

**STANDART YARIİLETKEN TEKNOLOJİSİ
KULLANILARAK C-BANDINDA ÇALIŞAN
MİKRODALGA GÜÇ KUVVETLENDİRİCİ
TASARIMI ve PROTOTİPİNİN YAPILMASI**

SERHAN YAMAÇLI

**MERSİN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANA BİLİM DALI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**MERSİN
KASIM – 2007**

**STANDART YARIİLETKEN TEKNOLOJİSİ
KULLANILARAK C-BANDINDA ÇALIŞAN
MİKRODALGA GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ
TASARIMI ve PROTOTİPİNİN YAPILMASI**

SERHAN YAMAÇLI

**Mersin Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü**

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Ana Bilim Dalı**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Tez Danışmanı
Doç Dr. Caner ÖZDEMİR**

**MERSİN
Kasım - 2007**

Bu tezin gerek bilimsel içerik, gerekse elde edilen sonuçlar açısından tüm gerekleri sağladığı kanaatine ulaşan ve aşağıda imzaları bulunan biz jüri üyeleri, sunulan tezi oy birliği ile Yüksek Lisans Tezi olarak kabul ediyoruz.

Tez Danışmanı
Doç. Dr. Caner ÖZDEMİR

Jüri Üyesi
Prof. Dr. Sadri ÖZCAN

Jüri Üyesi
Yrd. Doç. Dr. Ali AKDAĞLI

Bu tezin Fen Bilimleri Enstitüsü yazım kurallarına uygun olarak yazıldığı Enstitü Yönetim Kurulu'nun/...../.....tarih ve/..... sayılı kararıyla onaylanmıştır.

Prof. Dr. Mahir TURHAN
Enstitü Müdürü

Not: Bu tezde kullanılan özgün bilgiler, şekil, çizelge ve fotoğraflardan kaynak göstermeden alıntı yapmak 5846 sayılı Fikir ve Sanat Eserleri Kanunu hükümlerine tabidir.

ÖZ

RF kuvvetlendirici devreleri konusundaki çalışmalar, gerek askeri haberleşme ve uzaktan algılama sistemlerinde gerekse de ticari kablosuz uygulamaların gelişmesiyle hızla artmaktadır. Herhangi bir işaretin, işlenmeden önce kuvvetlendirilmesi sırasında maksimum doğrusallığı sağlamak, en düşük geri yansımaları gerçekleştirmek ve bu koşullarla birlikte mümkün olan en fazla çıkış gücünü elde edebilmek, RF kuvvetlendirici tasarımı alanındaki çalışmalarla mümkün olmaktadır.

Bu çalışmada, tektaş mikrodalga tümdevreler (TMT'ler) kullanılarak, mikrodalga C-bandında (4 GHz – 8GHz) çalışan iki adet RF kuvvetlendiricinin tasarımı ve gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir. Kuvvetlendiricilerin, düşük dönüş kayıplarını ve düşük ters izolasyonu korurken, 20 dB'in üzerinde güç kazancı sağlamaları amaçlanmıştır. Tasarlanan devreler, düşük maliyetli olan baskılı devre kartları (PCB'ler) üzerinde prototip olarak üretilmiştir.

RF kuvvetlendiriciler üretilirken karşılaşılan sorunlardan biri olan PCB'nin dielektrik sabiti değişimleri de modellenerek, gerçekleştirilen kuvvetlendiricilerin dönüş kayıpları minimize edilmiştir.

Gerçekleştirilen RF kuvvetlendiriciler, mikrodalga vektör devre analizörü ile test edilmiş ve S-parametrelerinin ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Elde edilen ölçüm sonuçlarından faydalanarak; kuvvetlendiricilerin güç kazancı-frekans, kısılma noktası çıkış gücü-frekans ve kararlılık incelemeleri MATLAB ortamında yapılmıştır. MATLAB sonuçlarına göre, üretilen kuvvetlendiriciler, tasarım hedeflerine uygun olarak, tüm C-bandı boyunca düşük dönüş kayıplarına ve 20 dB'den yüksek güç kazançlarına sahipken, kararlılık kriterlerini sağlamaktadırlar.

Anahtar kelimeler: RF kuvvetlendirici, TMT, dielektrik sabiti, güç kazancı.

ABSTRACT

Studies on RF amplifier circuits are growing rapidly due to the developments of military communication and remote sensing systems and commercial wireless products. RF amplifier researches make it possible to provide the maximum linearity with the minimum return losses and maximum available gain.

In this study, two RF amplifier circuits employing monolithic microwave integrated circuits (MMICs) operating at microwave C-band (4 GHz – 8 GHz) are designed and prototyped. The amplifiers are targeted to have minimum return losses and reverse isolations with power gains above 20 dB across the whole C-band. Circuits are produced on low cost printed circuit board (PCB) materials.

The dielectric characterizations of the utilized PCB substrates are investigated in order to minimize the losses of the amplifiers.

RF amplifiers are tested using vector network analyzer (VNA) and their S-parameters are measured. Power gain-frequency, compression point output power-frequency characteristics of the amplifiers are computed and plotted using the measurement results in MATLAB[®] environment. Also, stability analyses of the circuits are performed in MATLAB[®]. It is found that, prototyped RF amplifiers provide power gains higher than 20 dB, minimum return losses and stability as aimed by the design requirements.

Key Words: RF amplifier, MMIC, dielectric constant, power gain.

TEŞEKKÜR

Bütün yüksek lisans öğrenimim sırasında gerek derslerinde aldığım bilgilerden gerek bu tezin oluşumundaki önemli katkılarından gerekse de yayınlar konusundaki yol göstermelerinden dolayı tez danışman hocam Sayın Doç. Dr. Caner ÖZDEMİR'e en içten teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca, katkılarından ve yayınlar konusundaki yol göstermelerinden dolayı Sayın Yrd. Doç. Dr. Ali AKDAĞLI'ya teşekkürlerimi sunarım.

Öte yandan, elektronikle tanışmamı sağlayan ve yayınlar konusundaki yol göstermelerinden dolayı Sayın Prof. Dr. Sadri ÖZCAN ve Sayın Prof. Dr. Hakan KUNTMAN'a da teşekkürlerimi sunarım.

Öğrenim hayatım boyunca desteklerini esirgemeyen aileme sonsuz teşekkür ve saygılarımı sunarım.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZ	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER	iv
ÇİZELGELER DİZİNİ	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ	vii
SİMGE VE KISALTMALAR DİZİNİ	xi
1. GİRİŞ	1
2. KAYNAK ARAŞTIRMALARI	3
2.1. MİKRODALGA DEVRE KARTLARININ DİELEKTRİK SABİTLERİNİN FREKANSLA DEĞİŞİMİNİN KARAKTERİZASYONUNA YÖNELİK ÇALIŞMALAR	3
2.2. MİKROŞERİT HATLAR ARASINDAKİ ÇAPRAZ GİRİŞİMİ ÖNLEMeye YÖNELİK ÇALIŞMALAR	4
2.3. MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİLERİNE YÖNELİK ÇALIŞMALAR	7
2.3.1. Tektaş Mikrodalga Tümdevreler (TMT'ler)	7
2.3.2. Mikrodalga Güç Kuvvetlendiricilerinin İlgili Çalışmalar	9
2.3.2.1. Mikrodalga güç kuvvetlendiricilerinin güç kazançlarına ilişkin tanımlamalar	9
2.3.2.2. Mikrodalga güç kuvvetlendiricilerinin kararlılık analizine yönelik	12
2.4. MİKRODALGA TASARIMI VE ANALİZİ İÇİN KULLANILAN BİLGİSAYAR YAZILIMLARI	13
3. MATERYAL ve METOT	16
3.1. MİKRODALGA FREKANSLARINDA ÇALIŞAN BASKILI DEVRE KARTI (PCB) MALZEMELERİNİN DİELEKTRİK SABİTLERİNİN BELİRLENMESİ İÇİN ÖNERİLEN BİR METOT	16
3.1.1. Önerilen Yöntemin Açıklanması	16
3.1.2. Nümerik Örnekler ve Sonuçlar	18
3.2. MİKROŞERİT HAT SENTEZİ İÇİN GELİŞTİRİLEN MATLAB GRAFİK KULLANICI ARAYÜZÜ (GKA) TASARIMI	25

3.3. RF KUVVETLENDİRİCİ DEVRESİNİN PROTOTİP ÜRETİMİNDE KULLANILAN AKTİF VE PASİF ELEMANLAR	28
3.3.1. Prototip Üretiminde Kullanılan MMIC'ler	28
3.3.2. Prototip Üretiminde Kullanılan Pasif Elemanlar ve Gerilim Regülatörleri	34
3.4. KUVVETLENDİRİCİ DEVRESİ İÇİN PCB TASARIMI VE PROTOTİP ÜRETİMİ	35
3.5. KULLANILAN MMIC'LER İÇİN EAGLEWARE GENESYS® PROGRAMI YARDIMIYLA UYUMLAŞTIRMA DEVRESİ TASARIMI	37
3.5.1. NBB-300 İçin Uyum Devresi Tasarımı	37
3.5.2. SBB-5089(Z) İçin Uyum Devresi Tasarımı	38
3.6. ÜRETİLEN RF KUVVETLENDİRİCİ PROTOTİPLERİ	38
4. BULGULAR ve TARTIŞMASI	41
4.1. ÜRETİLEN RF KUVVETLENDİRİCİLERİN S-PARAMETRELERİ ÖLÇÜM SONUÇLARI	41
4.1.1. NBB-300 İle Gerçekleştirilen RF Kuvvetlendiricinin Ölçüm Sonuçları	41
4.1.2. SBB-5089(Z) İle Gerçekleştirilen RF Kuvvetlendiricinin Ölçüm Sonuçları	43
4.2. ÜRETİLEN RF KUVVETLENDİRİCİLERİN 1 dB KISILMA NOKTASI ÖLÇÜM SONUÇLARI	46
4.2.1. 1 dB Kısılma Noktasının ve Bu Noktadaki Çıkış Gücünün Belirlenmesi	46
4.2.2. Kuvvetlendirici 1'in 1 dB Kısılma Noktası Çıkış Gücünün Hesaplanması	48
4.2.3. Kuvvetlendirici 2'nin 1 dB Kısılma Noktasının ve Bu Noktadaki Çıkış Gücünün Hesaplanması	51
4.3. ÖLÇÜM SONUÇLARINDAN FAYDALANARAK GERÇEKLEŞTİRİLEN KUVVETLENDİRİCİLERİN GÜÇ KAZANÇLARININ HESAPLANMASI	55
4.4. ÖLÇÜM SONUÇLARINDAN FAYDALANARAK GERÇEKLEŞTİRİLEN KUVVETLENDİRİCİLERİN KARARLILIKLARININ ARAŞTIRILMASI	57
5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER	59
KAYNAKLAR	62
EKLER	69

ÇİZELGELER DİZİNİ

ÇİZELGE	SAYFA
Çizelge 2.1. Çizelge 2.1. Tektaş Mikrodalga Tümdevreler (MMIC'ler) ile Hibrid Mikrodalga Tümdevreler (HMT'ler)'in Karşılaştırılması...8	
Çizelge 4.1. Kuvvetlendirici 1'in C-bandındaki değişik frekanslarda güç taraması sonucunda elde ölçülen giriş gücü ve kazancı ile hesaplanan çıkış gücü.....50	
Çizelge 4.2. Kuvvetlendirici 2'nin C-bandındaki değişik frekanslarda güç taraması sonucunda elde ölçülen giriş gücü ve kazancı ile hesaplanan çıkış gücü.....54	

ŞEKİLLER DİZİNİ

ŞEKİL	SAYFA
Şekil 2.1. PCB üzerindeki iki mikroşerit hat ve bu hatlardaki çapraz girişimi engelleyen geçiş delikleri.....	5
Şekil 2.2. Geçiş deliklerinin geometrisine göre, çapraz girişim miktarının değişimi.....	5
Şekil 2.3. Aralarında 24mil (~0.60mm) olan iki geçiş deliği.....	6
Şekil 2.4. Geçiş delikleri arasındaki uzaklık ile parazitik endüktansın değişimi.....	6
Şekil 2.5. S-parametreleriyle ifade edilen genel iki kapılı devre.....	9
Şekil 2.6. Eagleware Genesys® programında empedans uyumlaştırma devresi tasarım diyagramı	14
Şekil 2.7. Eagleware Genesys® ile bir uyum devresinin tasarlanması sırasındaki ekran görüntüsü.....	15
Şekil 3.1. PCB malzemelerin dielektrik sabitlerinin belirlenmesi için önerilen yöntemin diyagramı.....	17
Şekil 3.2. $f_0=2.4$ GHz olan bandgeçiren filtre (Filtre 1).....	18
Şekil 3.3 $f_0=5.1$ GHz olan bandgeçiren filtre (Filtre 2).....	18
Şekil 3.4. Filtre 1 için Eagleware Genesys® tasarım ekranı görüntüsü.....	19
Şekil 3.5. Filtre 1'in PCB yerleşim boyutları.....	19
Şekil 3.6. Filtre 2'nin Eagleware Genesys® tasarım ekranı görüntüsü.....	20
Şekil 3.7. Filtre 2'nin PCB yerleşimi.....	20
Şekil 3.8. FR4 tipi PCB üzerinde gerçekleştirilen Filtre 1'in fotoğrafı.....	21
Şekil 3.9. FR4 tipi PCB üzerinde gerçekleştirilen Filtre 2'nin fotoğrafı.....	21
Şekil 3.10. Filtre 1'in S_{21} ölçümü sırasındaki VNA ekran görüntüsü.....	22
Şekil 3.11. Filtre 2'nin S_{21} ölçümü sırasındaki VNA ekran görüntüsü.....	22

Şekil 3.12. Filtre 1 için ölçülen (kesikli çizgi) ve dielektrik sabiti tam değerine ayarlanmadan önce benzetimden (sürekli çizgi) elde edilen S_{21} grafikleri.....	23
Şekil 3.13. Filtre 2 için ölçülen (kesikli çizgi) ve dielektrik sabiti tam değerine ayarlanmadan önce benzetimden (sürekli çizgi) elde edilen S_{21} grafikleri.....	24
Şekil 3.14. Filtre 1 için ölçülen (kesikli çizgi) ve dielektrik sabiti tam değerine ayarlandıktan sonra benzetimden (sürekli çizgi) elde edilen S_{21} grafikleri.....	24
Şekil 3.15. Filtre 2 için ölçülen (kesikli çizgi) ve dielektrik sabiti tam değerine ayarlandıktan sonra benzetimden (sürekli çizgi) elde edilen S_{21} grafikleri.....	25
Şekil 3.16. Bir mikroşerit hattın kesit görünümü.....	26
Şekil 3.17. PCB parametreleri ve mikroşerit hat genişliği verildiğinde oluşacak olan karakteristik empedansı ve yansıma katsayısını (50Ω 'a göre) hesaplama arayüzü.....	27
Şekil 3.18. PCB parametreleri ve istenilen karakteristik empedans verildiğinde mikroşerit hat genişliğini hesaplama arayüzü.....	27
Şekil 3.19. SOT-86 TMT paketi şematik gösterilimi (mm [inç]).....	28
Şekil 3.20. SOT-89 TMT kılıfı şematik gösterilimi (mm [inç]).....	29
Şekil 3.21. SOT-363 TMT kılıfı şematik gösterilimi.....	29
Şekil 3.22. LP3 TMT kılıfı şematik gösterilimi (mm [inç]).....	30
Şekil 3.23. Tipik bir TMT uygulama devresi.....	31
Şekil 3.24. Darlington kuvvetlendirici kullanan bir TMT'nin iç yapısı ve kutuplama elemanları ile gösterilimi.....	32
Şekil 3.25. Kendinden kutuplamalı (self-biasing) bir TMT'nin iç yapısı.....	33
Şekil 3.26. Kendinden kutuplamalı olan ve kendinden kutuplamalı olmayan TMT'lerin akımlarının besleme gerilimi ile değişimleri.....	34
Şekil 3.27a. Kuvvetlendirici devrelerinin yerleştirildiği metal kutu ve SMA konnektörler	35
Şekil 3.27b. Metal kutunun dıştan görünüşü (SMA kablolar konnektörlere takılmış durumdadır.).....	36
Şekil 3.28. NBB-300 TMT kullanan RF kuvvetlendiricinin PCB yerleşimi.....	36

Şekil 3.29. SBB-5089(Z) kullanan RF kuvvetlendiricinin PCB yerleşimi...	37
Şekil 3.30. NBB-300 TMT için Eagleware Genesys® de uyum devresinin tasarlanması.....	37
Şekil 3.31. SBB-5089(Z) TMT için Eagleware Genesys® de uyum devresinin tasarlanması.....	38
Şekil 3.32. NBB-300 ile gerçekleştirilen RF kuvvetlendirici devresi.....	39
Şekil 3.33. SBB-5089(Z) ile gerçekleştirilen RF kuvvetlendirici devresi....	40
Şekil 4.1. Kuvvetlendirici 1'in kazanç-frekans (S_{21}) ölçümü.....	41
Şekil 4.2. Kuvvetlendirici 1'in giriş kapısı dönüş kaybı (S_{11}) ölçümü.....	42
Şekil 4.3. Kuvvetlendirici 1'in çıkış kapısı dönüş kaybı (S_{22}) ölçümü.....	42
Şekil 4.4. Kuvvetlendirici 1'in ters izolasyon (S_{12}) ölçümü.....	43
Şekil 4.5. Kuvvetlendirici 2'nin kazanç (S_{21}) ölçümü.....	44
Şekil 4.6. Kuvvetlendirici 2'nin giriş kapısı dönüş kaybı (S_{11}) ölçümü.....	44
Şekil 4.7. Kuvvetlendirici 2'nin çıkış kapısı dönüş kaybı (S_{22}) ölçümü.....	45
Şekil 4.8. Kuvvetlendirici 2'nin ters izolasyon (S_{12}) ölçümü.....	45
Şekil 4.9. 4 GHz'de kuvvetlendirici 1'in S-parametrelerinin giriş gücüyle değişimi.....	46
Şekil 4.10. 1 dB kısılma noktasını hesaplamak üzere geliştirilmiş olan MATLAB GKA.....	47
Şekil 4.11. 5 GHz'de Kuvvetlendirici 1'in güç taraması sonucunda elde edilen S-parametreleri grafiği.....	48
Şekil 4.12. 6 GHz'de Kuvvetlendirici 1'in güç taraması sonucunda elde edilen S-parametreleri grafiği.....	49
Şekil 4.13. 7 GHz'de Kuvvetlendirici 1'in güç taraması sonucunda elde edilen S-parametreleri grafiği.....	49
Şekil 4.14. 8 GHz'de Kuvvetlendirici 1'in güç taraması sonucunda elde edilen S-parametreleri grafiği.....	50
Şekil 4.15. Kuvvetlendirici 1 için 1 dB kısılma noktasındaki çıkış gücünün frekansla değişimi.....	51
Şekil 4.16. 4 GHz'de Kuvvetlendirici 2'nin güç taraması sonucunda elde edilen S_{21} -parametreleri grafiği.....	52

