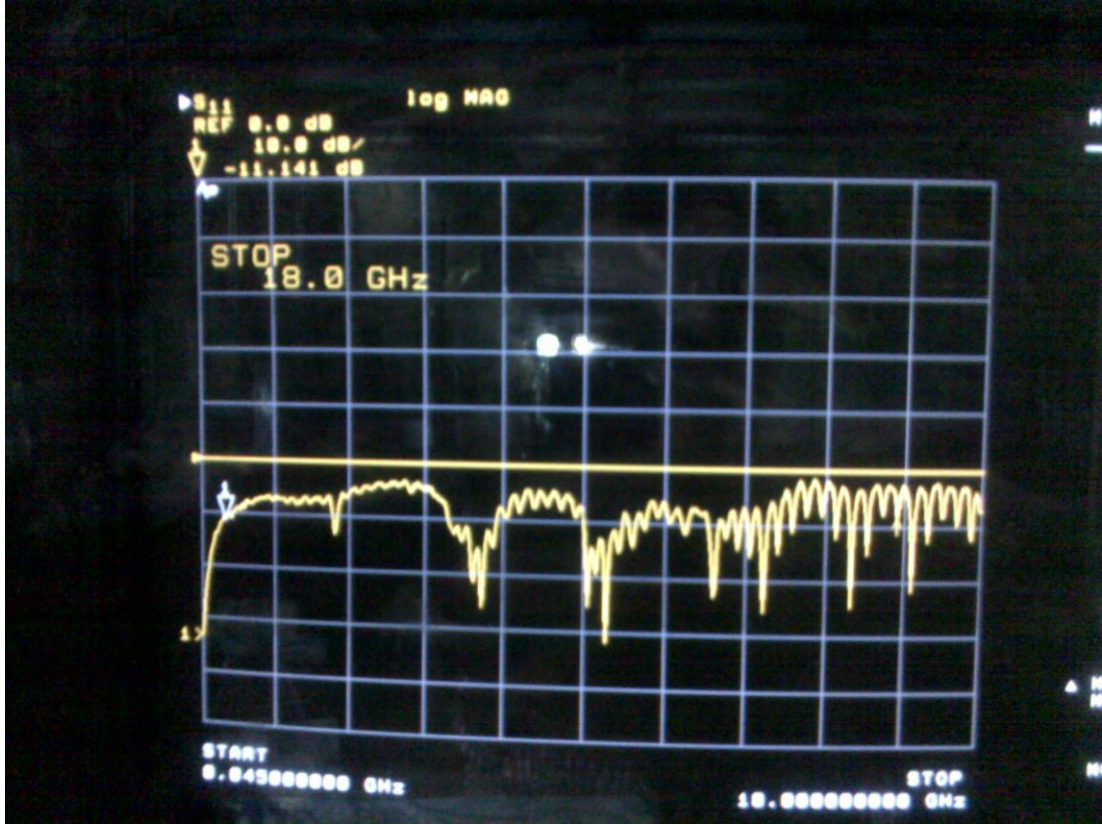
Şekil 7.120 UHF kuvvetlendiricisinin 808 MHz frekansında S_{22} -35.381 dB.



Şekil 7.121 UHF kuvvetlendiricisinin 454 MHz frekansında S_{11} -12.66 dB.



Şekil 7.122 UHF kuvvetlendiricisinin 634 MHz frekansında S_{11} -10.587 dB.



Şekil 7.123 UHF kuvvetlendiricisinin (0.45 - 18 GHz) frekansında S_{11} .

Devrenin baskısı yapıldıktan sonra devrenin topraklama işlemi halledilip devre elemanları karta lehimlenmiştir. ATF58143 transistörünün kutuplama akım ve gerilimleri multimetre kontrolünde ayarlandıktan sonra network analizörle S parametresi ölçümü ve spektrum analizörle çıkış gücü ölçümü yapabilmek için devreye giriş ve çıkış portları takılmıştır.

Network analizörün kalibrasyonu yapıldıktan sonra devre analizöre bağlanmış ve S parametresi ölçümleri yapılmıştır. Ölçümler sırasında ekranda görülen gürültü ve istenmeyen işaretleri bastırmak için devrenin beslemesinde yüksek değerli kapasite atılmıştır. Ayrıca S parametrelerini de iyileştirmek için devre mikroşerit hattı üzerinde 1 pF ile 1uF arasında değişik değerlerde kapasiteler gezdirilmiş ve iyileştirme sağlayan kapasiteler iyileştirme sağladığı noktaya lehimlenmiştir.

Şekil 7.112’de yapılan tüm iyileştirme işlemleri bittikten sonra UHF kuvvetlendiricisi son hali verilmiştir. Devrenin network analizörde kaynak gücü 0 dBm iken ölçülen S_{21} parametresine ait görüntü Şekil 7.115’de gösterilmiştir.

Yukarıda verilen bu sonuca göre tasarlanan kuvvetlendirici 470 - 806 MHz bandında oldukça düzgün bir kazançla sahiptir. Yani linerliği oldukça iyidir. Bu

bandta minimum kazanç 10.9 dB iken maksimum kazanç 11.2 dB'dir. Bu kazanç değeri simülasyon sırasında 16.5 dB olarak öngörölmüştür. Dolayısıyla elde edilen bu sonuç teorikten biraz sapmıştır.

8. SONUÇ

Bu çalışmada, UHF bandında Mikrodalga transistorlü kuvvetlendirici tasarlanmıştır. Tasarlanan bu kuvvetlendiricide 470 ve 806 MHz UHF frekans aralığı göz önünde bulundurulmuştur. Bu frekans aralığında mikrodalga kuvvetlendiricisi olarak yapılan uygulamalar; pasif radar, sayısal TV alıcıları ve kablosuz haberleşme cihazlarıdır. Bu tez için 2 tane mikrodalga transistorlü kuvvetlendirici tasarımı yapılmıştır. İlk yapılan mikrodalga transistorlü kuvvetlendiricinin ölçüm sonuçları incelendiğinde 10 GHz'de 0.2 MHz band genişliğinde osilasyon meydana gelmiştir. Bu istenen bir durum değildir. Tasarımı direkt kararsızlığa sürüklemiştir. İkinci yapılan mikrodalga transistorlü kuvvetlendirici tasarımında simülasyon ile ölçüm sonuçları benzer çıkmıştır. Tasarım tamamen kararlıdır. 0.1 – 18 GHz arasında S_{11} ve S_{22} 0 dB'nin altındadır. Bu tamamen istenen bir durumdur.