Şekil 4.17. 5 GHz'de Kuvvetlendirici 2'nin güç taraması sonucunda elde edilen S_{21} -parametreleri grafiği.....	52
Şekil 4.18. 6 GHz'de Kuvvetlendirici 2'nin güç taraması sonucunda elde edilen S_{21} -parametreleri grafiği.....	53
Şekil 4.19. 7 GHz'de Kuvvetlendirici 2'nin güç taraması sonucunda elde edilen S_{21} -parametreleri grafiği.....	53
Şekil 4.20. 8 GHz'de Kuvvetlendirici 2'nin güç taraması sonucunda elde edilen S_{21} -parametreleri grafiği.....	54
Şekil 4.21. Kuvvetlendirici 2 için 1 dB kısılma noktasındaki çıkış gücünün frekansla değişimi.....	55
Şekil 4.22. Kuvvetlendirici 1'in güç kazancının frekansla değişimi.....	56
Şekil 4.23. Kuvvetlendirici 2'nin güç kazancının frekansla değişimi.....	56
Şekil 4.24. Kuvvetlendirici 1 için elde edilen $ \Delta(f) $ ile $K(f)$ grafikleri.....	57
Şekil 4.25. Kuvvetlendirici 2 için elde edilen $ \Delta(f) $ ile $K(f)$ grafikleri.....	58

SİMGE ve KISALTMALAR DİZİNİ

SİMGE

Z_0 : Sistem empedans seviyesi

Z_L : Yük empedansı

Z_S : Kaynak empedansı

Z_{in} : Giriş empedansı

Z_{out} : Çıkış empedansı

S_{11} : Giriş kapısı saçılma parametresi

S_{12} : Çıkış kapısından giriş kapısına iletim parametresi

S_{21} : Giriş kapısından çıkış kapısına iletim parametresi

S_{22} : Çıkış kapısı saçılma parametresi

Γ_{in} : Girişten görülen yansımaya katsayısı

Γ_{out} : Çıkıştan görülen yansımaya katsayısı

Γ_S : Kaynaktan görülen yansımaya katsayısı

Γ_L : Yükten görülen yansımaya katsayısı

P_S : Yüke aktarılan güç

P_{avs} : Devreden alınabilecek güç

P_{avg} : Kaynaktan alınabilecek güç

G_A : Mümkün olan güç kazancı

G : Güç kazancı

G_T : Dönüştürücü güç kazancı

Δ : S-parametre matrisinin determinanı

K : Rollett kararlılık sabiti

Ω : Direnç birimi Ohm

X : Bobinin empedansı

B : Kondansatörün susseptansı

β : Dalga sayısı

l : Hat uzunluğu

ε : Dielektrik sabiti

$\tan(\delta)$: Kayıp faktörü

P_{1dB} : 1 dB kısılma noktası

GKA: Grafik Kullanıcı Arayüzü

TMT: Tektaş Mikrodalga Tümdevre

1. GİRİŞ

Kablosuz haberleşme sistemlerindeki iletim ortamlarındaki kayıplar ve haberleşme kalitesinin doğrudan doğruya alıcının hassasiyetine bağlı olması nedeniyle, RF kuvvetlendiriciler, kablosuz sistemlerin vazgeçilmez elemanları halindedir. Ayrıca uzaktan algılama alanında da, kullanılan işaret seviyesi ile görüntüleme kalitesinin doğru orantılı olması bu tip sistemlerde de mümkün olduğunca lineer kuvvetlendiricilerin kullanılmasını zorunlu kılmaktadır.

Bu çalışmada, tektaş mikrodalga tümdevreler (Monolithic Microwave Integrated Circuit-MMIC) kullanılarak, mikrodalga C-bandında (4 GHz - 8 GHz) çalışan iki değişik RF kuvvetlendirici devresi tasarlanacak ve prototip olarak gerçekleştirilecektir.

Öncelikle, kuvvetlendiricilerin gerçekleştirileceği RF devre kartlarının dielektrik sabitlerinin bulunması için bir yöntem önerilmiştir. Önerilen yöntem ile, mikrodalga kuvvetlendiricilerinin gerçekleştirileceği devre kartının (Printed Circuit Board-PCB) dielektrik sabiti bulunmuştur. Özellikle düşük maliyetli olan Flame Resistant 4 (FR4) tipi malzemeler, PCB olarak kullanıldığında, dielektrik sabitleri çalışma frekansı ile önemli biçimde değiştiğinden, RF PCB tasarım ve kullanımında dielektrik sabitinin frekansla değişiminin karakterizasyonu önem kazanmaktadır.

Mikrodalga kuvvetlendirici devrelerinden maksimum güç kazancını elde etmek için, giriş ve çıkış uçlarının, hat empedansına (50 Ohm) uyumlaştırılması gerektiğinden, seçilen MMIC kuvvetlendiricilere spesifik olarak toplu elemanlı LC uyum devreleri, Eagleware Genesys® mikrodalga tasarım ve analiz programı yardımıyla tasarlanacak ve kullanılacaktır.

Son olarak da, gerçekleştirilen RF kuvvetlendirici devreleri, mikrodalga devre analizörü ile test edilmiştir ve S -parametrelerinin frekansla değişimi incelenmiştir. Giriş kapısı geri dönüş kaybı (S_{11}), çıkış kapısı geri dönüş kaybı (S_{22}), ters izolasyon (S_{12}) ve kazanç (S_{21}) parametrelerinin frekansla değişimi ölçülecektir. Ayrıca,

Üretilen kuvvetlendiricilerin verebileceği maksimum çıkış gücünün ölçümü için mikrodalga devre analizörü g taraması (power sweep) lm yapacak şekilde ayarlanacak ve her iki kuvvetlendiricinin de, C-bandında çalışırken verebilecekleri çıkış glerinin frekansla değişimi elde edilecektir. Ayrıca, üretilen kuvvetlendiricilerin sağladıkları g kazançları, ölçüm sonuçlarının MATLAB ortamına aktarılması ile hesaplanacak ve frekansa göre izdirilecektir. Yine lm sonuçları kullanılarak MATLAB ortamında kuvvetlendiricilerin kararlılıkları incelenecektir.

2. KAYNAK ARAŞTIRMALARI

2.1. MİKRODALGA DEVRE KARTLARININ DİELEKTRİK SABİTLERİNİN FREKANSLA DEĞİŞİMİNİN KARAKTERİZASYONUNA YÖNELİK ÇALIŞMALAR

Mikrodalga devrelerinin ticari amaca yönelik kullanımlarındaki artış, bu devrelerin daha düşük maliyetle gerçekleştirilmesine yönelik arayışları motive etmektedir. Devre üretimindeki önemli bir girdi ise baskılı devre kartıdır (Printed Circuit Board-PCB) [1, 2]. Mikrodalga devrelerinde sıklıkla 3 çeşit PCB tipi kullanılmaktadır. Bu malzemeler, Getek, Rogers RT/Duroid ve Flame Resistant 4 (FR4)'tür. Bu PCB'ler içerisinde Getek ve RT/Duroid homojen (eş dağılımlı) ve izotropik (eş yönlü) elektriksel karakteristikler açısından en iyi yanıtı vermektedir, ancak FR4 tipi PCB'ler düşük maliyet avantajı sağlamaktadır [2, 3, 4].

Mikrodalga frekanslarında kullanılan PCB'lerin dielektrik sabiti; kuvvetlendiriciler, filtreler ve mikroşerit antenler gibi yapılarda önemli bir parametre olarak ortaya çıkmaktadır, çünkü mikrodalga PCB üzerindeki hattın empedansı, PCB malzemenin dielektrik sabitiyle değişmektedir. Kompleks dielektrik sabiti için genel ifade,

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon'(1 - j \tan \delta) \quad (2.1)$$

olarak verilebilir [5]. Bu ifadede, reel bileşen malzemenin reel dielektrik sabitini (genellikle sadece “dielektrik sabiti” olarak isimlendirilir), sanal bileşen ise malzemenin dielektrik kayıplarını ifade etmektedir. Genellikle, PCB'ler için malzeme çeşidine bağlı olarak $\tan \delta$ bileşeninin geniş bir frekans aralığında geçerli olan bir sayısal değeri vardır, mesela FR4 tipi malzemeler için $\tan \delta = 0.015$ olarak alınabilir [5]. Ancak, FR4 için dielektrik sabiti, üretici tarafından genellikle düşük frekans bölgesi için verilmektedir [3]. Getek ve RT/Duroid PCB'ler için (reel) dielektrik sabitinin de frekansla çok fazla değişmeyen sayısal bir değeri olmasına karşılık, düşük maliyetli olan FR4'ün dielektrik sabiti frekansla çok fazla değişmektedir ve bu yüzden bu tip malzemelerin dielektrik sabitinin

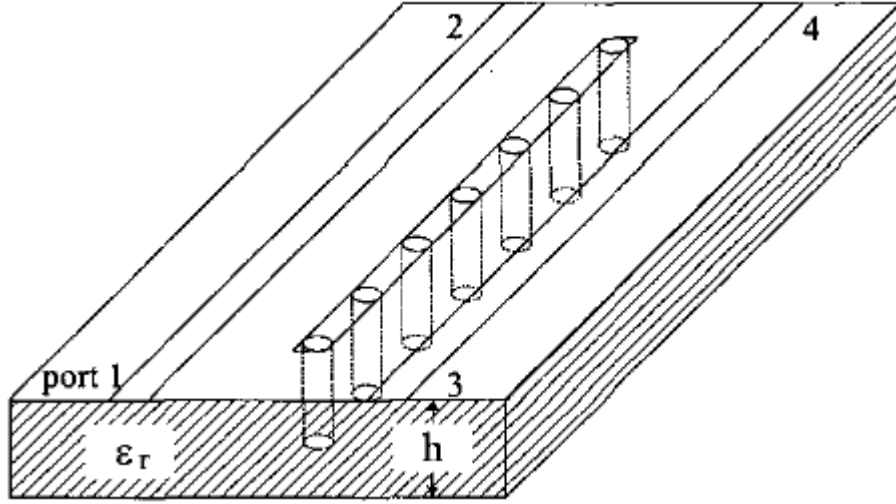
karakterizasyonunun tasarımı tarafından yapılması gerekmektedir. Bu duruma ek olarak, üretim toleransları da, fabrikadan çıkan FR4 gruplarının dielektrik sabitini farklılaştırmaktadır. Böylelikle, özellikle FR4 tipi malzemeler için yüksek frekanslardaki dielektrik sabitinin bulunmasına yönelik bir ihtiyacın olduğu açıktır.

Literatürde, çeşitli doğruluk ve hesaplama yoğunluklarına sahip dielektrik sabiti karakterizasyonu yöntemleri bulunmaktadır [6-14]. Bu yöntemlerden biri, iletim hattı yöntemidir [6, 7]. Bu yöntemde, bir PCB üzerinde gerçekleştirilmiş iletim hattının saçılma parametreleri ölçülerek, dielektrik sabiti matematiksel olarak hesaplanmaktadır. Diğer bir metod, PCB malzemenin tüm yüzeylerinin metalle kaplanarak mikrodalga işaretinin küçük bir delikten enjekte edilerek bir oyuk rezonatörünün oluşturulması ve bu rezonatörün rezonans frekansının ölçülmesi ve yine matematiksel olarak dielektrik sabitinin hesaplanmasıdır [7-9]. Alternatif olarak, bir halka rezonatörünün rezonans frekansından faydalanarak dielektrik sabitinin hesaplanmasına yönelik çalışmalar da mevcuttur [10-13]. Diğer bir yöntemde ise, metalle kaplı olmayan PCB malzemesi bir dalga kılavuzunun içerisine yerleştirilmekte ve dalga kılavuzuna mikrodalga işareti verilerek saçılma parametrelerinden dielektrik sabiti bulunmaktadır [14].

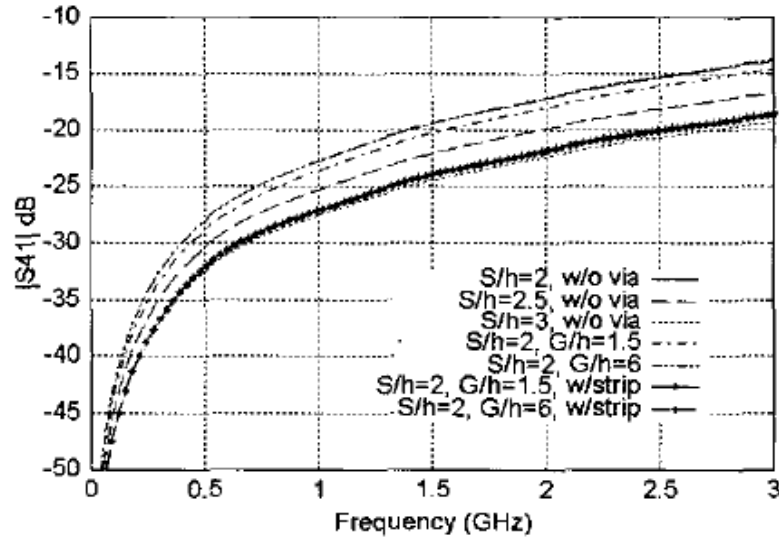
2.2. MİKROŞERİT HATLAR ARASINDAKİ ÇAPRAZ GİRİŞİMİ ÖNLEMeye YÖNELİK ÇALIŞMALAR

Çalışma frekansının artmasıyla, PCB üzerindeki mikroşerit hatlar arasındaki işaret girişimi (çapraz girişim, cross-talk) gittikçe artmakta ve sistemin güvenilirliğini etkiler hale gelmektedir. Bu olumsuz etkiyi önlemek için kullanılabilir yöntemlerden biri, elemanlar ve hatlar arasında geniş boşluklar bırakmaktır [15-18]. Ancak bu durum, kayıpların ve parazitik etkilerin (parazitik kapasitansların) artmasına neden olabilir. Diğer bir çözüm ise, alt ve üst iletim hatları arasında, metal kaplı veya metal dolgulu geçiş delikleri (via holes) kullanmaktır. Geçiş delikleri kullanmanın en büyük avantajı devrelerin küçültülebilmesi ve standart üretim teknolojileriyle elde edilebilmesidir. [15]'de gösterildiği gibi, Şekil 2.1'deki gibi bir mikroşerit devrede, iki mikroşerit hat arasındaki çapraz girişim geçiş

deliği kullanımı durumuna göre farklılık göstermektedir. Geçiş deliklerinin boyutlarına göre çapraz girişimin değişimi ise Şekil 2.2’de gösterilmiştir.



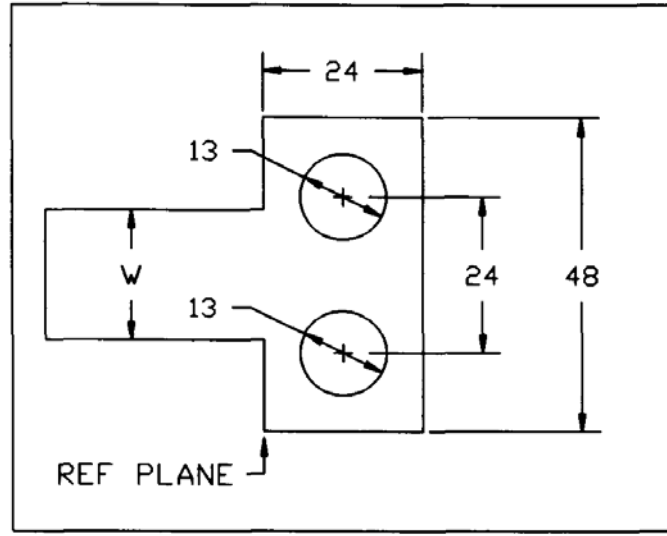
Şekil 2.1. PCB zerindeki iki mikroşerit hat ve bu hatlardaki çapraz girişimi engelleyen geçiş delikleri [15]



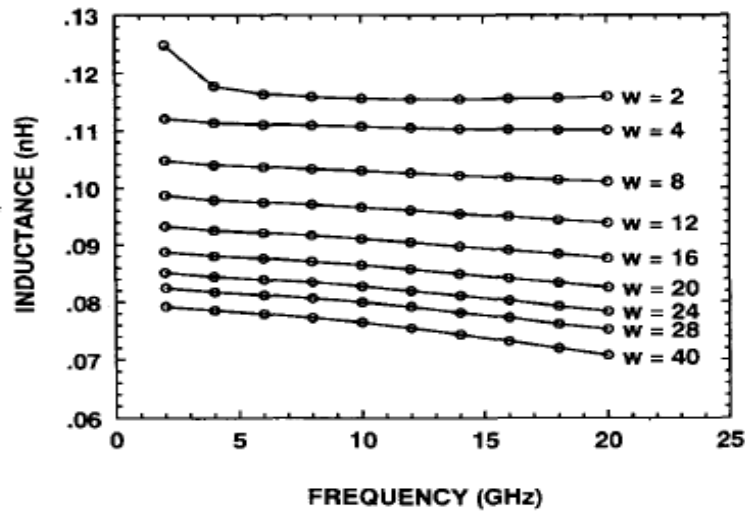
Şekil 2. 2. Geçiş deliklerinin geometrisine göre, çapraz girişim miktarının değişimi [15]

Şekil 2.2’den de görüldüğü gibi, geçiş deliklerinin geometrilerinin uygun olarak ayarlanmasıyla, çapraz haberleşmede -10dB ’e kadar azalma elde etmek mümkündür.

Geçiş deliklerinin diğer bir kullanım amacı ise, mikroşerit hatlardaki parazitik endüktansı azaltmaktır [19-22]. Geçiş delikleri arasındaki mesafenin uygun seçilmesiyle, parazitik endüktans geçiş deliklerinin olmadığı duruma göre yarı yarıya azalma göstermektedir [19]. Şekil 2.3’de, bir mikroşerit hat üzerinde olan ve aralarında d kadar mesafe bulunan iki adet geçiş deliği gösterilmiştir. Geçiş delikleri arasındaki mesafenin değişik değerlerine göre, parazitik endüktansın frekansla değişimi de Şekil 2.4’de verilmiştir.



Şekil 2. 3. Aralarında 24mil (~0.60mm) olan iki geçiş deliği [9]



Şekil 2. 4. Geçiş delikleri arasındaki uzaklık ile parazitik endüktansın değişimi [9]

2.3. MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİLERİNE YÖNELİK ÇALIŞMALAR

2.3.1 Tektaş Mikrodalga Tümdevreler (MMIC'ler)

Mikrodalga kuvvetlendiricilerine yönelik çalışmalara bakıldığında, günümüzde, mikrodalga kuvvetlendiricilerinin genellikle Mikrodalga Tümdevre-MT (Microwave Integrated Circuit-MIC) kullanılarak gerçekleştirildiği görülmektedir [23-51]. Yapısal olarak incelendiğinde, mikrodalga entegre devreler için 2 ana sınıftan bahsedilebilir. Bunlardan birincisi, aktif ve pasif devre elemanlarının aynı taban üzerinde fotolitografik süreç ile gerçekleştirildiği ve mikrodalga frekans bandında çalışan entegre devreler olan Tektaş Mikrodalga Tümdevrelerdir-TMT (Monolithic Microwave Integrated Circuit-MMIC). MMIC'ler çok çeşitli devre topolojileri ve teknolojileri kullanabilmekte ve çalışma frekans aralıkları 0.5 GHz'den 100 GHz'e kadar değişebilmektedir. İkinci grup ise, aktif ve pasif elemanların taban üzerine lehim veya birleştirici hatlar ile bir araya getirildiği Hibrid Mikrodalga Tümdevreler'dir (HMT'lerdir). (Hybrid Microwave Integrated Circuit-HMIC)'dir. HMT'lerin, MMIC'lere göre en önemli dezavantajı, mekanik olarak fazla dayanıklı olmamalarıdır. MMIC ve HMT'lerin avantaj ve dezavantajları Çizelge 2.1'de verilmiştir [52].

Üretimlerinde kullanılan yarıiletkenler açısından bakıldığında ise, MT'lerde genellikle, yüksek frekans transistörlerinin üretilmesini mümkün kılması ve düşük kayıplı pasif elemanların üretilmesi dolayısıyla III-V grubu bileşikleri kullanılmaktadır. Özel olarak genellikle, galyum arsenid (GaAs), indiyum fosfid (InP) veya galyum nitrid (GaN) bileşikleri MT teknolojisine uygun olmaktadır. Bu üç bileşik karşılaştırıldığında ise, sıvı kapsüllü Czochralski (liquid-encapsulated Czochralski-LEC) yöntemi ile GaAs külçelerinin yüksek yoğunlukta ve yüksek kararlılıkta üretilmesi, bu bileşiği standart haline getirmiştir [52, 53].

Diğer taraftan, son zamanlarda, parazitik etkilerin azaltılması ile yüksek frekanslara çıkabilen silisyum (Si) ile üretilen mikrodalga entegre devreler de artış göstermektedir. Üretim teknolojisinin ve parametrelerinin iyi bilinmesi nedeni ile Si'nin mikrodalga teknolojisinde kullanımına yönelik çalışmalar hız kazanmıştır. Si

ile üretilen bu tip devreler, RFIC (Radio Frequency Integrated Circuit) olarak isimlendirilmekte ve 2 GHz frekansına kadar kullanılabilir. Örnek vermek gerekirse, cep telefonlarının, güç kuvvetlendiricisi hariç diğer tüm blokları, Si MT'ler ile gerçekleştirilmektedir [52-53].

MT'lerde kullanılan bir diğer malzeme türü ise bir bileşik olan SiGe'dir. SiGe ile yapılan tümdevrelerin üretim teknolojisi ve bedelleri, Si ile üretilenlerinki ile benzerdir. Ancak, SiGe, daha az kayıp sunmakta ve böylelikle Si'ye göre daha avantajlı olmaktadır.

Çizelge 2.1. Tektaş Mikrodalga Tümdevreler (MMIC'ler) ile Hibrid Mikrodalga Tümdevreler (HMT'ler)'in karşılaştırılması [52]

MMIC'ler	HMT'ler
Çok miktarda karmaşık devrelerin üretiminde ekonomiktir.	Basit devreler için ekonomiktir.
Seri üretimi hızlıdır.	Eleman yerleştirme ve lehimleme dolayısıyla seri üretimi yavaştır.
Güvenilirliği yüksektir.	Devre elemanları "yapıştırıldığı" için güvenilirliği düşüktür.
Parazitik etkiler düşüktür, daha yüksek frekans ve bandgenişliği sunar.	Parazitik etkiler fazladır.
Devre eleman çeşidi sınırlıdır.	Çok çeşitli devre elemanlarının kullanılmasına imkan sunar.
Tasarım ve üretim arasında uzun zaman gerekir (3 ay gibi).	1 hafta içerisinde tasarım ve üretimi yapılabilir.
Başlangıçta çok fazla maddi birikim gerektirir.	MMIC'lere göre üretim teknolojisi daha ucuz ekipman gerektirir.

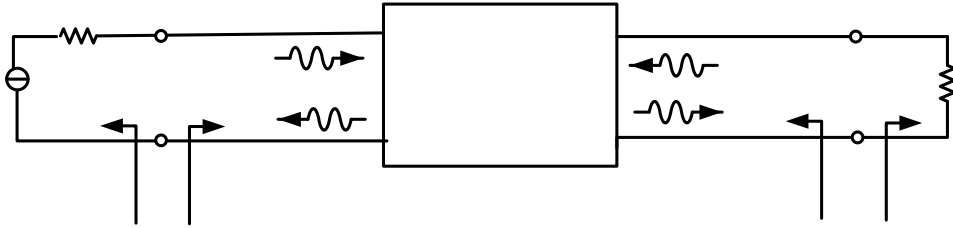
Mikrodalga entegre devreleri üretmek için geliştirilmiş birçok üretim süreci vardır. Bunlar, HBT (Heterojunction Bipolar Transistor, Heterojonksiyonlu Bipolar Transistör), MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor, Metal Yarıiletken Alan Etkili Transistör), HEMT (High Electron Mobility Transistor, Yüksek Elektron Mobiliteli Transistör) ve LDMOS (Lateral Double Diffused Mosfet, Yanal Çift Difüzyonlu Mosfet) teknolojileri olarak sınıflandırılabilir. Herbir

üretim teknolojisindeki yarıiletken jonksiyonun çalışabilme sıcaklığına göre, taşıyabileceği bir güç değeri vardır. Bu açıdan bakıldığında, genellikle, düşük gürültülü kuvvetlendiriciler (Low Noise Amplifiers-LNA) pHEMT ile, ön kuvvetlendiriciler (pre amplifiers) MESFET ile, güç kuvvetlendiricileri ise LDMOS teknolojileri kullanılarak gerçekleştirilirler [54].

2.3.2. Mikrodalga Güç Kuvvetlendiricilerinin İlgili Çalışmalar

2.3.2.1. Mikrodalga güç kuvvetlendiricilerinin güç kazançlarına ilişkin tanımlamalar

Şekil 2.5'te verilen genel iki kapılı devre ele alındığında; iki kapılı devrenin giriş kapısından görülen yansıma katsayısı S_{11} ; çıkış kapısından görülen yansıma katsayısı S_{22} ; çıkıştan elde edilen dalganın, girişten verilen dalgaya oranı S_{21} (iki kapılının ileri yön kazancı); girişten elde edilen dalganın çıkıştan iki kapılıya giren dalgaya oranı da S_{12} (iki kapılının ters yön kazancı) ile verilir. Ters yön kazancına, ters izolasyon (reverse isolation) adı da verilmektedir. Bahsedilen dört temel parametre, iki kapılının saçılma parametreleri (S -parametreleri, scattering parameters) olarak isimlendirilir.



Şekil 2.5. S -parametreleriyle ifade edilen genel iki kapılı devre [5]

İki kapılının giriş kapısına doğru ilerleyen dalganın gerilimi V_1^+ , giriş kapısından kaynağa doğru yansıyan gerilim V_1^- ; çıkış kapısına doğru ilerleyen gerilim V_2^+ , çıkış kapısından yansıyan gerilim V_2^- ; giriş kapısına doğru bakıldığında

görülen empedans Z_{in} , çıkışından görülen empedans Z_{out} ve hat empedansı Z_0 olmak üzere S-parametreleri,

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad (2.2)$$

$$S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} \quad (2.3)$$

$$S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \quad (2.4)$$

$$S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+} \quad (2.5)$$

olarak yazılabilir. Söz konusu devre için üç ayrı güç kazancı tanımlamak mümkün olmaktadır [5].

a. Güç kazancı:

$$G \equiv \frac{P_L}{P_{in}} \quad (2.6)$$

ile tanımlanan güç kazancında, Z_L yükünde harcanan gücün, iki kapılı devrenin girişine verilen güce oranı olarak tanımlanmaktadır. Bu kazanç tanımında, kaynak empedansı olan Z_S 'ye bağımlılık yoktur.

b. Mümkün olan güç kazancı (Available power gain):

$$G_A \equiv \frac{P_{avn}}{P_{avs}} \quad (2.7)$$

olarak tanımlanan mümkün olan güç kazancı, iki kapılı devreden alınabilecek güç kazancının, kaynaktan alınabilecek güce oranı olarak tanımlanır.

c. Dönüştürücü güç kazancı:

$$G_T \equiv \frac{P_L}{P_{avs}} \quad (2.8)$$

ile tanımlanan dönüştürücü güç kazancı ise yüke aktarılan güç kazancının, kaynaktan alınabilecek güce oranı olarak tanımlanır.

Şekil 2.5'teki sistemde, yük empedansı ile hat empedansı olan Z_0 'ın uyumsuzluğu dolayısıyla, yükten geri yansıyan dalgaya ilişkin yansımaya katsayısı

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.9)$$

ile verilir. Kaynağa doğru bakıldığında görülen yansımaya katsayısı, iki kapılı devrenin giriş kapısından ve çıkış kapısındaki yansımaya katsayıları da sırasıyla,

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (2.10)$$

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.11)$$

$$\Gamma_{out} = \frac{Z_{out} - Z_0}{Z_{out} + Z_0} \quad (2.12)$$

olarak yazılabilir.

Yansıma katsayıları ve iki kapılının S -parametreleri cinsinden, güç kazancı, mümkün olan güç kazancı ve dönüştürücü güç kazancı sırasıyla (2.13), (2.14) ve (2.15)'deki gibi verilmektedir.

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2) |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.13)$$

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}{(1 - |\Gamma_{out}|^2) |1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \quad (2.14)$$

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - S_{22}\Gamma_L)^2 |1 - \Gamma_S\Gamma_L|^2} \quad (2.15)$$

Eğer, kaynak ve yük, iletim hattına uyumlaştırılmış durumda ise ($\Gamma_L = \Gamma_S = 0$ ise), güç kazançları

$$G = G_A = G_T = |S_{21}|^2 \quad (2.16)$$

olarak basitleşir.

2.3.2.2. Mikrodalga güç kuvvetlendiricilerinin kararlılık analizine yönelik çalışmalar

Mikrodalga güç kuvvetlendiricilerinin kararlılığı, S -parametrelerinden faydalanılarak bulunabilir. Rollett teoremine göre [55],

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12} \quad (2.17)$$

ve

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (2.18)$$

olmak üzere

$$|\Delta| < 1 \text{ ve } K > 1 \quad (2.19)$$

şartlarının sağlandığı frekanslarda, kuvvetlendirici kararlıdır.

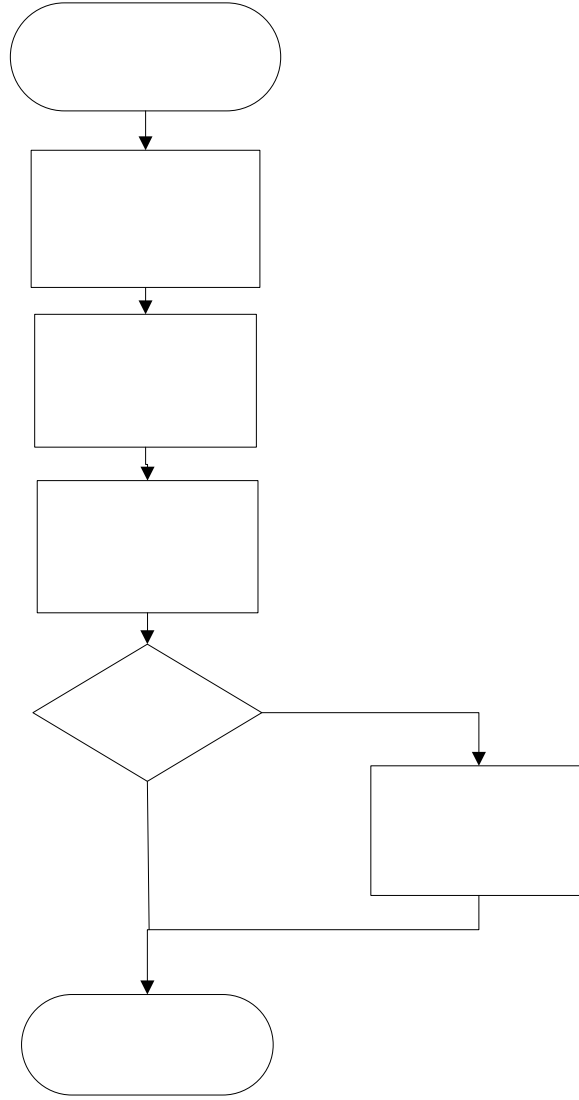
2.4. MİKRODALGA TASARIMI VE ANALİZİ İÇİN KULLANILAN BİLGİSAYAR YAZILIMLARI

Literatüre bakıldığında, mikrodalga analiz ve tasarım için kullanılan üç temel yazılımdan bahsedilebilir [23-51]. Bunlardan biri Agilent ADS® yazılımıdır. İçerdiği geniş kütüphanesi ve araçları ile birçok çalışmada bu yazılım kullanılmıştır [56]. Diğer bir yazılım, Microwave Office® yazılımıdır. Bu yazılımın avantajları arasında, detaylı parazitik eleman modelleri gösterilebilir [57]. Bu çalışmada ise, özellikle devre sentezi açısından gelişmiş araçlara ve optimizasyon seçeneklerine sahip olan Eagleware Genesys® yazılımı kullanılmıştır.

Eagleware Genesys® programının en önemli avantajları; aktif filtre, pasif toplu elemanlı filtre, mikroşerit filtre ve osilatör sentezi için gelişmiş araçlarının bulunması, çizilen devre şemasının PCB yerleşimi (layout) şekline kolaylıkla dönüştürülebilmesi ve bu yerleşimin endüstri standardı olan PCB dosya formatlarına dönüştürülebilmesidir. Mikrodalga kuvvetlendirici sistemlerinde ortaya çıkan empedans uyumlaştırma (impedance matching) problemlerinde, sunulan toplu veya dağılmış parametrelili uyum devreleri, istenilen dereceden ve istenilen elemanlarla kolaylıkla tasarlanabilmektedir. Ayrıca, saçılma parametrelerinin (*S*-parametrelerinin) programa girilebilmesi de kullanımı kolaylaştırmaktadır [58].

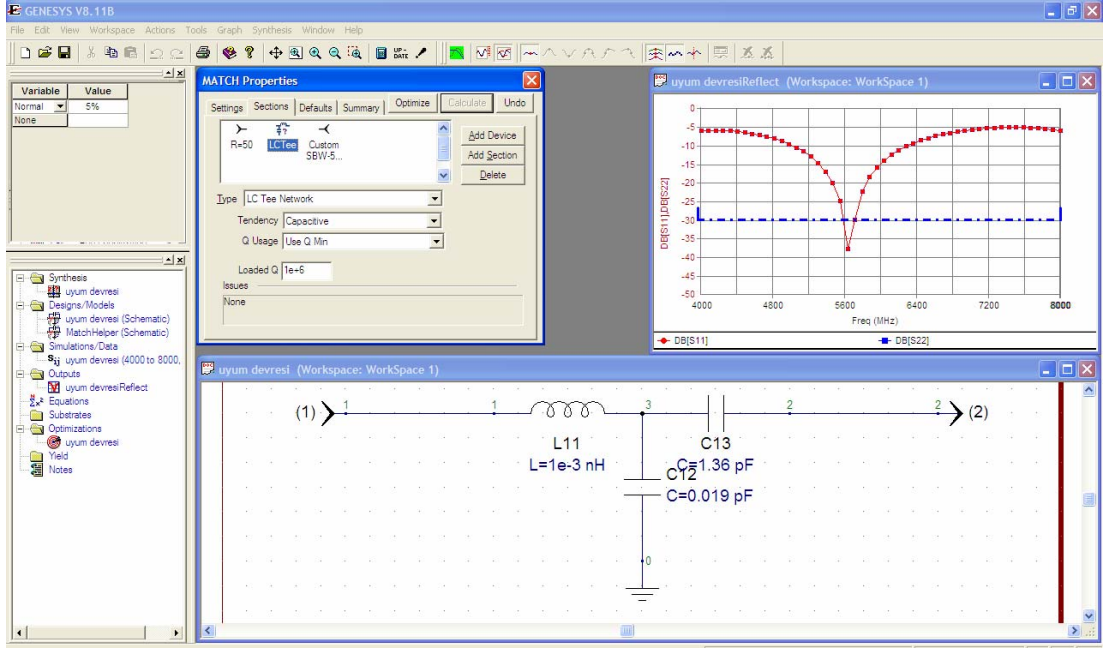
S-parametreleri bilinen bir MMIC için uyum devresinin tasarlanması, Eagleware Genesys®'de Şekil 2.6'da gösterilen akış diyagramı ile mümkün olmaktadır.

Optimizasyon seçeneği ile, tasarlanan uyum devresinin geniş bandlı (wideband) olması sağlanabilmektedir.



Şekil 2.6. Eagleware Genesys® programında empedans uyumlaştırma devresi tasarım diyagramı

Örnek olarak, tasarlanan bir uyum devresi için Eagleware Genesys® arayüzü Şekil 2.7’de gösterilmiştir. 50Ω ’luk standart empedans seviyesi için, S -parametreleri PC’deki bir dosyada saklanan SBW-5089(Z) MMIC için bir empedans uyumlaştırma devresi tasarlanmıştır. Uyum devresi için LC-Tee tipi uyumlaştırıcı seçilmiştir. Sentezlenen uyum devresi alt pencerede görülmektedir. Toplu eleman kullanılarak üretildiğinde, tam eleman değerlerini bulmak çoğu zaman mümkün olmayacağından, sentezlenen devredeki en yakın eleman değerleri kullanılmaktadır.



Şekil 2.7. Eagleware Genesys® ile bir uyum devresinin tasarlanması sırasındaki ekran görüntüsü

3. MATERYAL VE METOT

3.1. MİKRODALGA FREKANSLARINDA ÇALIŞAN BASKILI DEVRE KARTI (PCB) MALZEMELERİNİN DİELEKTRİK SABİTLERİNİN BELİRLENMESİ İÇİN ÖNERİLEN BİR METOT

3.1.1 Önerilen Yöntemin Açıklanması

Bu bölümde, mikrodalga baskılı devre kartlarında (PCB) kullanılan malzemelerin dielektrik sabitlerinin belirlenmesi için bir yöntem önerilmiştir. Örnek olarak, seçilen FR4 (Flame Resistant-4) tipi iki PCB örneğinin dielektrik sabitleri IEEE 802.11b/g ve IEEE 802.11/a kablosuz yerel ağ (Wireless Local Area Network-WLAN) uygulama standartlarının çalışma frekansları olan 2.4 GHz ve 5.1 GHz frekansları için belirlenmiştir.