Baskısı yapılan devrenin network analizör ile ölçümleri alınmıştır. Yapılan ölçümlerle kazanç, giriş yansıması, çıkış yansıması, giriş VSWR ve çıkış VSWR değerleri incelenmiştir. Yapılan ölçümlerle 470 ve 806 MHz bant genişliğinde kazanç yaklaşık 11.2 dB değerindedir. Giriş yansıması (S_{11}) değeri -10 dB'nin altındadır. Çıkış yansıması (S_{22}) değeri -27 dB değerindedir. Giriş ve çıkış VSWR değeri 1.6'nın altındadır. Bu tezde tasarlanan UHF kuvvetlendiricisi için yapılan kuramsal hesaplar, AWR programında yapılan tasarımlar ve benzetimler ile devrenin baskısı yapıldıktan sonra network analizörle yapılan ölçümler birbirini destekler niteliktedir. Ufak farklılıkların olması gayet açıktır ki gerçek hayatta hiçbir şey ideal olmadığından uygulamada ne teorik hesaplara ne de bilgisayar destekli programlardaki benzetim sonuçlarına. Özellikle yüksek frekans uygulamalarında tasarım boyutlarının 1mm bile oynaması sonuçları çok fazla değiştirebilirken bu neredeyse imkânsızdır.

Sonuç olarak bu tezde tasarlanan ve gerçekleştirilen UHF kuvvetlendiricisi amaçlandığı gibi 470 ile 806 MHz arasında oldukça doğrusal çalışmakta ve 0 dBm giriş gücü için yaklaşık 11,2 dB kazanç sağlamaktadır. Düşük güçle çalışan birçok

sistemde tasarlanan bu kuvvetlendirici iyi bir performansla çalışacak ve girişine gelen işareti yaklaşık 11,2 dB kuvvetlendirerek çıkışına çok az bir distorsiyonla iletacaktır. Birçok elektronik sistemde kuvvetlendiriciye ihtiyaç duyulduğu düşünülürse bu tezde gerçekleştirilen kuvvetlendiricinin hem maliyetinin çok yüksek olmaması hemde istenen bantta gayet düzgün çalışması nedeniyle kullanılabilirliğinin ne kadar yüksek olduğu anlaşılacaktır.

9. KAYNAKLAR

Abdul Halim, N.M., Awang Z., Hasimah Baba N., (2005) ‘*Computer-Aided Synthesis of Matching Networks for Multi-Stage Broadband Microwave Amplifiers*’, Asia- Pacific Conference On Applied Electromagnetics Proceedings, 245-249 , Malezya.

Aliyev, İ., (2001). ‘*Performans (F, V_i, G_t) Üçlüleri Kullanılarak Geniş Bandlı Mikrodalga Kuvvetlendirici Tasarımı*’, Yüksek Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü.

Avago, ‘*ATF-58143 Low Noise Enhancement Mode Pseudomorphic HEMT in Miniature Leadless Package: Data Sheet*’, <http://www.avagotech.com/docs/>, Feb 2011.

Balsi. M., Scotti ,G., Tommasino, P. ve Trifiletti, A. (2006) ‘*Discussion and new proofs of the conditional stability criteria for multidevice microwave amplifiers*’, IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Vol. 153, No. 2, 177-181.

Candaş. B., Günes. F., (2004) ‘*Yüksek Teknoloji Mikrodalga Transistorleri ve Minimum L – C Elemanlı Uydurma Devreleri*’, IEEE, 379-382

Capponi, G., Di Maio, B., Livreri, P., (1991), “*A Novel Technique for Computer-Aided Design of Low Noise Microwave Amplifiers*” , IEEE, 1991, 605-608.

Cioffi, K. R., (1989) ‘*Broad Band Distributed Amplifiers Impedance Matching Techniques*’, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 37, No. 12, December, 1870-1876

Collin, R. E. (1992). *Foundations for Microwave Engineering*.(2. Baskı). New York: John Wiley and Sons.

Dafalla , Z. I., David, S. R. Ve Abdel Rahman, A. M. (2004) ‘*Low Noise Amplifier Design for LEO Satellite Applications*’, IEEE, 325-326.

Demirel S., (2006) ‘*Bir Mikrodalga Transistor için Uydurma Devrelerinin Analitik Gradyantları ile Potansiyel Karakteristiklerine Uygun Sentezi*’ Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul.

Edwall, M., (2008) ‘*Low Noise Amplifier Design and Optimization*’, Master Thesis, Lulea University of Technology, Sweden.

Frederick, H. R., Asbeck, S. C., Peter B. K., Zoya B. P., Nick, P., John F. S. and Nathan O. S.,(2003) 'RF and Microwave Power Amplifier and Transmitter Technologies-Part 1'. High Frequency Electronics, May.-Vol. 2 No. 3, pp. 22-36.

Gonzalez, G. (1997). *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*. (2.Baskı). Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall Inc.

Güneş, F., Tepe, C.,(2002) 'Gain-Bandwidth Limitations of a Microwave Transistor', International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering Volume: 12 Issue: 6 Pages: 483-495 Published: NOV.

Günel, T., Yazgan, B., (1994) 'A New Approach to the Design of Low Noise Stable Broadband Microwave Amplifier', Proceedings of the 7th Mediterranean Electrotechnical Conference, Vol.3, April.

Halim, M.H., Aziz, M.Z., Othman, A.R., Sahingan, S.A.,Selamat, M.F. and Aziz, A., (2008) '5-6 GHz Front End Low Noise Amplifier' Proceedings of IEEE 6th.

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

Kao, Y.H., Hsieh, C.H., (2007) 'Design of Low Noise Amplifier in Common Gate Configuration for Ultra-Wideband Applications'. Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference, Vol. , No. , April

Ludwig, R. (2000). *RF Circuit Design: Theory and Applications*. United States of America, Prentice-Hall Inc.

Nozahi, M. E., Helmy, A. A., Sinencio, E.S., and Enterasi, K. (2010) 'A 2-1100 MHz Wideband Low Noise Amplifier with 1.43 dB minimum Noise Figure' IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, Vol. , No. , August

Olivieri, M., Scotti, G., Tommasino, P., Trifiletti, A., (2005) 'Necessary and Sufficient Conditions for the Stability of Microwave Amplifiers With Variable Termination Impedances', IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol. 53, No. 8, 2580-2586.

Özbek, S., Tekin, I., (2010)'IEEE 802.15.3a. Standart Uyumlu, Ultra Geniş Bantlı-Düşük Gürültü Kuvvetlendirici, devresinin Gerçeklenmesi', 5. URSI- Türkiye Bilimsel Kongresi, Ağustos

Pozar, D. M. (2000). *Microwave and RF Design of Wireless Systems*. United States of America: Jhon Wiley and Sons Inc.

Shin, S.C., Tsai, M. D., Lui, R. C., Lin, K. Y., Wang, H., (2005) 'A 24-GHz 3.9-dB NF Low-Noise Amplifier Using 0.18 μ m CMOS Technology', IEEE, 448-450

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.

URL-1 <http://www.amanogawa.com/archive/SingleStub/SingleStub-2.html>, alındığı tarih 21.02.2011

Vendelin, G. (1990). *Design of Amplifier and Oscillator Circuit Design by S-Parameters Method*. New York: John Wiley and Sons.

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., (1988) “A Monolithic Ka-Band HEMT Low-Noise Amplifier” , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 36, No. 12, December, 1930-1937.