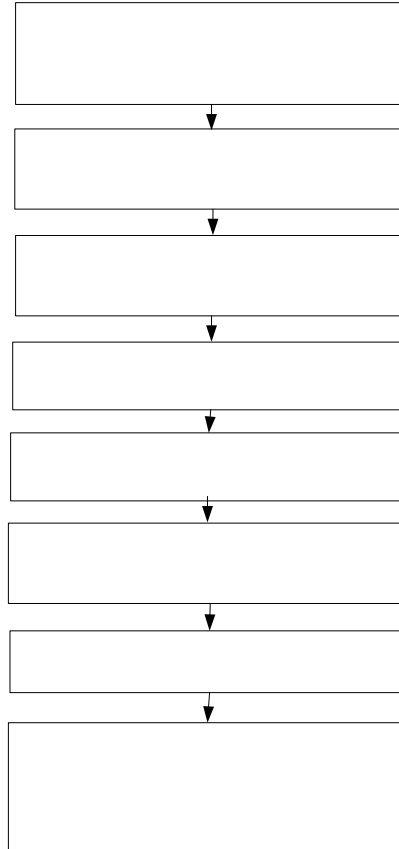
Önerilen yöntemi özetleyen diyagram Şekil 3.1’de gösterilmiştir. Öncelikle, bir f_0 merkez frekansını sağlayacak olan ve toplu elemanlar kullanan bir bandgeçiren filtre tasarlanmaktadır. Daha sonra, toplu devre elemanları, (3.1) ve (3.2)’de gösterilen denklemlere göre basamaklı empedans (stepped impedance) tipi filtrelere dönüştürülmektedir.

$$X = 2Z_0 \tan\left(\frac{\beta l}{2}\right) \quad (\text{bobin için}) \quad (3.1)$$

$$B = \frac{1}{Z_0 \sin(\beta l)} \quad (\text{kondansatör için}) \quad (3.2)$$

Bu denklemlerde; X bobinin empedansını; B kondansatörün susseptansını; Z_0 , mikroşerit hat karakteristik empedansını; β , dalga sayısını ve l de hat uzunluğunu göstermektedir [5]. Bu adımda, dielektrik sabiti için tahmin edilen bir sayısal değer kullanılmaktadır. Mesela, FR4 tipi malzemeler için dielektrik sabitinin 3 ile 6 arasında değerler aldığı göz önünde bulundurulursa [1-14], bu aralıkta olan herhangi bir değer, başlangıç değeri olarak kullanılabilir. FR4 tipi malzemeler için, dielektrik

kayıp faktörünün ($\tan \delta$) değeri 0.015 olarak alınabilir ve bu değer frekansla değişmemektedir [1-14]. (3.1) ve (3.2) kullanılarak hesaplanabilen hat uzunlukları ve genişlikleri, Eagleware Genesys[®] ile de hesap edilebilir. Daha sonraki adım, tasarlanan mikroşerit filtreyi, dielektrik sabiti bilinmeyen PCB üzerinde gerçekleştirilmektedir. Üretilen filtrenin frekans tanım bölgesi karakteristikleri, Agilent ENA5071B vektör devre analizörü (Vector Network Analyzer, VNA) ile ölçülerek, filtrenin S -parametreleri, PC'ye (Personal Computer) VNA'nın GPIB (General Purpose Instrument Bus) portu vasıtasıyla aktarılmaktadır. Ölçülen S -parametreleri, iç yapısında sonlu fark zaman bölgesi (Finite Difference Time Domain-FDTD) metoduyla elektromanyetik sistemleri analiz eden XFDTD[®] programına aktarılmakta ve deneysel ve benzetimden elde edilen S -parametreleri üst üste çakışacak şekilde benzetimdeki dielektrik sabiti parametresi ayarlanmaktadır. Ölçülen ve benzetimden elde edilen S -parametrelerinin üst üste bindiği dielektrik sabiti, PCB'nin, f_0 merkez frekansındaki dielektrik sabiti olarak belirlenmektedir.

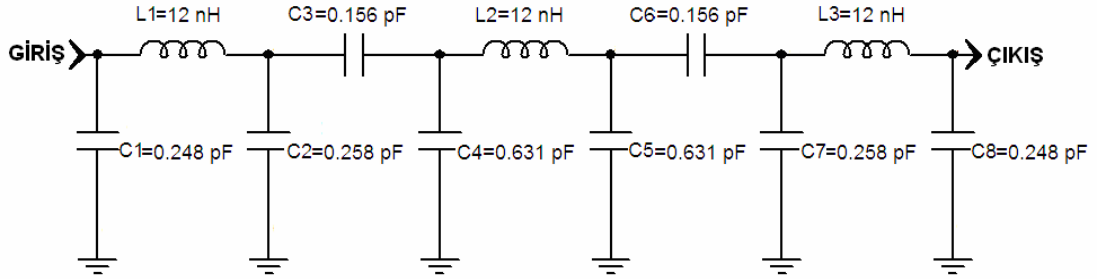


Şekil 3.1. PCB malzemelerin dielektrik sabitlerinin belirlenmesi için önerilen yöntemin diyagramı

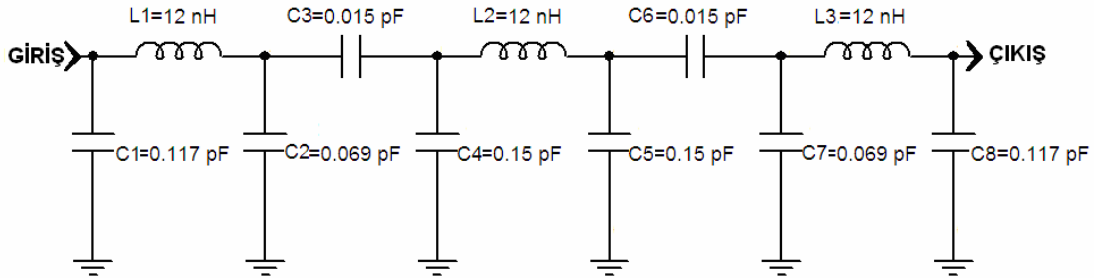
3.1.2. Nümerik Örnekler ve Sonuçlar

Önerilen yöntemin uygulanmasına örnek olarak; iki değişik tip FR4 tipi PCB'nin iki farklı frekanstaki dielektrik sabitlerini belirlenmiştir. Dielektrik sabitlerinin belirleneceği frekanslar 2.4 GHz ve 5.1 GHz olarak seçilmiştir. Söz konusu frekanslar sırasıyla IEEE 802.11b/g ve IEEE 802.11a kablosuz yerel ağ (Wireless Local Area Network, WLAN) uygulamalarının frekans bandı içindedir [59- 61].

Öncelikle, sözkonusu merkez frekanslara sahip bandgeçiren filtreler, Eagleware Genesys[®] programı yardımıyla tasarlanmıştır. Tasarlanan filtre devrelerinin şemaları $f_0=2.4$ GHz için Şekil 3.2'de (Filtre 1) ve $f_0=5.1$ GHz için Şekil 3.3'de (Filtre 2) gösterilmiştir. Filtrelerin normalize transfer fonksiyonları (3.3) ve (3.4)'de verilmiştir. Her iki bandgeçiren filtre de Butterworth tipidir ve 50Ω 'luk giriş ve çıkış empedansına sahiptir.



Şekil 3.2. $f_0=2.4$ GHz olan bandgeçiren filtre (Filtre 1)

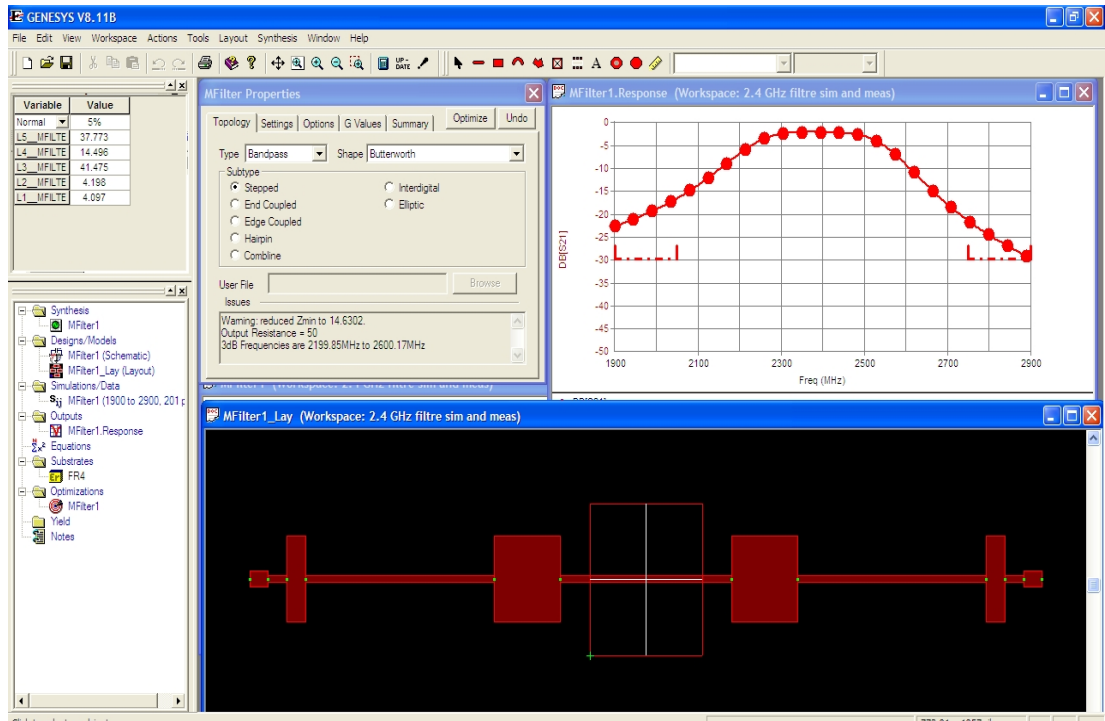


Şekil 3.3 $f_0=5.1$ GHz olan bandgeçiren filtre (Filtre 2)

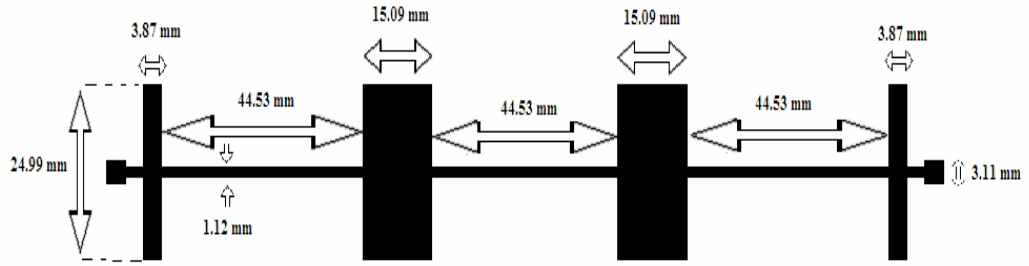
$$T(s) = \frac{(s^2 + 0.6180s + 1)}{(s+1)(s^2 + 0.6180s + 1)(s^2 + 1.6180s + 1)} \quad (3.3)$$

$$T(s) = \frac{(s+1)}{(s+1)(s^2 + 0.6180s + 1)(s^2 + 1.6180s + 1)} \quad (3.4)$$

İkinci adımda, Şekil 3.2 ve Şekil 3.3'deki toplu eleman kullanan filtreler, mikroşerit filtrelele dönüştürülmüştür. Bu çalışmada kullanılan FR4 tipi PCB'lerin 1.6 mm dielektrik malzeme kalınlığına ve 35 µm bakır kaplama kalınlığına sahip olduğu üretici tarafından verilmiştir. Bu parametreler, mikroşerit filtrelerin elde edilmesi için Eagleware Genesys® programına girilmiştir. Dönüştürme sırasında tam değeri bilinmeyen ve programa girilmesi gereken dielektrik sabiti değeri ise başlangıç değeri olarak $\epsilon = 4$ olarak alınmıştır. Filtre 1 için tasarım parametreleri, $\epsilon = 4$ için benzetimde elde edilen S_{21} grafiği ve mikroşerit filtrenin tasarım ekranındaki yerleşim (layout) görüntüsü ile mikroşerit yerleşim boyutları, Şekil 3.4 ve Şekil 3.5'de gösterilmiştir.

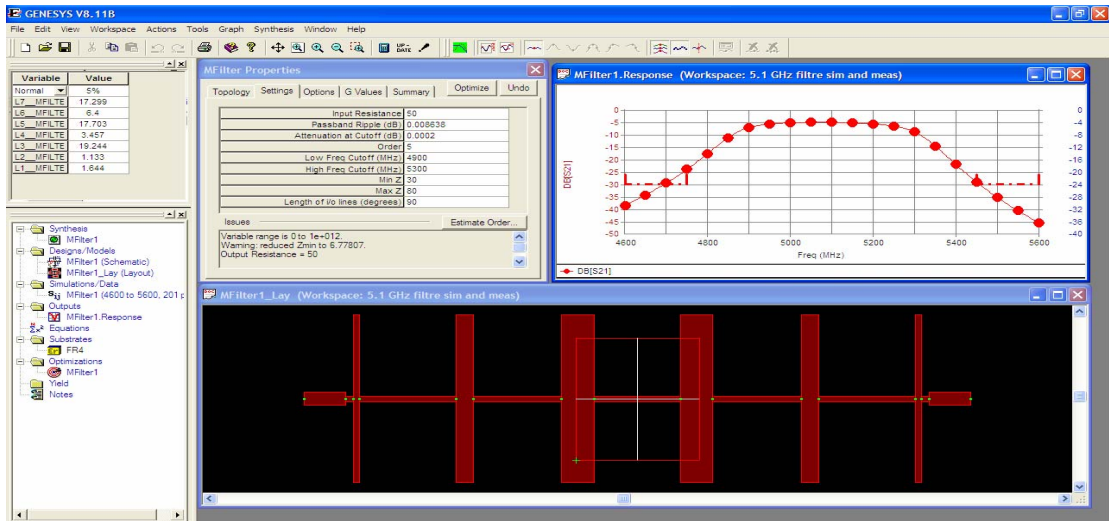


Şekil 3.4. Filtre 1 için Eagleware Genesys® tasarım ekranı görüntüsü

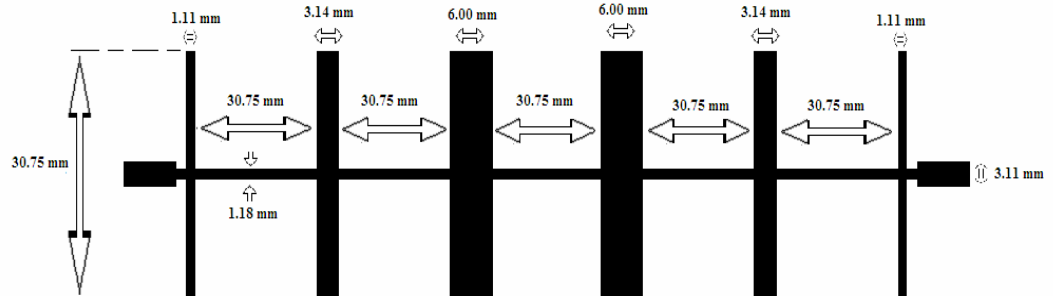


Şekil 3.5. Filtre 1'in PCB yerleşim boyutları

Filtre 2 için tasarım parametreleri, $\epsilon = 4$ için benzetimde elde edilen S_{21} grafiği ve mikroşerit filtrenin tasarım ekranındaki yerleşim görüntüsü ile mikroşerit yerleşim boyutları, Şekil 3.6 ve Şekil 3.7'de gösterilmiştir.

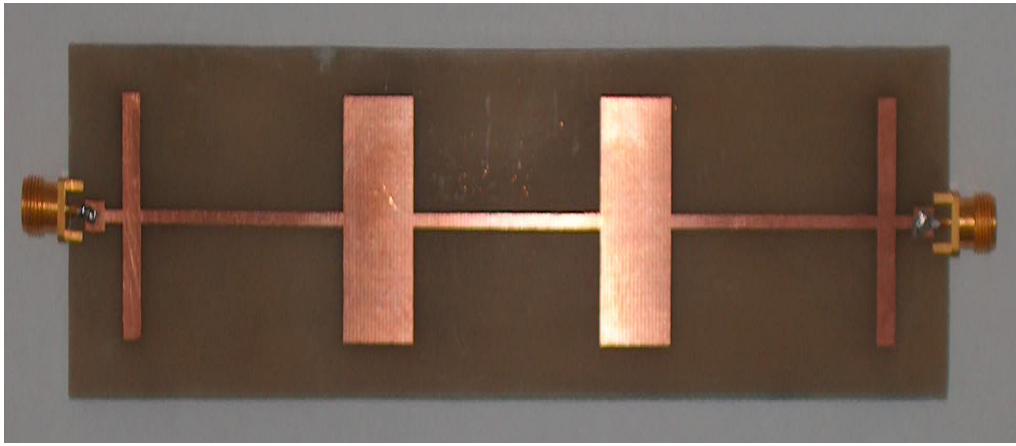


Şekil 3.6. Filtre 2'nin Eagleware Genesys® tasarım ekranı görüntüsü

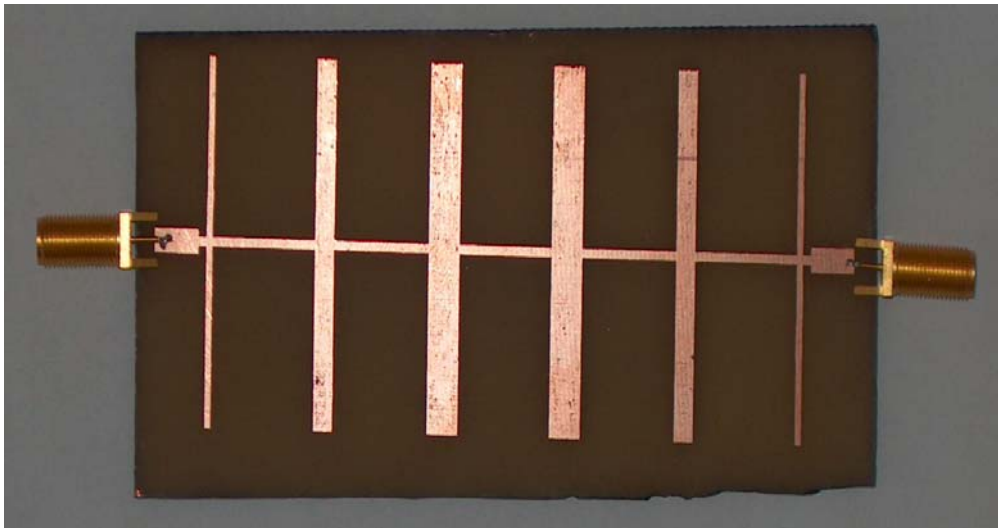


Şekil 3.7. Filtre 2'nin PCB yerleşimi

Şekil 3.5 ve Şekil 3.7’de verilen filtre yerleşimleri, sırasıyla Şekil 3.8 ve Şekil 3.9’da gösterildiği gibi FR4 tipi PCB üzerinde gerçekleştirilmiştir. Keskin hat kenarları elde etmek için, PCB üzerinde hattın olmadığı yerlerdeki bakır kaplamanın çıkarılmasında demir klorid ($FeCl_3$) solüsyonu kullanılmıştır. Ayrıca, kayıpları minimize etmek için altın kaplamalı altminyatür versiyon-A (subminiature version-A, SMA) konnektörler kullanılmıştır. Ölçüm esnasında dışarıdan devreyi etkileyen gürültüyü minimize etmek için de, filtreler, metal kaplamalı kutularda ölçülmüştür.

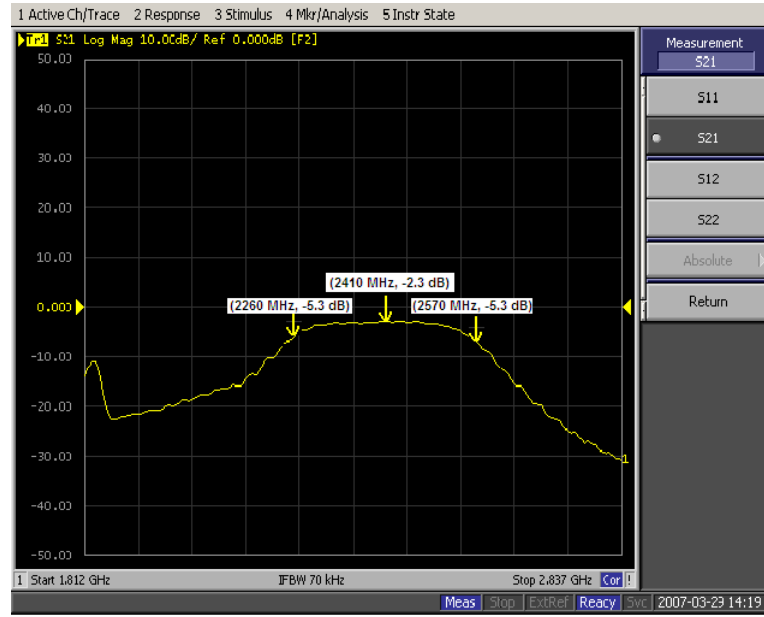


Şekil 3.8. FR4 tipi PCB üzerinde gerçekleştirilen Filtre 1’in fotoğrafı

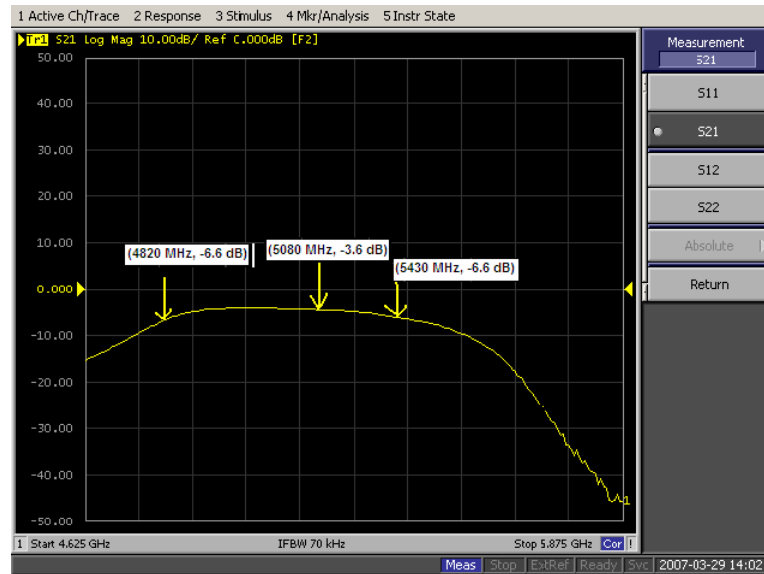


Şekil 3.9. FR4 tipi PCB üzerinde gerçekleştirilen Filtre 2’nin fotoğrafı

VNA ile yapılan S -parametresi ölçümleri; Filtre 1 için 201 eşit noktalı ve 1.812 GHz – 2.837 GHz frekans aralığı içinde, Filtre 2 için de yine 201 eşit noktalı ve 4.625 GHz – 5.875 GHz frekans aralığı içinde yapılmıştır. Filtrelerin ölçülen kazançları, diğer bir deyişle S_{21} parametreleri, Filtre 1 ve Filtre 2 için sırasıyla Şekil 3.10 ve Şekil 3.11’de gösterilmiştir. Şekil 3.10 ve Şekil 3.11, VNA’nın ölçüm esnasındaki ekran görüntüsüdür.

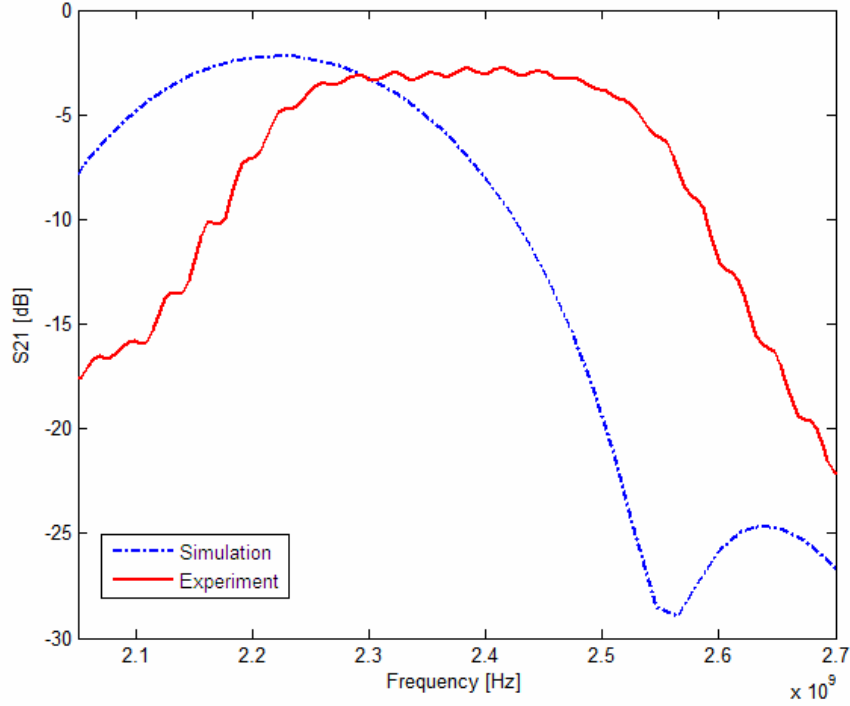


Şekil 3.10. Filtre 1’in S_{21} ölçümü sırasındaki VNA ekran görüntüsü



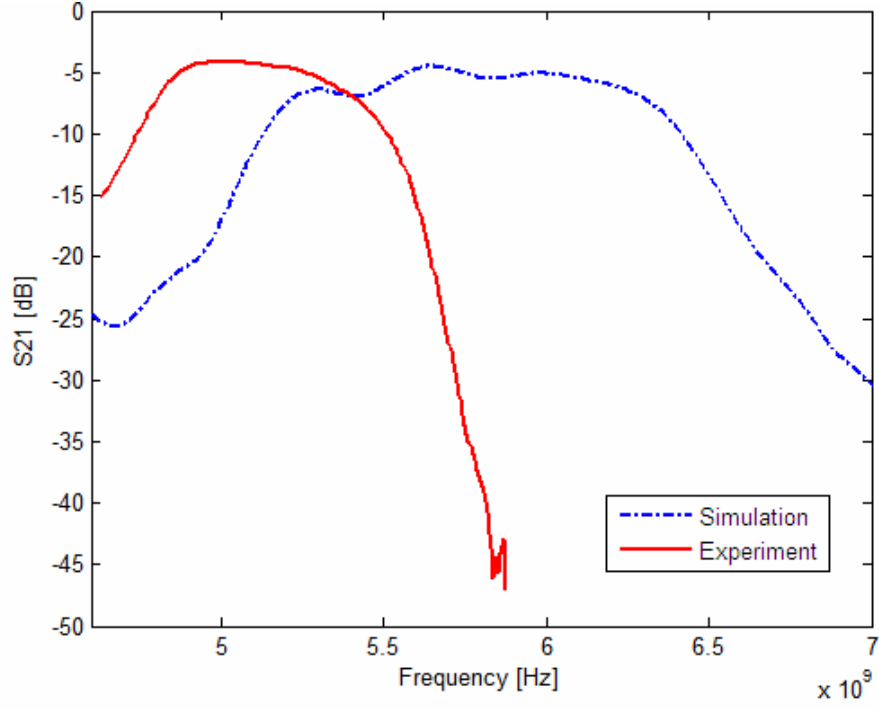
Şekil 3.11. Filtre 2’nin S_{21} ölçümü sırasındaki VNA ekran görüntüsü

Ölçülen S_{21} parametreleri, Touchstone formatına sahip olan [62] “filtre1.s2p” ve “filtre2.s2p” dosyalarına kaydedilmiştir. Daha sonra bu dosyalar, XFDTD® yazılımına aktarılmış ve $\varepsilon = 4$ alınarak yapılan benzetimlerden elde edilen filtre karakteristikleriyle aynı eksen takımında çizdirilmiştir. Bu grafikler, Filtre 1 ve Filtre 2 için sırasıyla Şekil 3.12 ve Şekil 3.13’da gösterilmiştir.

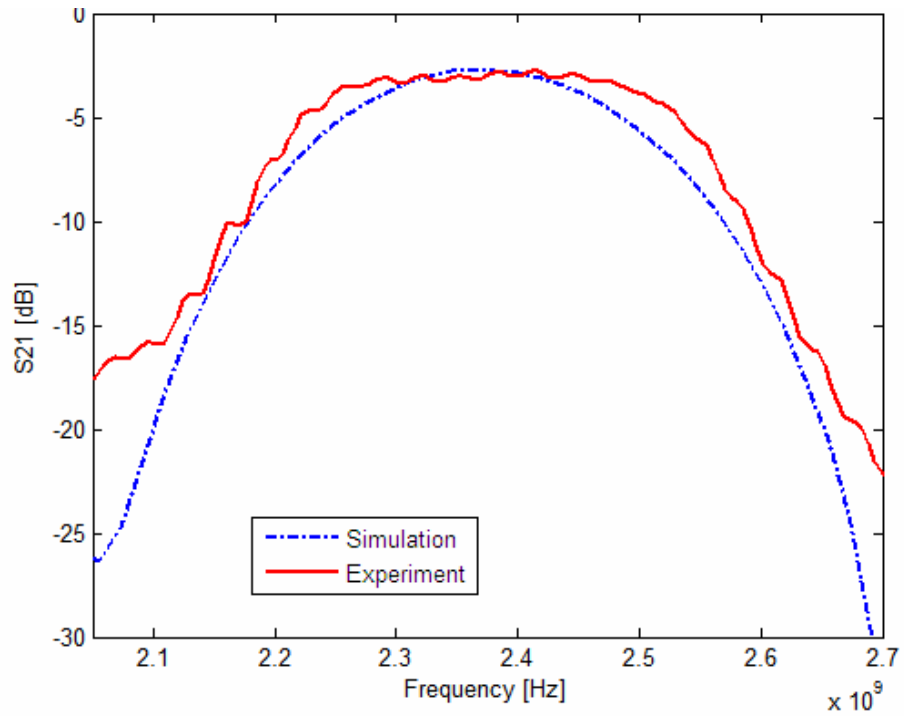


Şekil 3.12. Filtre 1 için ölçülen (kesikli çizgi) ve dielektrik sabiti tam değerine ayarlanmadan önce benzetimden (sürekli çizgi) elde edilen S_{21} grafikleri

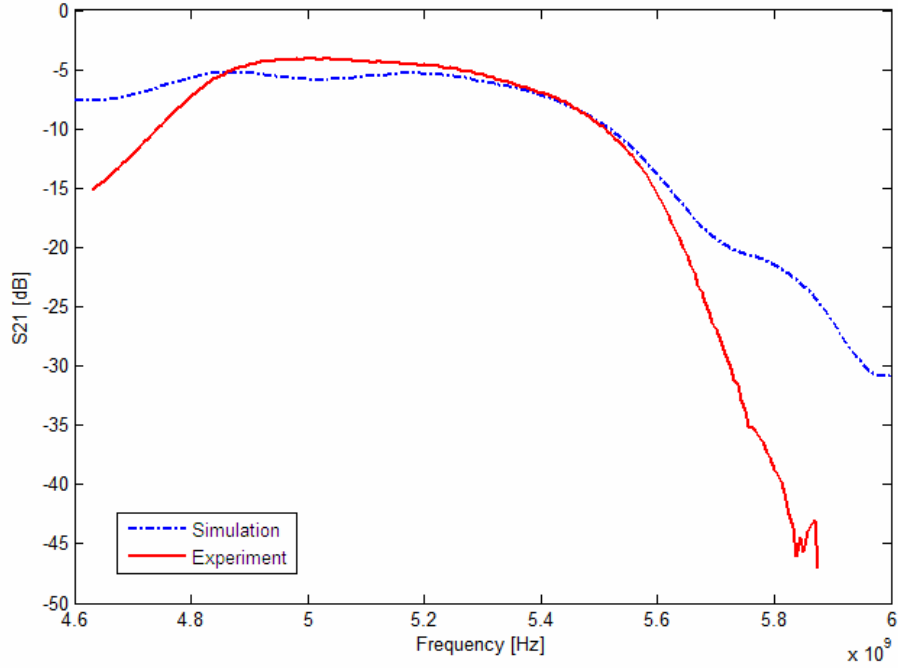
Dielektrik sabitinin tam değerini elde etmek için, benzetimde kullanılan dielektrik sabiti değeri, ölçülen ve benzetimden elde edilen filtre karakteristikleri üst üste çakışacak şekilde ayarlanmıştır. Elde edilen yeni frekans karakteristikleri ise Şekil 3.14 ve Şekil 3.15’de verilmiştir. Filtre 1 ve Filtre 2 için sırasıyla, $\varepsilon = 4.5$ ve $\varepsilon = 3.6$ değerleri için, benzetimden elde edilen ve ölçülen filtre karakteristikleri, merkez frekans civarında örtüşmüştür. Böylelikle, filtrelerde kullanılan FR4 tipi PCB’lerin dielektrik sabitleri, IEEE 802.11b/g frekansı (2.4 GHz) için 4.5 ve IEEE 802.11a frekansı (5.1 GHz) için 3.6 olarak belirlenmiştir.



Şekil 3.13. Filtre 2 için ölçülen (kesikli çizgi) ve dielektrik sabiti tam değerine ayarlanmadan önce benzetimden (sürekli çizgi) elde edilen S_{21} grafikleri



Şekil 3.14. Filtre 1 için ölçülen (kesikli çizgi) ve dielektrik sabiti tam değerine Ayarlandıktan sonra benzetimden (sürekli çizgi) elde edilen S_{21} grafikleri



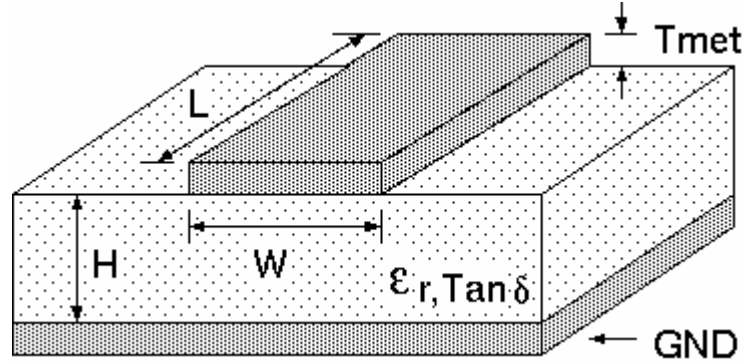
Şekil 3.15. Filtre 1 için ölçülen (kesikli çizgi) ve dielektrik sabiti tam değerine ayarlandıktan sonra benzetimden (süreklî çizgi) elde edilen S_{21} grafikleri

Şekil 3.14 ve Şekil 3.15’den de görüldüğü gibi, ölçülen ve dielektrik sabitinin doğru değeri ile benzetimden elde edilen filtre karakteristikleri transfer bandında uyum içerisindedir. Ancak, zayıflatma bandında birbirlerinden ayrılmaktadır. Bunun sebebi, dielektrik sabitinin frekans ile değişmesidir.

Bu bölümden elde edilen dielektrik sabiti değeri, daha sonraki bölümlerde, PCB üzerinde mikroşerit hatların tasarımı sırasında kullanılacaktır.

3.2. MİKROŞERİT HAT SENTEZİ İÇİN GELİŞTİRİLEN MATLAB GRAFİK KULLANICI ARAYÜZÜ (GKA) TASARIMI

RF kuvvetlendirici devresinin yapılacağı FR4 tipi PCB için dielektrik sabiti, C-bandında bulunan 5.1 GHz frekansı için 3.6 olarak Bölüm 3.1’de bulunmuştur. İkinci adım, 50 Ω standart empedans seviyesini sağlayacak şekilde, FR4 üzerindeki mikroşerit iletim hatlarının genişliklerinin hesaplanmasıdır.



Şekil 3.16. Bir mikroşerit hattın kesit görünümü [63]

Şekil 3.16’da görüldüğü gibi bir mikroşerit hat ele alındığında, bu hattın karakteristik empedansı için, $0.1 < \frac{W}{H} < 3.0$ ve $1 < \epsilon_r < 15$ olmak şartıyla,

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left(\frac{5.98H}{0.8W + T_{met}} \right) \text{ (Ohm)} \quad (3.3)$$

bağıntısı ile verilebilir [63]. Z_0 verildiğinde kullanılması gereken hat genişliği için de,

$$W = \frac{5}{4} \left[\frac{5.98H}{\exp \left(\frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_r + 1.41}}{87} \right)} - T_{met} \right] \text{ (m)} \quad (3.4)$$

olarak yazılabilir. (3.3) ve (3.4)’ün kolaylıkla hesaplanabilmesi için, MATLAB programında iki farklı Grafik Kullanıcı Arayüzü-GKA (Graphical User Interface-GUI) hazırlanmıştır. Tasarlanan GKA’lardan bir tanesi (Şekil 3.17), verilen bir mikroşerit hat genişliği için elde edilecek hat karakteristik empedansını ve yansıma katsayısını; diğeri ise (Şekil 3.18) elde edilmek istenen bir karakteristik empedans için gereken mikroşerit hat genişliğini vermektedir. (3.3) ve (3.4)’ün hesaplanması için hazırlanan MATLAB .m dosyaları ve GKA’ların yerleşimi için kullanılan .m dosyaları Ek-1’de verilmiştir.