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

10. EKLER

EK 1: ATF58143 Veri Tabloları

ATF-58143

E-pHEMT GaAs FET Low Noise Amplifier Design
for 900 MHz Applications



Application Note 1375

Introduction

A critical first step in any LNA design is the selection of the active device. Low cost field effect transistors are often used due to their low noise figures and high linearity. Besides having a very low typical noise figure (0.6 dB), the ATF-58143 uses a 3 Volt bias and provides a +31 dBm intercept point at 30 mA drain current. In addition, the ATF-58143 is an enhancement mode device and thus does not require a negative gate voltage. A depletion mode PHEMT pulls maximum drain current when $V_{gs}=0V$ whereas an enhancement mode PHEMT pulls nearly zero drain current when $V_{gs}=0V$. The gate must be made positive with respect to the source for the enhancement mode PHEMT to begin pulling drain current. It is also important to note that if the gate terminal is left open circuited, the device will pull some amount of drain current due to leakage current creating a voltage differential between the gate and source terminals.

The ATF-58143 is ideally suited to meet the needs of next-generation 2.5G and 3G base stations, which demand very high linearity for accurate signal transmission and high transmission power levels with minimum electrical power consumption and component heat generation.

The Avago ATF-58143 E-pHEMT FET offers performance optimized for the first and second stages of front-end low noise amplifiers (LNAs), and driver or pre-driver amplifiers in cellular base stations in the 900 MHz, 1.9 GHz and 2.1 GHz frequency bands. It is also ideal for fixed wireless, WLAN and other applications calling for high performance in the 450 MHz to 6 GHz frequency range.

The ATF-58143 is specified on the datasheet at 2 GHz and 3V, 30 mA, the single voltage Avago ATF-58143 E-pHEMT FET features 0.5 dB noise figure with +16.5 dB associated gain, combined with +30.5 dBm third-order output intercept point (OIP3) and +16.5 dBm linear output power (1 dB gain compression).

The ATF-58143 is housed in a 4-lead SC-70 (SOT-343) surface mount plastic package. The enhancement mode ATF-58143 will only require one regulated supply. If an active bias is desirable for repeatability of bias setting, then the ATF-58143 will only require the addition of a single PNP BJT⁽¹⁾. Compared to amplifiers using depletion mode devices, the ATF-58143 has significant advantages, a lower part count and a more compact layout.

The ATF-58143 is one of a family of high dynamic range, low noise enhancement mode PHEMT devices designed for use in low cost commercial applications in the UHF through 6 GHz frequency range.

Description

This application note describes the design of a low noise amplifier for 800 to 900 MHz applications. We will focus on the design considerations as well as the expected and actual performance. The original design draft was a low noise amplifier with an Output Third Order Intercept Point (OIP3) of 33 dBm with a noise figure close to 0.5 dB at 900 MHz and gain above 18 dB, while biased at a V_{ds} of 3.0V and a I_{ds} of 30 mA. This would enable the amplifier to be biased from a supply voltage of 5.0–6.0 volt range.

Biasing Options and Source Grounding

In order to meet the design goals for noise figure, intercept point and gain, the drain source current (I_{ds}) was chosen to be 30 mA. As indicated by the characterization data shown in the device data sheet, 30 mA gives the good IP3 while at same time a very low minimum noise figure (F_{min}).

S and noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.025 inch thick alumina carrier. The input reference plane is at the end of the gate lead. The output reference plane is at the end of the drain lead. The parameters include the effect of four plated through via holes connecting source landing pads on top of the test carrier to the microstrip ground plane on the bottom side of the carrier. Two 0.020 inch diameter via holes are placed within 0.010 inch from each source lead contact point, one via on each side of that point.

The use of a controlled amount of source inductance can often be used to enhance LNA performance. The amount of inductance required is usually only a few tenths of a nano-henry. This is effectively equivalent to increasing the source ground paddle by only .050 inch or so. The effect can be easily modeled using a RF simulation tool such as Avago Technologies advanced design system (ADS). The usual side effect of excessive source inductance is very high frequency gain peaking and resultant oscillations. The larger gate widths devices have less high frequency gain and therefore the high frequency performance is not as sensitive to source inductance as a smaller device would be.

Passive Biasing

The schematic diagram describing the low noise amplifier using the ATF-58143 is shown in Figure 1. The parts list for the passively biased amplifier is shown in Table 1. Impedance matching is accomplished by the input circuit consisting primarily of L1, L2, L4 and C1 while the output matching network consists of L3 and C7. The matching networks will be described in greater detail in a later sec-

tion. Biasing the ATF-58143 is accomplished by the use of a voltage divider consisting of R2 and R3. The voltage for the divider is derived from the drain voltage which provides a form of voltage feedback through resistor R3 to help keep drain current constant. The value of R3 is chosen based on the minimum available power supply voltage. If the value of R3 must be made very small or even eliminated then it is possible to combine resistors R3 and R6 into 1 value and then tap in resistor R2 to the junction of L3, C6, and R6 to obtain some amount of bias regulation.

$$R1 = \frac{V_{gs}}{I_{BB}} \quad (1)$$

$$R2 = \frac{(V_{ds} - V_{gs}) \times R1}{V_{gs}} \quad (2)$$

$$R3 = \frac{V_{dd} - V_{ds}}{I_{ds} + I_{BB}} \quad (3)$$

Where:

I_{ds} is the desired drain current.

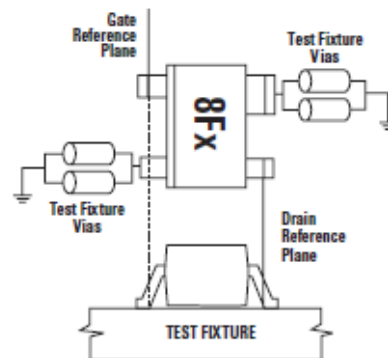
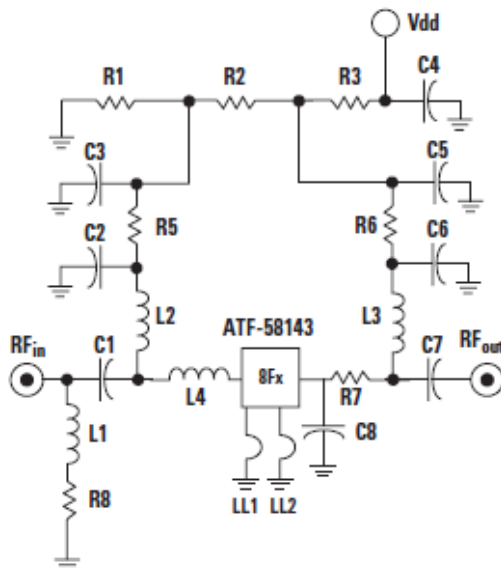
I_{BB} is the current flowing through the R1/R2 voltage divider network.