Z0calc

Mikroşerit Hat Karakteristik Empedans Hesaplama Arayüzü

Kart ve Hat Parametrelerini Giriniz:

Mikroşerit Hat Genişliği (mm)	Kart Kalınlığı (h) (mm)	Bağıl dielektrik sabiti (Er)	Bakır Kalınlığı (mm)
2	1.6	4.3	0.0035

Karakteristik empedansı ve yansımaya katsayısını hesapla!

Z0= 65.0339 Ohm Rho= 0.13069

Şekil 3.17. PCB parametreleri ve mikroşerit hat genişliği verildiğinde oluşacak olan karakteristik empedansı ve yansımaya katsayısını (50Ω 'a göre) hesaplama arayüzü

Wcalc

Mikroşerit Hat Genişliği Hesaplama Arayüzü

Kart ve Hat Parametrelerini Giriniz:

İstenilen hat empedansı (Ohm)	Kart Kalınlığı (h) (mm)	Bağıl dielektrik sabiti (Er)	Bakır Kalınlığı (mm)
50	1.6	4.9	0.0035

Gerekli olan hat genişliğini hesapla!

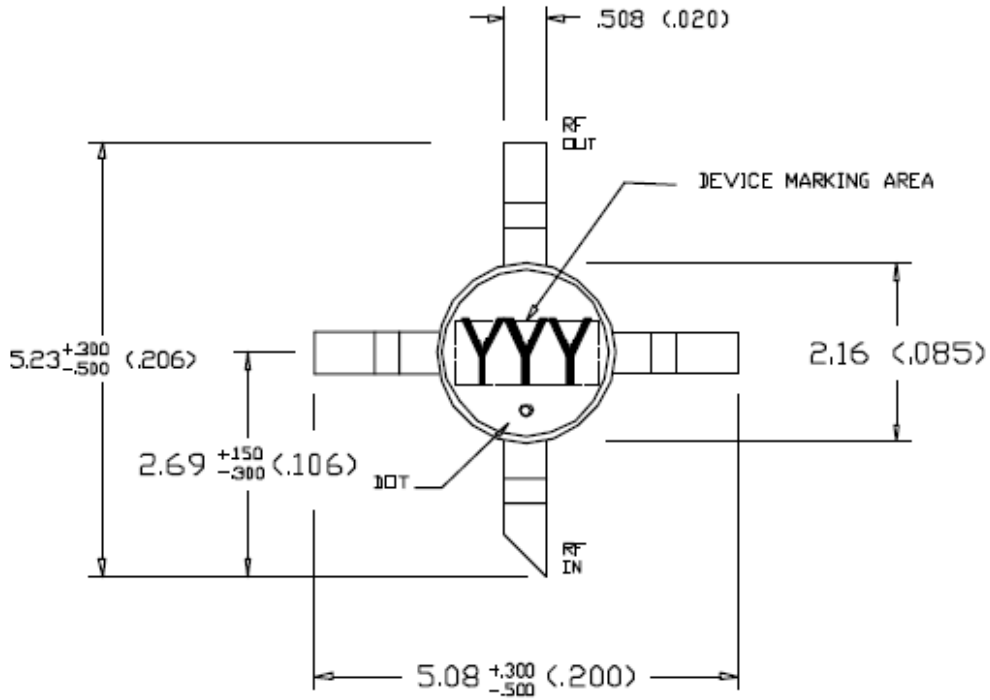
W= 2.8233 mm

Şekil 3.18. PCB parametreleri ve istenilen karakteristik empedans verildiğinde mikroşerit hat genişliğini hesaplama arayüzü

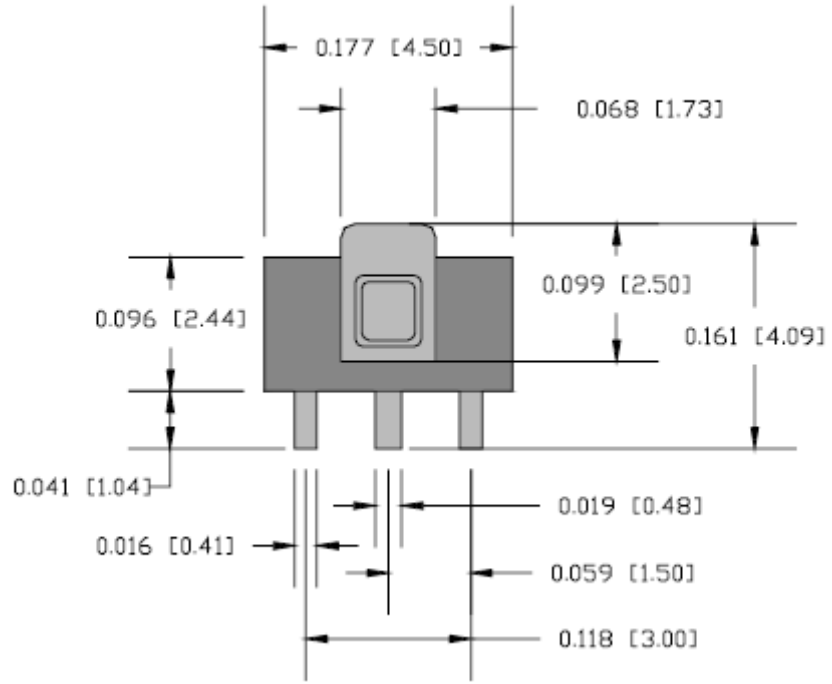
3.3. RF KUVVETLENDİRİCİ DEVRESİNİN PROTOTİP ÜRETİMİNDE KULLANILAN AKTİF VE PASİF ELEMANLAR

3.3.1. Prototip Üretiminde Kullanılan MMIC'ler

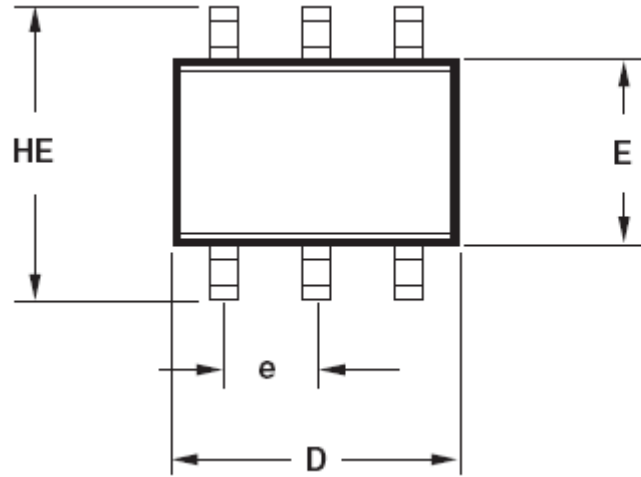
RF MMIC'ler konusunda literatüre ve endüstriye bakıldığında, parazitik etkilerin yüksek frekanslarda çoğalmasından ve ısıl etkilerin performansı önemli ölçüde değiştirmesinden dolayı, ısı yayılımını en iyi şekilde sağlayan, aynı zamanda da oluşabilecek parazitik etkileri minimize eden entegre devre kılıflarının olduğu görülmektedir [64-66]. RF MMIC'lerde kullanılan paketlerden en çok kullanılan dördü, SOT-86 (Small Outline Transistor-86), SOT-89, SOT-363 ve LP3 (Low Stress Injection Molten Plastic 3) tipi paketlerdir ve bu paketlerin şekilleri sırasıyla Şekil 3.19, Şekil 3.20, Şekil 3.21 ve Şekil 3.22'de verilmiştir. Bu çalışmada, normal uçlu havya ile nispeten daha iyi lehimlenebildikleri için, SOT-86 ve SOT-89 kılıflara sahip olan MMIC'ler kullanılmıştır.



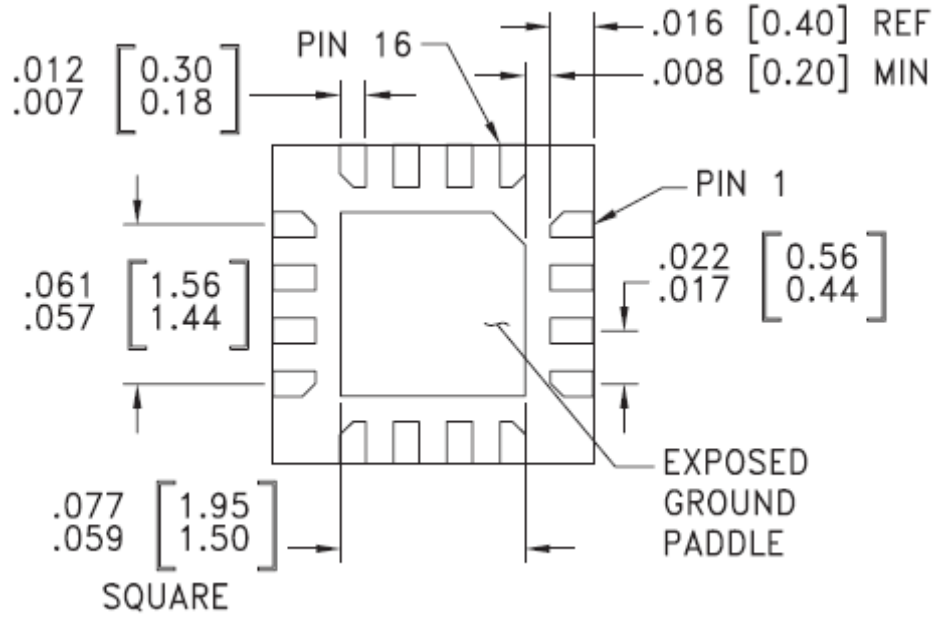
Şekil 3.19. SOT-86 MMIC paketi şematik gösterilimi (mm [inç])



Şekil 3.20. SOT-89 MMIC kılıfı şematik gösterilimi (mm [inç])



Şekil 3.21. SOT-363 MMIC kılıfı şematik gösterilimi

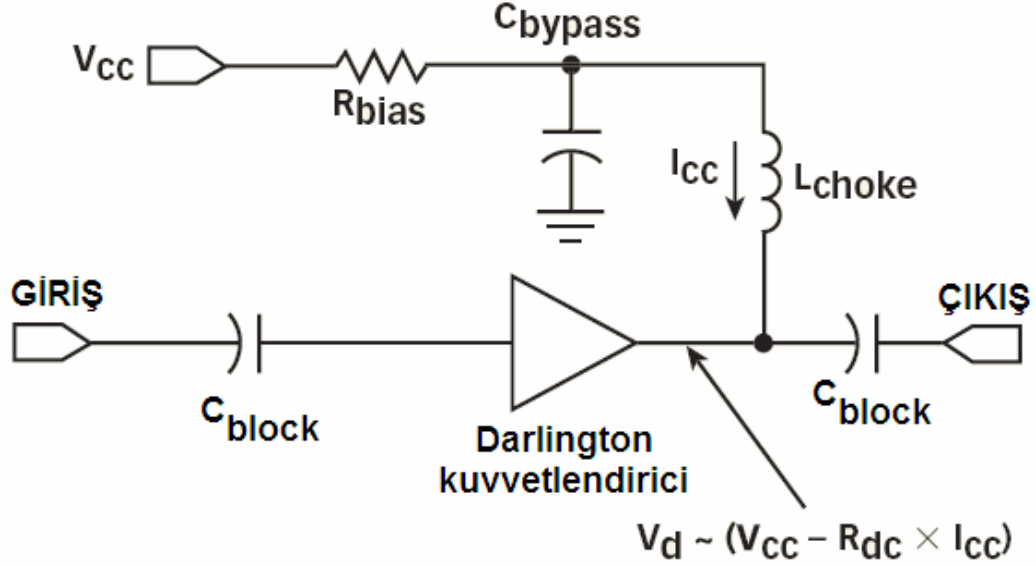


Şekil 3.22. LP3 MMIC kılıfı şematik gösterilimi (mm [inç])

Bu çalışmada amaçlanan C-bandında çalışan ve maksimum çıkış gücü veren MMIC'ler için literatür ve piyasa araştırması yapılmış ve satın alınabilirlik, çalışma frekansına uygunluk, lehirlenebilirlik özellikleri değerlendirilerek; en uygun olan MMIC'lerin, RF Microdevices® firmasının ürettiği NBB-300 ve Sirenza Microdevices® firmasının ürettiği SBB-5089(Z) olduğu sonucuna varılmıştır. Bu MMIC'ler satın alınarak prototip RF kuvvetlendiriciler üretilmiştir.

NBB-300, InGaP/GaAs bileşik yarıiletkenleri kullanılarak üretilen ve ard arda bağlanmaya uygun olan heterojonksiyonlu bipolar transistör (Heterjunction Bipolar Transistor-HBT) kullanan bir MMIC'dir. Giriş ve çıkış uçlarının 50Ω 'a uyumlu olması ve koşulsuz kararlılığın sağlanması da önemli bir avantajlarıdır. NBB-300, çoğu MMIC'de olduğu gibi, yüksek kazanç ve geniş bandgenişliğini aynı anda elde edebilmek için Darlington bağlı HBT'ler kullanmaktadır. 0 GHz – 12 GHz aralığında kullanılabilmekte ve 10 dB – 20 dB arasında mümkün olduğunca düz bir kazanç-frekans karakteristiği sağlamaktadır. P1dB açısından ise, 10 dBm – 18dBm arasında çıkış gücü verebilmekte, böylece orta güçlü kuvvetlendirici (Medium Power

Amplifier-MPA) grubuna girmektedir. Girişine en fazla 20 dBm giriş gücü kabul edebilmektedir.



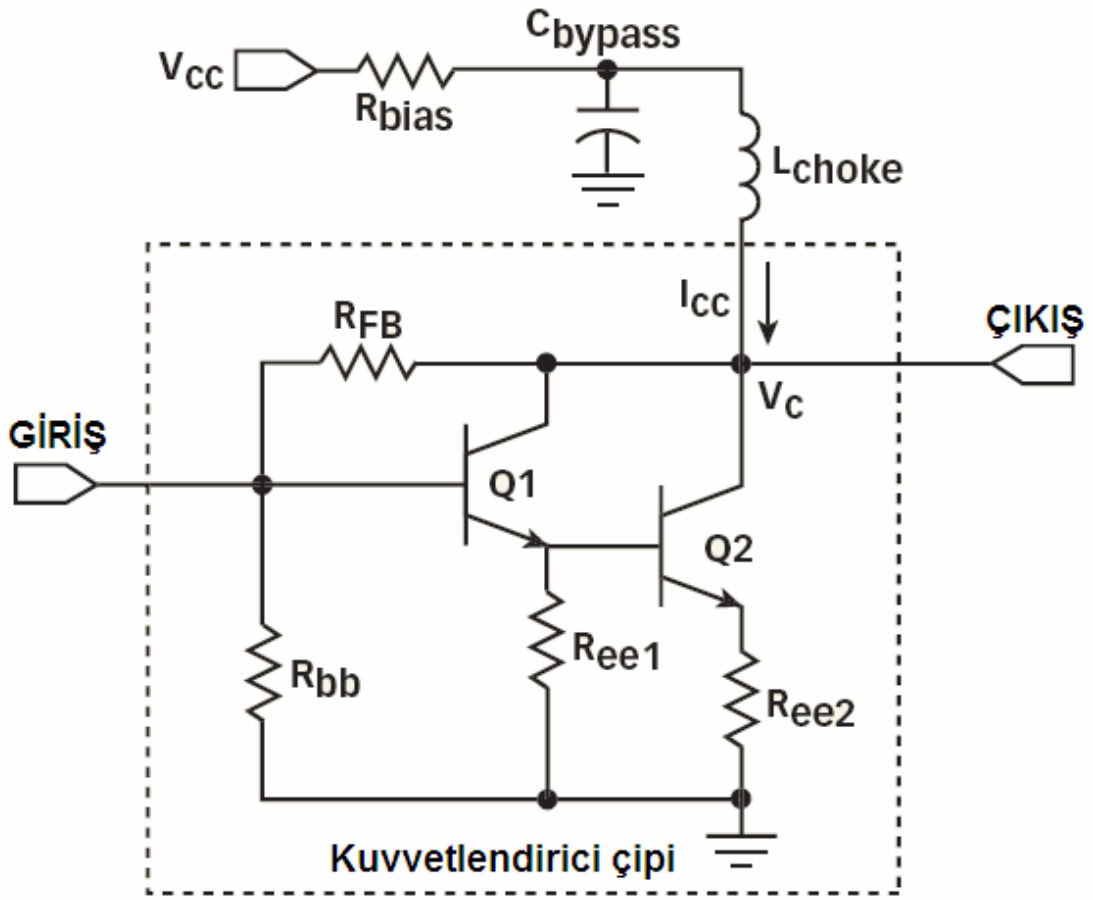
Şekil 3.23. Tipik bir MMIC uygulama devresi [67]

Kutuplanma yöntemleri açısından bakıldığında da, MMIC'ler iki grupta sınıflandırılabilir. Birinci grup, içerisindeki transistorlerin kutuplama akımlarını oluşturmak ve ayarlamak üzere bir kutuplama direnci ile besleme kaynağına bağlanan MMIC'lerdir. İkinci grup ise, kutuplama akımlarını, kendi iç yapısındaki akım aynaları ile sağlayan ve kendinden kutuplamalı (self biasing) olarak nitelenen MMIC'lerdir.

Kendinden kutuplamalı olmayan, MMIC'ler için genel kutuplama devresi Şekil 3.23'de gösterilmiştir [67]. MMIC'in iç yapısındaki transistorleri kutuplayarak çalışma noktasına getiren I_{CC} akımı, besleme gerilimi olan V_{CC} 'den R_{CC} kutuplama direnciyle oluşturularak, aynı zamanda RF çıkış gücünün de alındığı çıkış ucuna AC yalıtımı yapan bir boğucu bobin (L_{choke}) ile bağlanmaktadır. Kutuplama direncinin kullanılmasının sebebi, değişik besleme gerilimlerinin olduğu sistemlerde, MMIC'in kullanımına olanak oluşturmaktır [68]. C_{block} kondansatörlerinin görevi ise, giriş veya çıkışta bulunabilecek DC bileşenlerin, MMIC'e etki etmesini önlemektedir. Dikkat edilmesi gereken noktalardan biri ise, MMIC'lerin giriş-çıkış uçlarına bağlanacak

olan kondansatör ve bobinlerin, empedans uyumunu bozmayacak şekilde seçilmesidir.

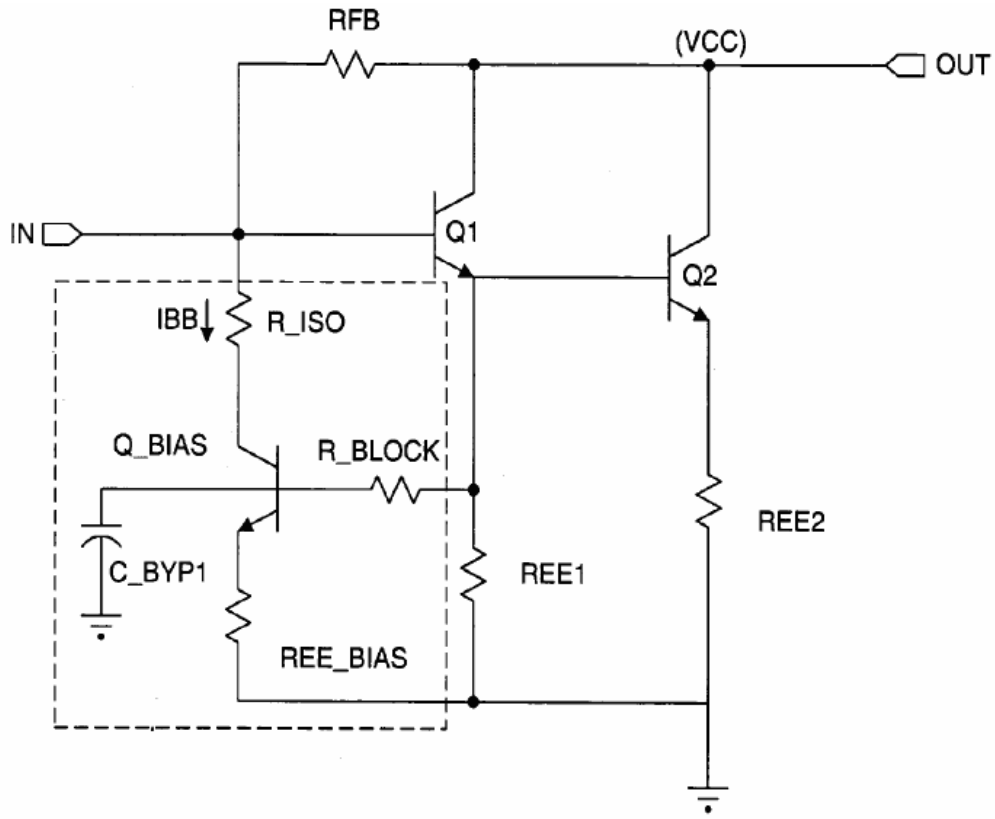
Entegre devre içerisinde, özellikle yüksek değerli bobinlerin üretimi zor olduğundan, genellikle MMIC'lerde AC işaretin besleme gerilimine kuple olmasını önlemek için dışarıdan bobin elemanı bağlanmaktadır. Burada dikkat edilmesi gereken nokta ise, MMIC'ler yüksek akım çekebildiklerinden, bobinlerin çekilen akım değerlerine uygun olmasıdır.



Şekil 3.24. Darlington kuvvetlendirici kullanan bir MMIC'in iç yapısı ve kutuplama elemanları ile gösterilimi [67]

Şekil 3.24'de ise, Darlington bağlı kuvvetlendirici kullanan bir MMIC'in iç yapısı ve dışarıdan bağlanan kutuplama elemanları detaylı olarak gösterilmiştir.

Tipik uygulamalarda, örneğin, 5 V'luk MMIC gerilimi (V_{device}) gerektiğinde, kutuplama direncinde (R_{bias}) 3 V'luk düşüş gerekmekte ve besleme gerilimi (V_{CC}) 8 V'a çıkmaktadır. Bu şekilde gereksiz gerilim düşümünü ve dolayısıyla güç harcamasını engellemek için, kutuplama direncini elimine etmek gerekmektedir. 2005 yılında alınan bir patent'e göre [69], Şekil 3.22'deki gibi bir akım aynası yapısı kullanıldığında, dışarıdan bağlanan kutuplama direnci yerine, çip içerisinde gerçekleştirilebilecek kadar küçük değerli bir direnç (REE_BIAS) kullanılabilmekte ve böylece, dışarıdan bağlanan kutuplama direncine gerek kalmamaktadır.

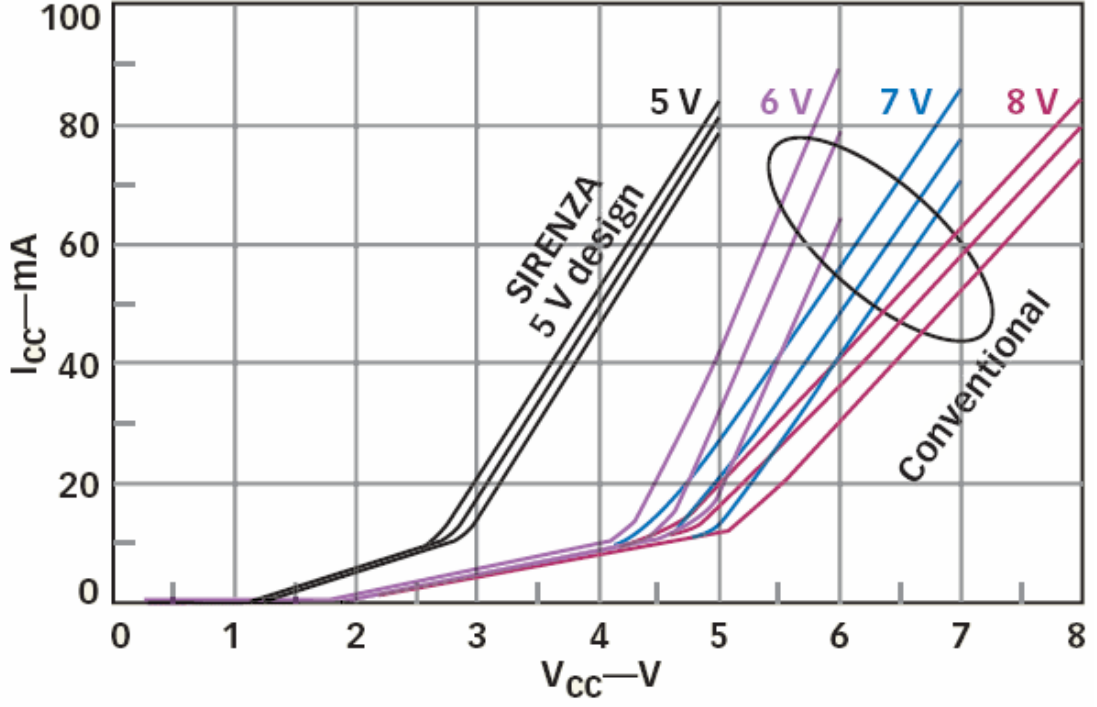


Şekil 3.25. Kendinden kutuplamalı (self-biasing) bir MMIC'in iç yapısı [69]

Şekil 3.25'deki kesikli bölgedeki R_BLOCK ve C_BYP1 elemanları ile, kuvvetlendiricinin baskın kutbu üretim esnasında ayarlanmaktadır.

Kutuplama direnci kullanan MMIC'lerin eleman akımı-besleme gerilimi değişimleri ile, kendinden kutuplamalı MMIC'lerin eleman akımı-besleme gerilimi değişimleri Şekil 3.26'da verilmiştir. Şekil 3.26'da da görüldüğü gibi, kendinden

kutuplamalı MMIC’lerde, eleman akımı besleme geriliminden çok fazla etkilenmemektedir. Özellikle kazancın sabit olmasının gerektiği sistemlerde, kazancın eleman akımıyla değiştiği göz önünde bulundurulursa, kendinden kutuplamalı sistemlerin bu bakımdan da avantajlı olduğu sonucuna varılabilir.



Şekil 3.26. Kendinden kutuplamalı olan ve kendinden kutuplamalı olmayan MMIC’lerin akımlarının besleme gerilimi ile değişimleri [67]

İkinci RF kuvvetlendirici devre prototipinde ise, Sirenza Microdevices®’ın ürettiği ve kendinden kutuplamalı olan SBB-5089(Z) MMIC kullanılmıştır. SBB-5089(Z), SOT-89 kılıfa sahiptir. 0 GHz – 8 GHz arasında çalışabilmekte ve 10 dB ile 22 dB arasında kazanç sağlamaktadır. 1 dB kısımla durumundaki çıkış gücü de 15 dBm – 20 dBm arasındadır [70].

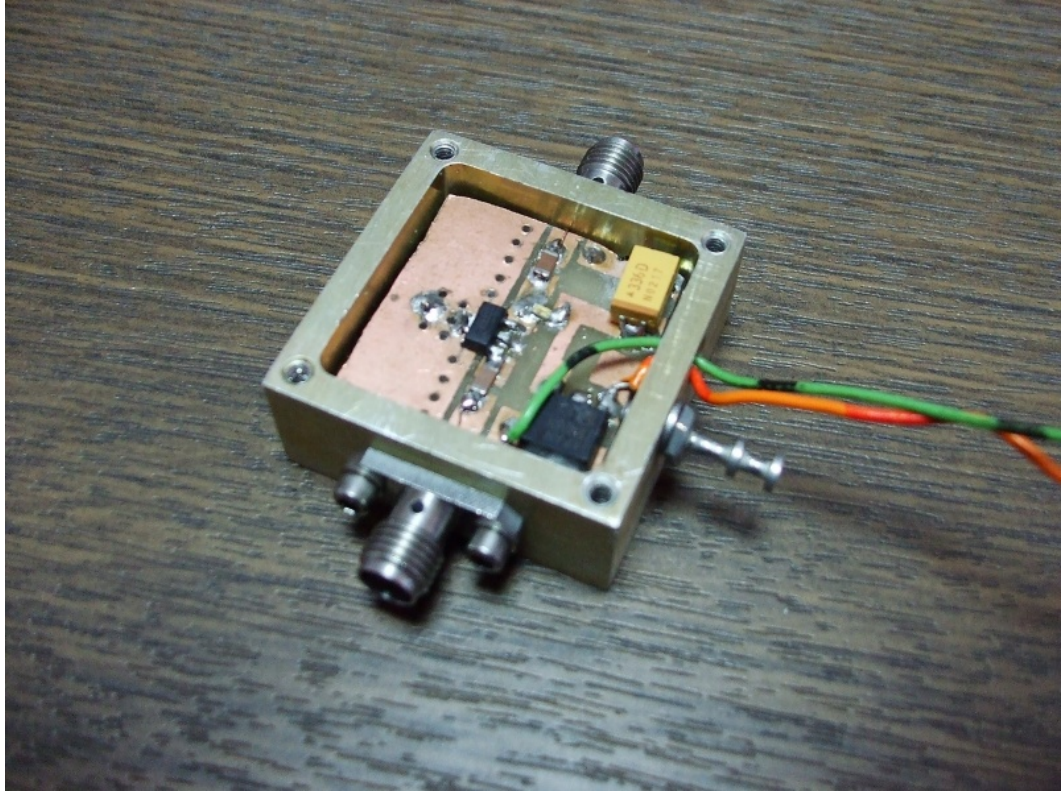
3.3.2. Prototip Üretiminde Kullanılan Pasif Elemanlar ve Gerilim Regülatörleri

Prototip üretiminde, parazitik etkileri minimize etmek amacıyla, pasif elemanlar ve MMIC’e gerilim sağlayan 5 V’luk tümdevre gerilim regülatörleri

(LM78M05) yüzey montajlı (Surface Mounted-SMT) olarak kullanılmıştır [71]. Kullanılan kondansatörler, boyut olarak 1206 standardında (3.2 mm x 1.6 mm), bobinler ise, 0603 standardındadır (1.6 mm x 0.8 mm).

3.4. KUVVETLENDİRİCİ DEVRESİ İÇİN PCB TASARIMI VE PROTOTİP ÜRETİMİ

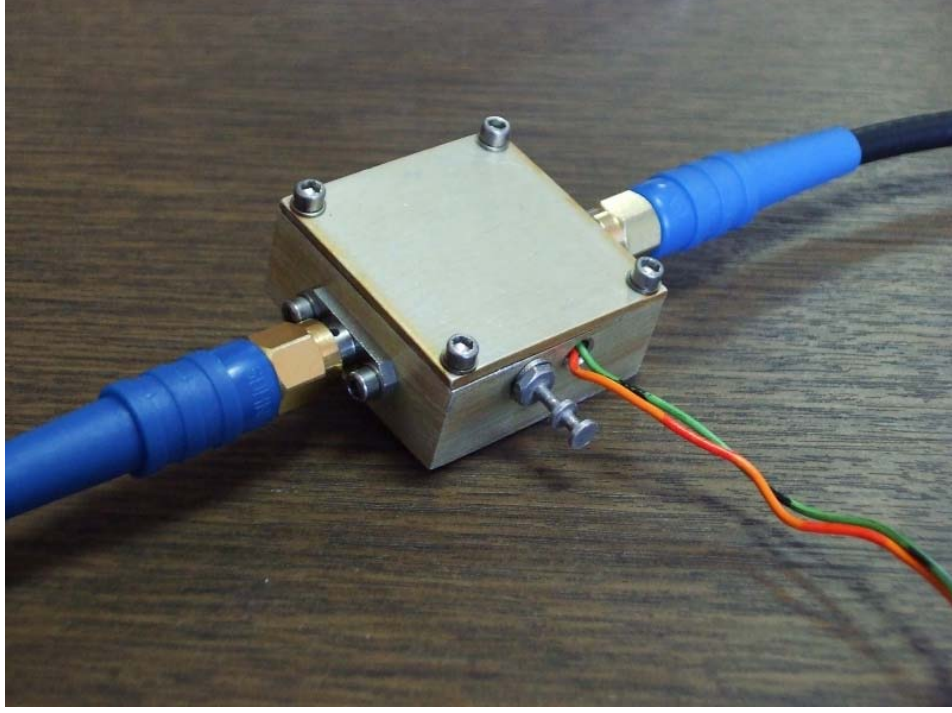
RF devreler genellikle, dışarıdan gelen parazitik işaretlere karşı koruma sağlamak amacıyla, metalik kutlar içerisine konulmaktadır. Bu çalışmada üretilen RF kuvvetlendirici devreler için de Şekil 3.27a ve Şekil 3.27b’de gösterilen ve SMA dışı konnektör takma yuvaları olan metal kutu kullanılmıştır.



Şekil 3.27a. Kuvvetlendirici devrelerinin yerleştirildiği metal kutu ve SMA konnektörler

Kullanılan metal kutunun iç kenar uzunlukları 2.6 cm x 2.6 cm, dış kenar uzunlukları 3 cm x 3 cm’dir. Prototip devrelerin boyutları da 2.5 cm x 2.5 cm olarak

tasarlanmış ve üretilmiştir. NBB-300 ve SBB-5089(Z) MMIC'leri kullanan RF kuvvetlendiriciler için tasarlanan PCB'lerin yerleşimleri sırasıyla Şekil 3.28 ve Şekil 3.29'da gösterilmiştir.



Şekil 3.27b. Metal kutunun dıştan görünüşü (SMA kablolar konnektörlere takılmış durumdadır.)

Şekil 3.28 ve Şekil 3.29'da, giriş ve çıkış kısımlarında bulunan mikroşerit hatların genişlikleri, Bölüm 3.2'de tasarlanan MATLAB GKA ile hesaplanmıştır. 1.6 mm dielektrik kalınlığında, 35 μm bakır kalınlığına sahip olan ve dielektrik sabiti 3.6 olarak belirlenen FR4 PCB için, 50 Ω karakteristik empedansı sağlayacak olan mikroşerit hattın genişliği $W=3.3$ mm olarak hesaplanmış ve PCB yerleşimleri, bu değer ele alınarak çizilmiştir.