Example, choosing I_{BB} to be at least ten times the maximum expected gate leakage current. I_{BB} was chosen to be 0.13mA. $V_{DD}=5V$, $V_{ds}=3V$, $I_d=30\text{ mA}$, $V_{gs}=0.51V$. Due to 0.6V drop across R6 and R7, use $V_{ds}=3.6V$

$$R1 = 3.9K\Omega,$$

$$R2 = 24K\Omega \text{ and}$$

$$R3 = 47\Omega$$



Active Bias

For high volume applications, it is recommended that ATF-58143 use active biasing. The main advantage of an active biasing scheme is the ability to hold the drain to source current constant over a wide range of temperature variations. A very inexpensive method of accomplishing this is to use two PNP bipolar transistors arranged in a current mirror configuration as shown in Figure 3. Due to resistors R1 and R3 this circuit is not acting as a true current mirror, but if the voltage drops across R1 and R3 are kept identical, the current through R3 is stabilised, and therefore I_{ds} and V_{ds} are also kept stable.

Transistor Q1 is configured with its base and collector tied together. This acts as a simple PN junction, which helps temperature compensate the Emitter-Base junction of Q2.

To calculate the values of R1, R2, R3, and R4 the following parameters must be known or chosen first:

I_{ds} is the device drain-to-source current.

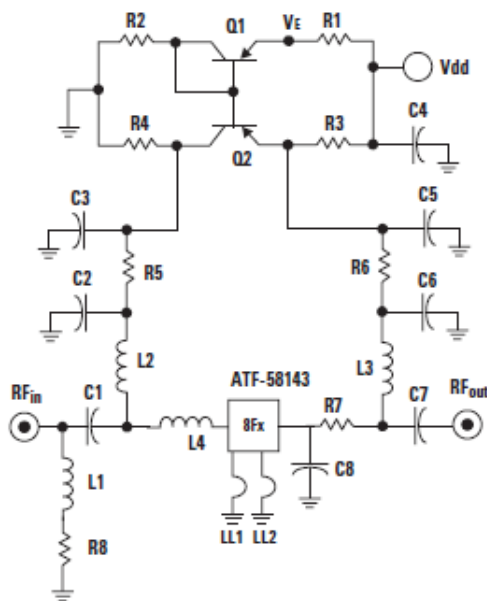
I_R is the Reference current for active bias.

V_{dd} is the power supply voltage available.

V_{ds} is the device drain-to-source voltage.

V_g is the typical gate bias.

V_{be1} is the typical Base-Emitter turn on voltage for Q1 & Q2.



Therefore, resistor R3, which sets the desired device drain current, is calculated as follows:

$$R3 = \frac{V_{dd} - V_{ds}}{I_{ds} + I_{c2}} \quad (4)$$

where,

I_{c2} is chosen for stability to be 10 times the typical gate current and also equal to the reference current I_R . The next three equations are used to calculate the rest of the biasing resistors for Figure 1.

$$R1 = \frac{V_{dd} - V_{ds}}{I_R} \quad (5)$$

Note that the voltage drop across R1 must be set equal to voltage drop across R3, but with a current of I_R .

$$R2 = \frac{V_{ds} - V_{be1}}{I_R} \quad (6)$$

R2 sets the bias current through Q1.

$$R4 = \frac{V_g}{I_{c2}} \quad (7)$$

R4 sets the gate voltage for ATF-58143. $I_{c2} = I_{e2}$ assuming the h_{fe} of the PNP transistors is high.

Thus by forcing the emitter voltage (V_E) of transistor Q1 equal to V_{ds} , this circuit regulates the drain current similar to a current mirror. As long as Q2 operates in the forward active mode, this holds true. In other words the Collector-Base junction of Q2 must be kept reverse biased.

It should also be noted that a 0.6 volt drop occurs across R6 and R7 which are required for circuit stability. 10 ohms + 10 ohms with 30 mA I_{ds} current equates to a 0.6 volt drop. In the above equations a V_{ds} of 3.6V should be used to include the voltage drop when calculating the values of the bias resistors R1, R2 and R3.

ATF-58143 Low Noise Amplifier Design

Using Avago Technologies EEsof Advanced Design System Software the amplifier circuit can be simulated in both linear and non-linear modes of operation.

Linear Analysis

For the linear analysis the transistors can be modeled with a two port s-parameter file using Touchstone™ format. The ATF581433.s2p file can be downloaded from the Avago Wireless Design Center web site.

Non-linear Analysis

For the non-linear analysis, a harmonic-balance (HB) simulation was used. HB is preferred over other non-linear methods because it is computationally fast, handles both distributed and lumped element circuitry, and can easily include higher-order harmonics and inter-modulation products^[2]. In this application HB was used for simulation of 1 dB compression point (P-1dB) and output third order intercept point (OIP3). The non-linear transistor model used in the simulation is based on the work of Curtice^[3]. Although this model closely predicts the DC and small signal behavior (including noise), it does not predict the intercept point correctly at higher bias values. To properly model the exceptionally high linearity of the E-PHEMT transistor at high bias, a better model is needed. The model can be downloaded from Avago's web-site. The non-linear analysis predicted 1 dB compression point (P-1dB) performance of 14 dBm and a third Order Intercept of 27.5 dBm.

Circuit Stability

Besides providing important information regarding gain, P-1dB, noise figure, input and output return loss, the computer simulation provides very important information regarding circuit stability. Unless a circuit is actually oscillating on the bench, it may be difficult to predict instabilities without actually presenting various VSWR loads at various phase angles to the amplifier. Calculating the Rollett Stability factor K and generating stability circles are two methods made considerably easier with computer simulations.

ATF-5X143C Generic Demonstration Board

The demonstration board used in this application note may be used in several configurations. Prior to building the amplifier described in this note it is necessary to cut the track on the input to allow for the series inductor L4. It is also necessary to cut the track on the output to allow for the series resistor R7 and to cut the connection between the DC pad attached to the non-RF side of L3. A zero ohm jumper or copper foil pad is required between R2 and R5. The source will be connected to ground by placing a small piece of copper foil between the top and bottom source pads and ground, as shown in Figure 5.

Final ATF-58143 Amplifier Design

The amplifier uses a high-pass impedance matching network for the noise match. The high-pass network consists of a series capacitor C1 and shunt inductor L1 and shunt inductor L2. The circuit loss will directly relate to noise figure, thus Q of L1 and L2 is extremely important. The Toko LL1608-FS12N or similar device is suitable for

this purpose. The Toko LL1608-FS12N is a small multi-layer chip inductor with a rated Q of 57 at 800 MHz. The shunt inductor (L1) provides low frequency gain reduction, which can minimise the amplifier's susceptibility to low frequency instability, it is also part of the input matching network along with C1, resistor R8 helps amplifier stability. C1 also doubles as a dc block. L2 also doubles as a means of inserting gate voltage for biasing up the PHEMT. L2 optimizes the return loss at 900 MHz. L2 requires a good bypass capacitor in the form of C2. This network has been a compromise between low noise figure, input return loss and gain. Capacitors C2 and C6 provide in-band stability while resistors R5 and R6 provide low frequency stability by providing a resistive termination. Resistor R7 on the output provides broadband stability. The high-pass network on the output consists of a series capacitor C7 and shunt inductors L3. L3 also doubles as a means of inserting drain voltage for biasing up the PHEMT. Inductors LL1 and LL2 are actually very short transmission lines between each source lead and ground. The inductors act as series feedback. The amount of series feedback has a dramatic effect on in-band and out-of-band gain, stability and input and output return loss. C8 acts as a high frequency trap and aids stability.

Table 1. Passive Bias Bill of Materials.

C1=6.8 pF	0402 Chip Capacitor
C2, C6=33 pF	0402 Chip Capacitor
C3, C5=0.01 μF	0402 Chip Capacitor
C4=1 μF	0805 Chip Capacitor
C7= 33pF	0402 Chip Capacitor
C8=1.5 pF	0402 Chip Capacitor
L1, L2=12 nH	TOKO LL1608-FS12N
L3=10 nH	TOKO LL1608-FS10
L4=2.2 nH	TOKO LL1005-FH2N2S
R1=3.9KΩ	Rohm
R2=24KΩ	Rohm
R3=47KΩ	Rohm
R5=47Ω	Rohm
R6, R7=10Ω	Rohm
R8=2.2Ω	Rohm
FET	ATF-58143
LL1, LL2	Source inductance width 20mil x length50mil microstrip between source leads and first via holes can be used to increase stability

Results

Results from the simulation for Gain and Noise Figure are shown in Figure 6. Simulation results for input and Output Return Loss are shown in Figure 7.

Summary

The results obtained from the demo board described in the note show the potential use of the ATF-58143 in a low noise amplifier for 800–900 MHz applications. Low noise figure performance is comparable with more expensive ceramic packaged depletion mode GaAs FETs. A summary of the measured results is shown in Table 3. Results from the measured Gain and Noise Figure are shown in Figure 8. Measured results for input and Output Return Loss are shown in Figure 9.

Table 3. Measured Results.

Frequency, MHz	900
Gain, dB	20.6
Noise Figure, dB	0.55
Input Return Loss, dB	22.4
Output return Loss, dB	12.0
P-1dB, dBm	15
Output IP3, dBm	33

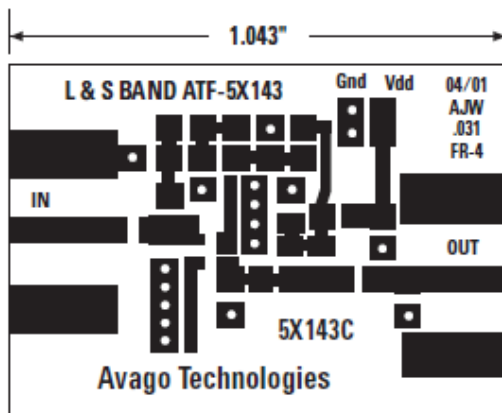


Figure 4. RF Layout for Demo Board.

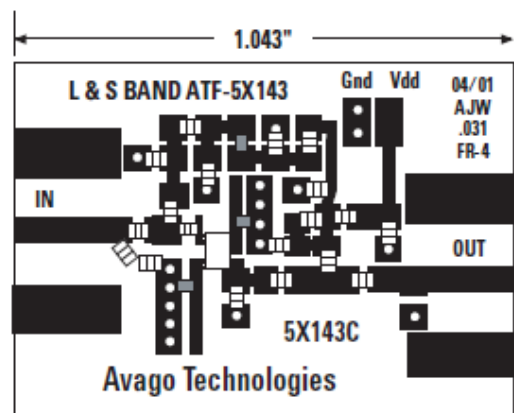


Figure 5. Assembly Drawing for Passive Bias Circuit.

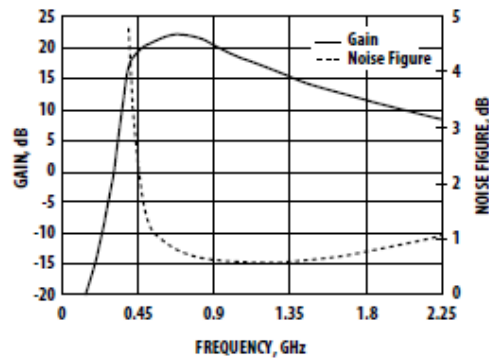


Figure 6. Simulation Results for Gain and Noise Figure.

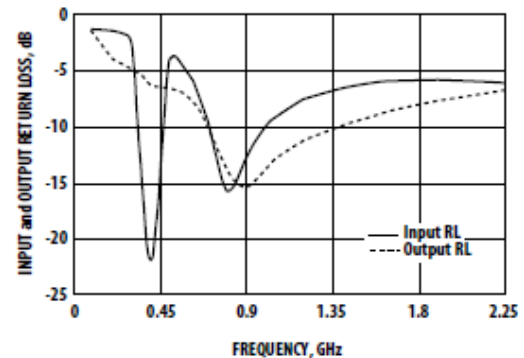


Figure 7. Simulation Results for Input and Output Return Loss.

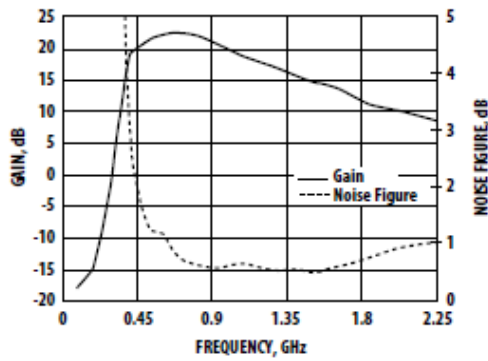


Figure 8. Measured Results for Gain and Noise Figure.

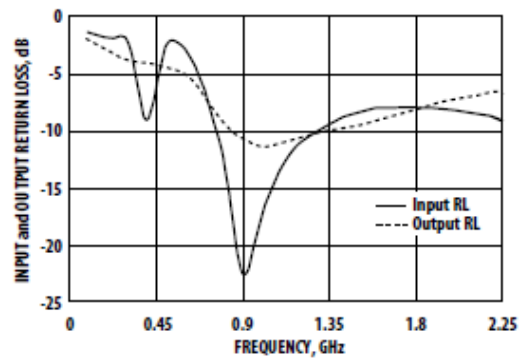


Figure 9. Measured Results for Input and Output Return Loss.

References

- [1] Applications Note AN-1222: A Low Noise High Intercept Point Amplifier for 1930 to 1990 MHz using the ATF-54143 PHEMT – A.J. Ward
- [2] Stephan Maas, Nonlinear Microwave circuits, IEEE Press, New York 1997
- [3] W. R. Curtice, "A MESFET model for use in the design of GaAs integrated circuits," IEEE Trans Microwave Theory Tech, vol. MTT-28, pp. 448-456, May 1980.
- [4] Applications Note AN-1281: A High IIP3 Balanced Low Noise Amplifier for Cellular Base Station Applications Using the Avago Enhancement Mode PHEMT ATF-54143 Transistor and Anaren Pico Xinger 3 dB Hybrid Couplers – I.R. Piper/S. Seward/A.J. Ward

Avago Eesof Advanced Design System (ADS) electronic design automation (EDA) software for system, RF, and DSP designers who develop communications products. More information about Avago EDA software may be found on: <http://www.Avago.com/eesof-eda>

Performance data for Avago ATF-58143 may be found on <http://www.Avago.com/view/rf>



Agilent ATF-58143 Low Noise Enhancement Mode Pseudomorphic HEMT in a Surface Mount Plastic Package

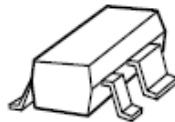
Data Sheet

Description

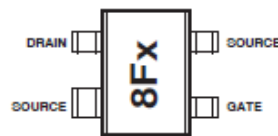
Agilent Technologies's ATF-58143 is a high dynamic range, low noise E-PHEMT housed in a 4-lead SC-70 (SOT-343) surface mount plastic package.

The combination of high gain, high linearity and low noise makes the ATF-58143 ideal as low noise amplifier for cellular/PCS/WCDMA base stations, wireless local loop, and other applications that require low noise and high linearity performance in the 450 MHz to 6 GHz frequency range.

Surface Mount Package SOT-343



Pin Connections and Package Marking



Note:

Top View. Package marking provides orientation and identification

"8F" = Device Code

"X" = Date code character identifies month of manufacture.

Features

- Low noise and high linearity performance
- Enhancement Mode Technology^[1]
- Excellent uniformity in product specifications
- Low cost surface mount small plastic package SOT-343 (4 lead SC-70) in Tape-and-Reel packaging option available
- Lead-free option available

Specifications

2 GHz; 3V, 30 mA (Typ.)

- 30.5 dBm output 3rd order intercept
- 19 dBm output power at 1 dB
- 0.5 dB noise figure
- 16.5 dB associated gain

Applications

- Q1 LNA for cellular/PCS/WCDMA base stations
- Q1, Q2 LNA and Pre-driver amplifier for 3–4 GHz WLL
- Other low noise and high linearity applications at 450 MHz to 6 GHz

Note:

1. Enhancement mode technology requires positive V_{gs}, thereby eliminating the need for the negative gate voltage associated with conventional depletion mode devices.



Attention:
Observe precautions for handling electrostatic sensitive devices.

ATF-56143 Absolute Maximum Ratings^[1]

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum
V_{DS}	Drain-Source Voltage ^[2]	V	5
V_{GS}	Gate-Source Voltage ^[2]	V	-5 to 1
V_{GD}	Gate Drain Voltage ^[2]	V	-5 to 1
I_{DS}	Drain Current ^[2]	mA	100
P_{diss}	Total Power Dissipation ^[3]	mW	500
$P_{in,max}$	RF Input Power	dBm	+13 ^[5]
I_{SS}	Gate Source Current	mA	2 ^[5]
T_{CH}	Channel Temperature	°C	150
T_{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to 150
θ_{JC}	Thermal Resistance ^[4]	°C/W	162

Notes:

1. Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.
2. Assumes DC quiescent conditions.
3. Source lead temperature is 25°C. Derate 6.2 mW/°C for $T_L > 33^\circ\text{C}$.
4. Thermal resistance measured using 150°C Liquid Crystal Measurement method.
5. The device can handle +13 dBm RF Input Power provided I_{SS} is limited to 2 mA. I_{SS} at P_{1dB} drive level is bias circuit dependent. See applications section for additional information.

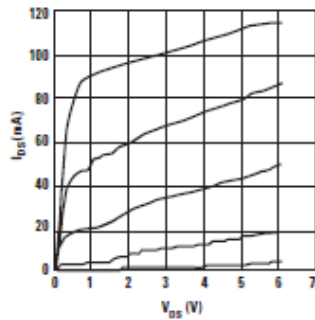


Figure 1. Typical I-V Curves ($V_{GS}=0.1\text{V}$ per step)

Product Consistency Distribution Charts^[6, 7]

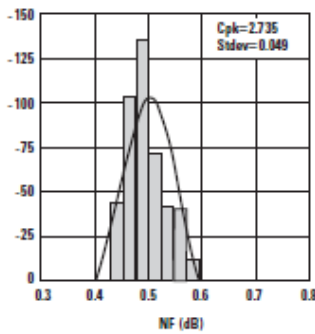


Figure 2. NF @ 3V, 30 mA.
USL = 0.9, Nominal = 0.5

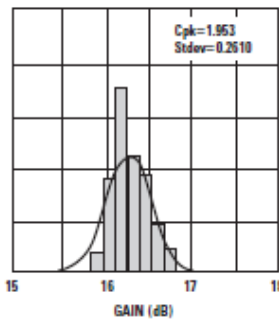


Figure 3. Gain @ 3V, 30 mA.
USL = 18.5, LSL = 15, Nominal = 16.5

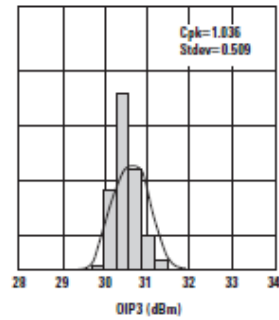


Figure 4. OIP3 @ 3V, 30 mA.
LSL = 29, Nominal = 30.5

ATF-58143 Electrical Specifications

$T_A = 25^\circ\text{C}$, RF parameters measured in a test circuit for a typical device

Symbol	Parameter and Test Condition	Units	Min.	Typ. ^[2]	Max.	
Vgs	Operational Gate Voltage Vds = 3V, Ids = 30 mA	V	0.4	0.51	0.75	
Vth	Threshold Voltage Vds = 3V, Ids = 4 mA	V	0.18	0.38	0.52	
Idss	Saturated Drain Current Vds = 3V, Vgs = 0V	μA	—	1	5	
Gm	Transconductance Vds = 3V, gm = $\Delta\text{Idss}/\Delta\text{Vgs}$; $\Delta\text{Vgs} = 0.75 - 0.7 = 0.05\text{V}$	mmho	230	410	560	
Igss	Gate Leakage Current Vgd = Vgs = -3V	μA	—	—	200	
NF	Noise Figure ^[1]	f = 2 GHz Vds = 3V, Ids = 30 mA	dB	—	0.5	0.9
		f = 900 MHz Vds = 3V, Ids = 30 mA	dB	—	0.3	—
		f = 2 GHz Vds = 4V, Ids = 30 mA	dB	—	0.5	—
		f = 900 MHz Vds = 4V, Ids = 30 mA	dB	—	0.3	—
Ga	Associated Gain ^[1]	f = 2 GHz Vds = 3V, Ids = 30 mA	dB	15	16.5	18.5
		f = 900 MHz Vds = 3V, Ids = 30 mA	dB	—	23.1	—
		f = 2 GHz Vds = 4V, Ids = 30 mA	dB	—	17.7	—
		f = 900 MHz Vds = 4V, Ids = 30 mA	dB	—	22.5	—
OIP3	Output 3 rd Order Intercept Point ^[1]	f = 2 GHz Vds = 3V, Ids = 30 mA	dBm	29	30.5	—
		f = 900 MHz Vds = 3V, Ids = 30 mA	dBm	—	28.6	—
		f = 2 GHz Vds = 4V, Ids = 30 mA	dBm	—	31.5	—
		f = 900 MHz Vds = 4V, Ids = 30 mA	dBm	—	31.0	—
P1dB	1dB Compressed Output Power ^[1]	f = 2 GHz Vds = 3V, Ids = 30 mA	dBm	—	19	—
		f = 900 MHz Vds = 3V, Ids = 30 mA	dBm	—	18	—
		f = 2 GHz Vds = 4V, Ids = 30 mA	dBm	—	21	—
		f = 900 MHz Vds = 4V, Ids = 30 mA	dBm	—	19	—

Notes:

- Measurements obtained using production test board described in Figure 5.
- Typical values determined from a sample size of 500 parts from 3 wafers.

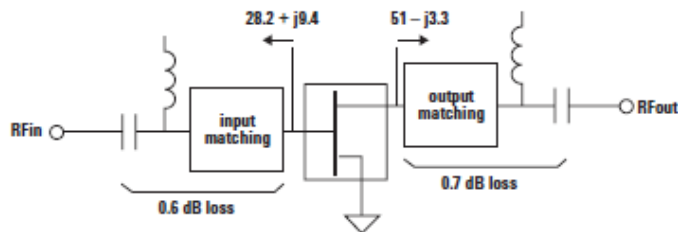


Figure 5. Block diagram of 2 GHz production test board used for Noise Figure, Associated Gain, P1dB and OIP3 measurements. This circuit represents a trade-off between an optimal noise match and associated impedance matching circuit losses.

ATF-58143 Typical Scattering Parameters, $V_{DS} = 3V, I_{DS} = 30\text{ mA}$

Freq. GHz	S_{11}			S_{21}			S_{12}		S_{22}		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	
0.1	0.98	-17.1	27.29	23.14	168.7	-40.10	0.010	80.8	0.67	-12.1	33.69
0.5	0.81	-92.0	25.25	18.31	123.7	-28.10	0.039	45.7	0.42	-46.6	26.68
0.9	0.75	-126.4	21.87	12.40	103.4	-26.12	0.049	34.8	0.32	-66.7	23.99
1.0	0.73	-132.2	21.18	11.46	99.8	-25.87	0.051	33.4	0.31	-72.3	23.52
1.5	0.69	-153.2	18.38	8.31	85.1	-24.70	0.058	29.4	0.25	-90.8	21.54
1.9	0.66	-165.9	16.74	6.88	75.4	-23.86	0.064	27.4	0.23	-103.6	20.30
2.0	0.65	-169.3	16.40	6.61	73.1	-23.65	0.066	26.9	0.22	-106.0	20.03
2.5	0.63	176.3	14.83	5.51	61.9	-22.71	0.073	24.4	0.19	-118.1	18.77
3.0	0.61	160.7	13.51	4.74	50.9	-21.87	0.081	21.1	0.17	-133.3	17.69
3.5	0.61	147.4	12.35	4.15	40.4	-21.10	0.088	17.7	0.15	-145.4	16.73
4.0	0.62	133.8	11.28	3.66	30.2	-20.45	0.095	13.5	0.13	-155.7	15.86
4.5	0.64	123.7	10.32	3.28	20.5	-19.86	0.102	9.3	0.13	-175.4	15.09
5.0	0.66	112.5	9.41	2.96	11.1	-19.39	0.107	4.9	0.13	166.2	14.40
5.5	0.68	103.7	8.61	2.70	2.1	-18.87	0.114	0.7	0.14	152.8	13.74
6.0	0.69	93.0	7.84	2.47	-7.3	-18.44	0.120	-4.4	0.14	140.7	13.14
7.0	0.71	77.2	6.47	2.11	-24.8	-17.63	0.131	-14.6	0.17	120.7	12.06
8.0	0.74	58.3	5.14	1.81	-43.1	-17.13	0.139	-26.1	0.19	95.4	11.14
9.0	0.78	39.7	3.77	1.54	-60.7	-16.67	0.147	-37.0	0.24	70.1	10.22
10.0	0.84	25.1	2.55	1.34	-78.8	-16.21	0.155	-50.2	0.34	52.4	9.39
11.0	0.87	10.2	1.25	1.16	-97.1	-16.04	0.158	-64.2	0.41	37.3	8.65
12.0	0.89	-3.9	0.19	1.02	-114.0	-15.72	0.164	-78.3	0.46	21.5	7.96
13.0	0.90	-20.0	-1.09	0.88	-132.2	-15.86	0.161	-93.6	0.52	2.5	7.39
14.0	0.93	-31.4	-2.53	0.75	-148.3	-16.22	0.154	-106.5	0.58	-14.1	6.85
15.0	0.96	-43.9	-4.00	0.63	-162.8	-16.73	0.146	-118.2	0.66	-26.0	6.36
16.0	0.94	-54.2	-5.46	0.53	-176.5	-17.15	0.139	-128.6	0.72	-36.3	5.85
17.0	0.96	-65.1	-7.14	0.44	168.6	-17.68	0.131	-142.4	0.74	-49.0	5.27
18.0	0.93	-79.8	-8.81	0.36	153.8	-18.36	0.121	-155.6	0.77	-64.8	4.77

Typical Noise Parameters, $V_{DS} = 3V, I_{DS} = 30\text{ mA}$

Freq. GHz	F_{min} dB	Γ_{opt} Mag.	Γ_{opt} Ang.	$R_{n/50}$	G_n dB
0.5	0.12	0.39	17.775	0.04	25.33
0.9	0.18	0.37	46.9	0.04	22.26
1.0	0.20	0.36	53.525	0.04	21.54
1.5	0.32	0.32	80	0.04	19.16
1.9	0.43	0.30	101	0.04	17.65
2.0	0.45	0.30	107.7	0.04	17.33
2.4	0.51	0.29	125.2	0.04	16.23
3.0	0.58	0.31	154.475	0.05	14.77
3.9	0.75	0.35	-156.95	0.06	13.39
5.0	0.87	0.42	-120.93	0.09	11.92
5.8	1.01	0.50	-100.83	0.15	11.07
6.0	1.04	0.53	-97.15	0.18	10.93

Notes:

- F_{min} values at 2 GHz and higher are based on measurements while the F_{min} below 2 GHz have been extrapolated. The F_{min} values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NP5 test system. From these measurements F_{min} is calculated. Refer to the noise parameter application section for more information.
- S and noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.025 inch thick alumina carrier. The input reference plane is at the end of the gate lead. The output reference plane is at the end of the drain lead. The parameters include the effect of four plated through via holes connecting source

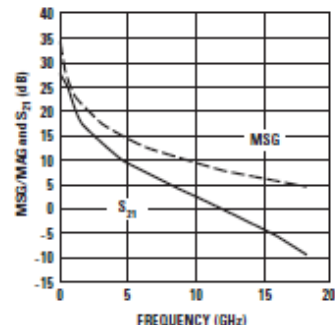


Figure 19. MSG/MAG and S_{21} vs. Frequency at 3V, 30 mA.

ATF-58143 Typical Scattering Parameters, $V_{DS} = 4V$, $I_{DS} = 30\text{ mA}$

Freq. GHz	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}		MSG/MAG dB		
	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.			
0.1	0.99	-16.3	28.16	25.6	169.65	-41.08	0.01	81.1	0.65	-10.17	34.62
0.5	0.83	-94.5	25.82	19.5	125.68	-28.95	0.04	46.2	0.45	-54.83	27.39
0.9	0.76	-133.1	22.52	13.4	104.58	-27.00	0.04	33.9	0.33	-76.45	24.76
1	0.75	-139.7	21.83	12.3	100.73	-26.74	0.05	32.0	0.31	-80.28	24.29
1.5	0.72	-162.2	18.94	8.9	85.42	-25.79	0.05	26.9	0.24	-95.17	22.37
1.9	0.71	-172.7	17.18	7.2	75.68	-25.25	0.05	24.8	0.21	-104.27	21.21
2	0.70	-174.9	16.79	6.9	73.47	-25.09	0.06	24.4	0.21	-106.18	20.94
2.5	0.69	173.5	14.67	5.4	59.58	-24.15	0.06	21.7	0.18	-117.35	19.41
3	0.68	161.6	13.05	4.5	46.88	-23.33	0.07	19.0	0.16	-124.85	18.19
4	0.67	141.9	11.00	3.5	28.55	-22.14	0.08	14.1	0.13	-137.33	16.57
5	0.69	123.1	9.29	2.9	10.32	-21.13	0.09	7.3	0.12	-42.65	15.21
6	0.73	108.9	7.73	2.4	-7.48	-20.28	0.10	-1.3	0.13	158.73	14.00
7	0.76	96.3	6.16	2.0	-23.78	-19.80	0.10	-9.7	0.17	125.87	12.98
8	0.79	82.4	4.74	1.7	-39.33	-19.32	0.11	-16.9	0.20	104.88	12.03
9	0.82	71.2	3.63	1.5	-55.93	-18.49	0.12	-26.7	0.25	83.12	11.06
10	0.85	60.1	2.63	1.4	-73.30	-17.74	0.13	-39.3	0.31	61.03	10.19
11	0.87	47.2	1.52	1.2	-90.53	-17.31	0.14	-52.2	0.38	41.33	9.42
12	0.89	36.2	0.38	1.0	-106.67	-17.12	0.14	-64.5	0.44	22.65	8.75
13	0.91	26.6	-0.80	0.9	-121.58	-17.09	0.14	-75.2	0.49	6.28	8.15
14	0.93	17.2	-2.01	0.8	-135.15	-17.15	0.14	-84.2	0.54	-7.48	7.57
15	0.94	9.2	-3.24	0.7	-148.98	-17.22	0.14	-94.3	0.59	-22.78	6.99
16	0.94	1.2	-4.43	0.6	-164.25	-17.36	0.14	-106.1	0.64	-39.22	6.46
17	0.92	-10.5	-5.79	0.5	-59.55	-17.68	0.13	-119.3	0.68	-53.35	5.94
18	0.91	17.6	-6.74	0.5	170.70	-17.94	0.13	-127.5	0.69	-71.73	5.60

Typical Noise Parameters, $V_{DS} = 4V$, $I_{DS} = 30\text{ mA}$

Freq GHz	F_{min} dB	Γ_{opt} Mag.	Γ_{opt} Ang.	$R_{n/50}$	G_n dB
0.5	0.14	0.38	9.7	0.03	24.85
0.9	0.23	0.36	44.4	0.04	22.21
1.0	0.25	0.35	54.0	0.04	21.51
1.5	0.35	0.32	78.7	0.04	19.21
1.9	0.47	0.3	100.7	0.04	17.71
2.0	0.49	0.3	105.4	0.04	17.39
2.4	0.55	0.28	124.0	0.04	16.25
3.0	0.61	0.3	153.9	0.05	14.86
3.9	0.78	0.35	-157.2	0.07	13.51
5.0	0.91	0.42	-120.8	0.1	12.05
5.8	1.05	0.49	-101.2	0.16	11.14
6.0	1.11	0.53	-97.4	0.19	11.14

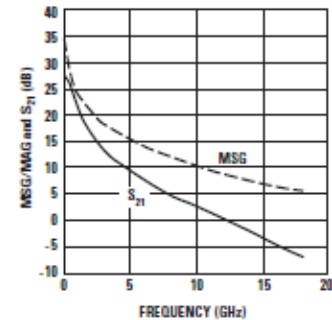


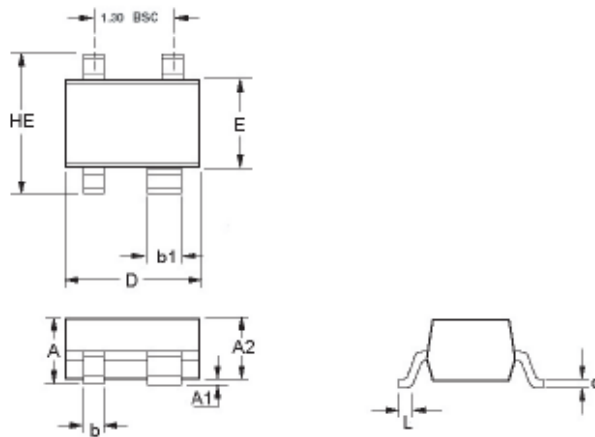
Figure 20. MSG/MAG and S_{21} vs. Frequency at 4V, 30 mA.

Notes:

- F_{min} values at 2 GHz and higher are based on measurements while the F_{min} below 2 GHz have been extrapolated. The F_{min} values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NP5 test system. From these measurements F_{min} is calculated. Refer to the noise parameter application section for more information.

Part Number	No. of Devices	Container
ATF-58143-TR1	3000	7" Reel
ATF-58143-TR2	10000	13" Reel
ATF-58143-BLK	100	antistatic bag
ATF-58143-TR1G	3000	7" Reel
ATF-58143-TR2G	10000	13" Reel
ATF-58143-BLKG	100	antistatic bag

Package Dimensions Outline 43 (SOT-343/SC70 4 lead)



Notes:

1. All dimensions are in mm.
2. Dimensions are inclusive of plating.
3. Dimensions are exclusive of mold flash and metal blurr.
4. All specifications comply to EIAJ SC70.
5. Die is facing up for mold and facing down for trim/form, i.e., reverse trim/form.
6. Package surface to be mirror finish.

Symbol	MIN. (mm)	MAX. (mm)
E	1.15	1.35
D	1.85	2.25
HE	1.80	2.40
A	0.80	1.10
A2	0.80	1.00
A1	0.00	0.10
b	0.25	0.40
b1	0.55	0.70
c	0.10	0.20
L	0.10	0.46

11. ÖZGEÇMİŞ

İsmail ŞİŞMAN, 03.09.1987 tarihinde İstanbul'un Ümraniye ilçesinde doğdu. 1994 yılında bu ilçede ilkokula başladı. Ortaokulu İstanbul Yamanevler İlköğretim Okulu'nda tamamladıktan sonra, 2004 yılında İstanbul Ümraniye Lisesi'nden mezun oldu. 2005 yılında İstanbul Haliç Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nde lisans öğrenimine başladı ve 2009 yılında mezun oldu. 2009 yılında İstanbul Haliç Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans öğrenimine başladı.

İstanbul,2011

İsmail ŞİŞMAN