Şekil 3.28. NBB-300 MMIC kullanan RF kuvvetlendiricinin PCB yerleşimi

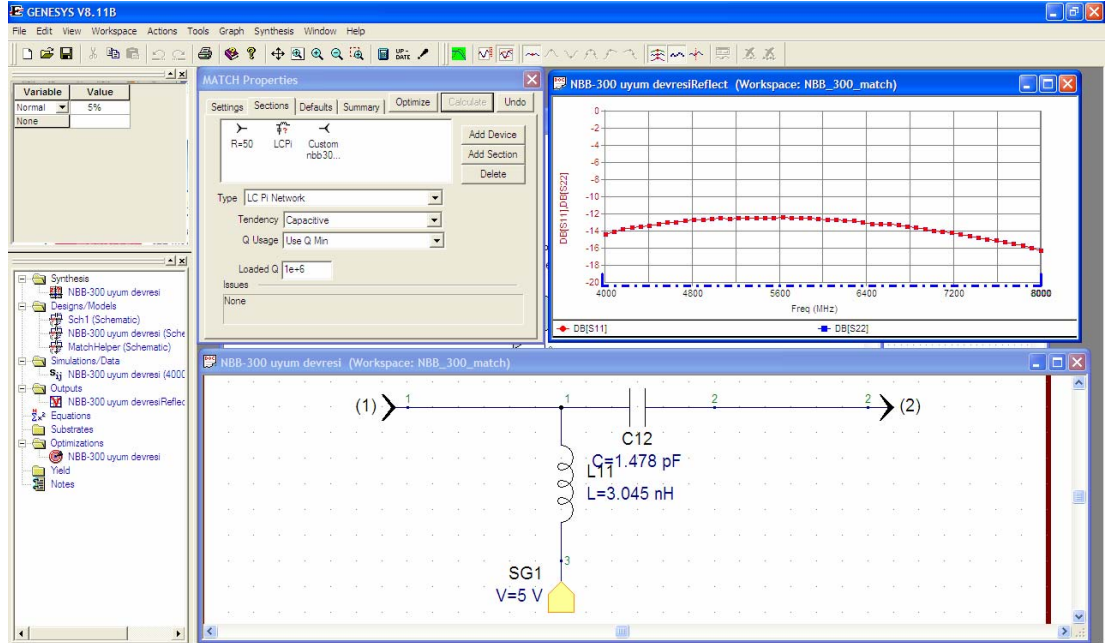


Şekil 3.29. SBB-5089(Z) kullanan RF kuvvetlendiricinin PCB yerleşimi

3.5. KULLANILAN MMIC'LER İÇİN EAGLEWARE GENESYS® PROGRAMI YARDIMIYLA UYUMLAŞTIRMA DEVRESİ TASARIMI

3.5.1. NBB-300 İçin Uyum Devresi Tasarımı

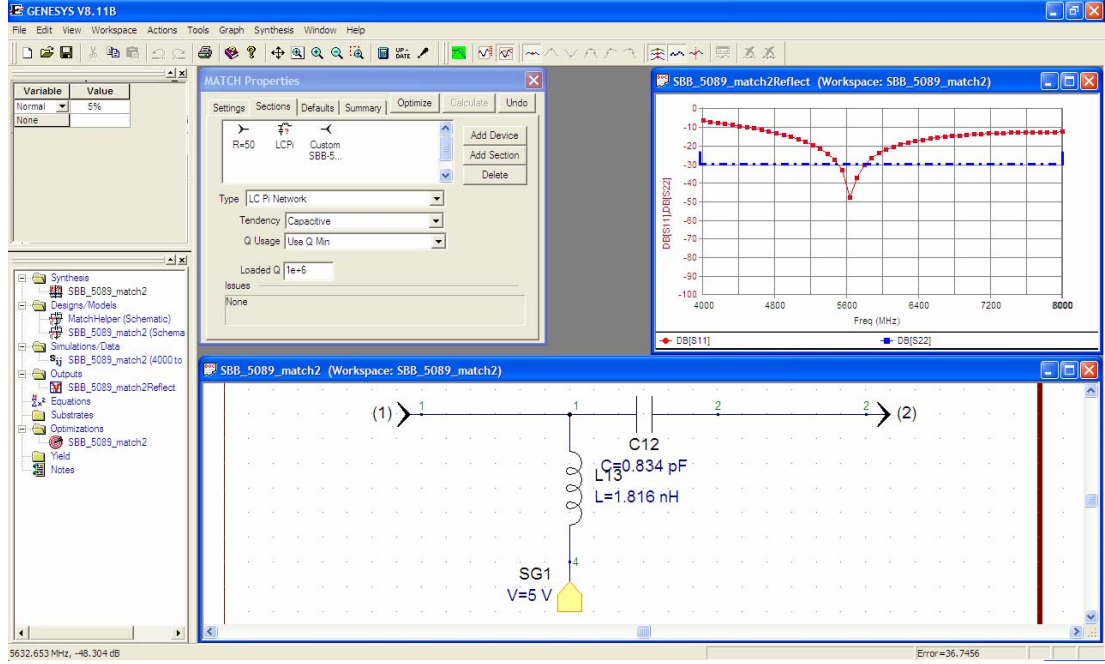
NBB-300'ün *S*-parametre dosyası olan “NBB300.s2p” PC'ye indirilmiş [72] ve Eagleware Genesys®'de Şekil 3.30'da görüldüğü gibi, LC uyum devresi tasarlanmıştır. Boğucu bobin (L_{choke}) ve C_{block} , sırasıyla 3.045 nH ve 1.478 pF seçildiğinde, en iyi uyumlaştırma sağlanmış olmaktadır. Standart bobin ve kondansatör değerleri göz önünde bulundurulduğunda, uygulamada $L_{choke}=3$ nH, $C_{block}=1.5$ pF olarak kullanılmıştır.



Şekil 3.30. NBB-300 MMIC için Eagleware Genesys®'de uyum devresinin tasarlanması

3.5.2. SBB-5089(Z) İçin Uyum Devresi Tasarımı

Benzer şekilde, SBB-5089(Z)'in *S*-parametre dosyası olan “SBB-5089(Z)-SPParameters.s2p” indirilerek [73], Eagleware Genesys® yardımıyla, uyum devresi Şekil 3.31'deki gibi tasarlanmıştır. Standart bobin ve kondansatör değerleri içerisinde, uygulamada $L_{\text{choke}}=1.8 \text{ nH}$ ve $C_{\text{block}}=1 \text{ pF}$ olarak seçilmiştir.



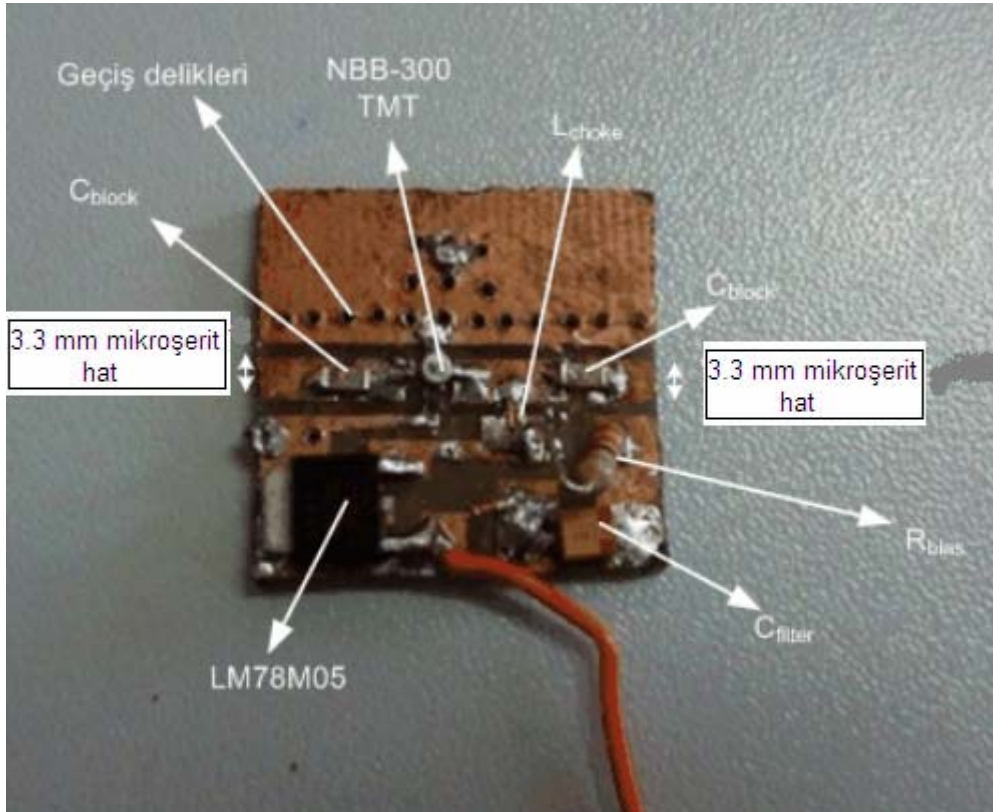
Şekil 3.31. SBB-5089(Z) MMIC için Eagleware Genesys®'de uyum devresinin tasarlanması

3.6. ÜRETİLEN RF KUVVETLENDİRİCİ PROTOTİPLERİ

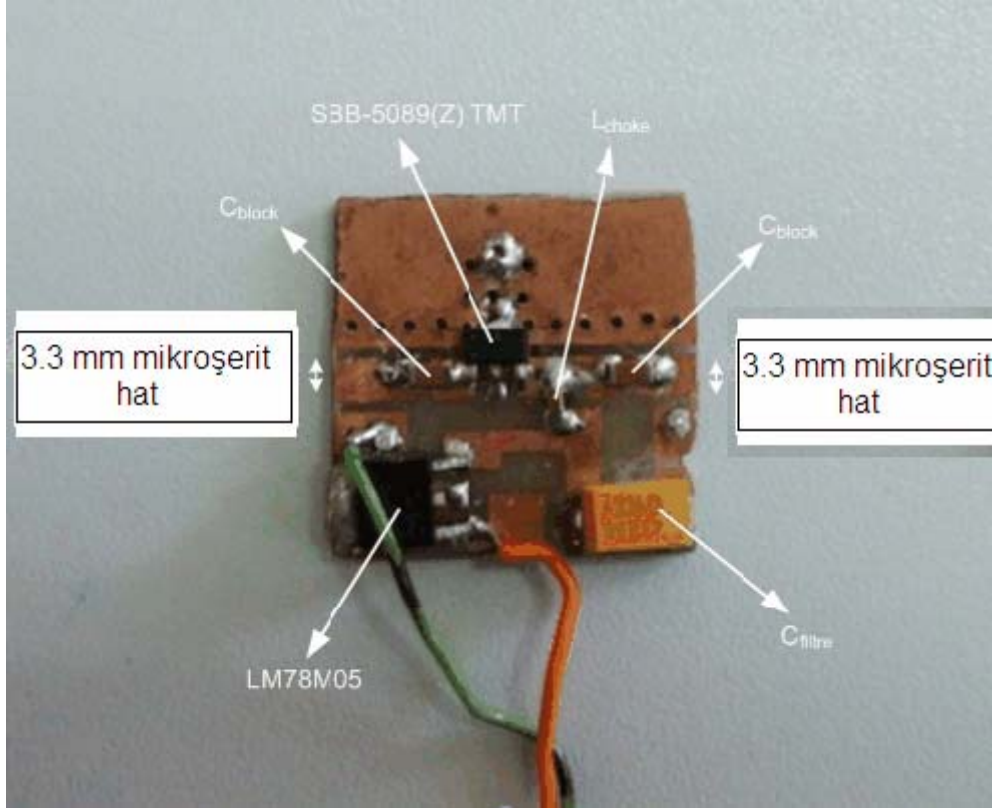
Önceki bölümlerde elde edilen bilgiler (gerekten mikroşerit hat genişlikleri, uyum devresi eleman değerleri) kullanılarak, Şekil 3.28 ve Şekil 3.29'da yerleşimleri gösterilen devreler üretilmiştir. Üretimde, [74]'de önerildiği gibi, PCB yerleşimler, lazer yazıcı ile, baskı devre transfer kağıdına alınmış, hat planı, PCB'ye aktarılmıştır. Daha sonra, PCB, demir klorid Fe_2Cl_3 çözeltisinde bir süre bekletilmiş ve, hat izlerinin olmadığı kısımlar aşındırılmıştır. Bu şekilde elde edilen ve NBB-300 kullanan RF kuvvetlendirici devresinin (Kuvvetlendirici 1) fotoğrafı Şekil 3.32'de,

SBB-5089(Z) kullanan kuvvetlendirici devresinin (Kuvvetlendirici 2) fotoğrafı ise, Şekil 3.33’de gösterilmiştir.

Devredeki tantal kondansatörler (C_{filter}), LM78M05 5 V gerilim regülatörlerinin çıkışındaki parazitleri süzmek amacıyla kullanılmaktadır. Kuvvetlendirici 1’deki kutuplama direnci $R_{\text{bias}}=22 \Omega$ olarak seçilmiştir [68]. Devrelerin her ikisi de test sırasında 9 V’luk kaynaklarla beslenmiştir. Kuvvetlendirici 1, 9V beslemeden $I_{\text{CC1}}=72 \text{ mA}$; Kuvvetlendirici 2 ise 9 V beslemeden $I_{\text{CC2}}=87 \text{ mA}$ akım çekmektedir. Bu durumda, Kuvvetlendirici 1 0.648 W, Kuvvetlendirici 2 ise 0.783 W güç tüketmektedir. Tüketilen gücün tamamı sadece MMIC’de değil, diğer devre elemanlarında da tüketilmektedir.



Şekil 3.32. NBB-300 ile gerçekleştirilen RF kuvvetlendirici devresi



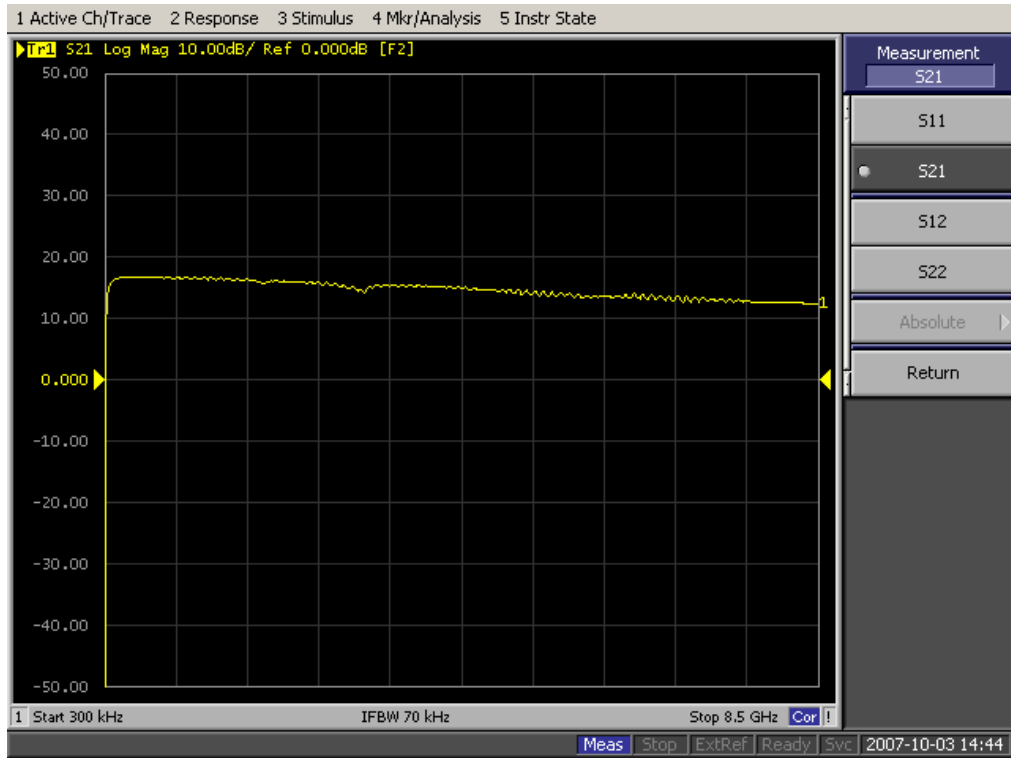
Şekil 3.33. SBB-5089(Z) ile gerçekleştirilen RF kuvvetlendirici devresi

4. BULGULAR VE TARTIŞMASI

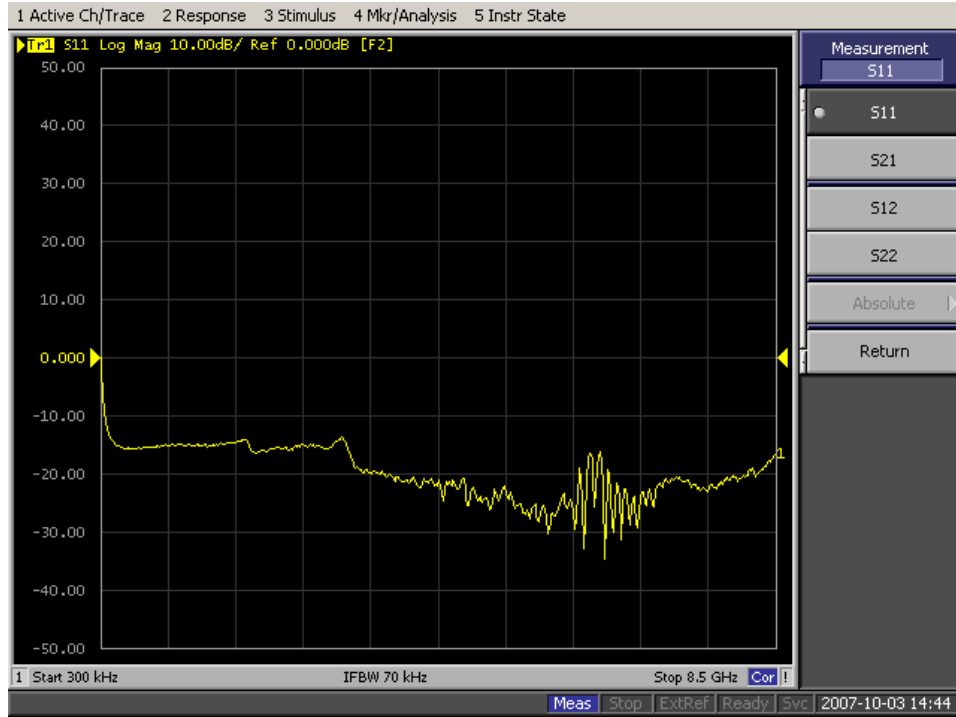
4.1. ÜRETİLEN RF KUVVETLENDİRİCİLERİN S-PARAMETRELERİ ÖLÇÜM SONUÇLARI

4.1.1. NBB-300 İle Gerçekleştirilen RF Kuvvetlendiricinin Ölçüm Sonuçları

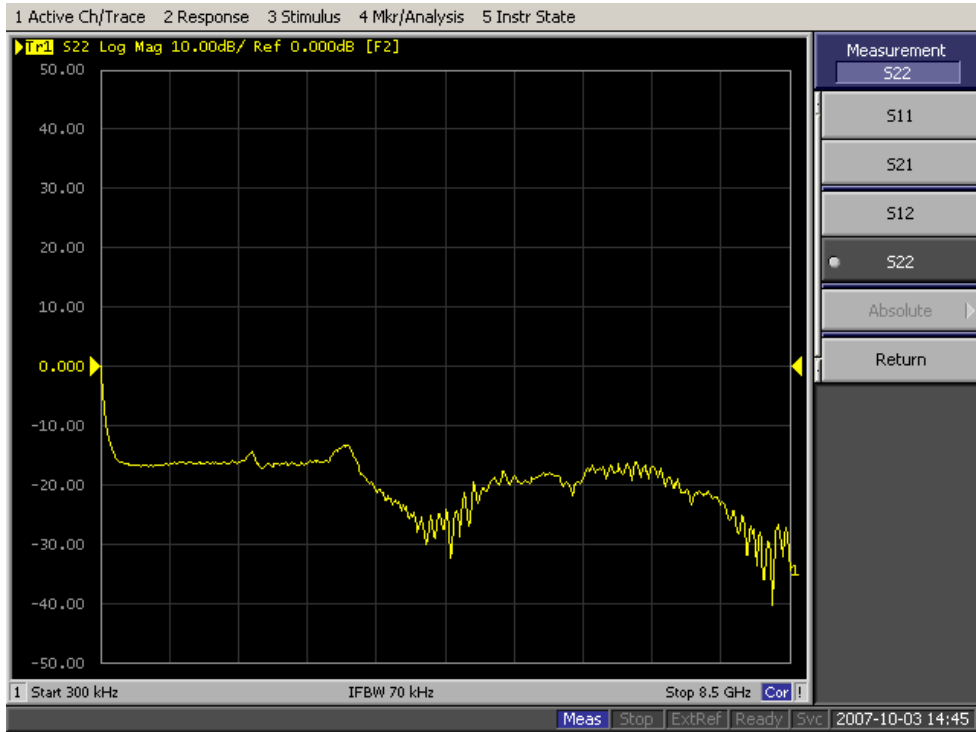
Üretilen RF kuvvetlendiriciler, HP5071B mikrodalga devre analizörü ile test edilmişlerdir. Öncelikle, HP5071B'nin kalibrasyonu yapılmıştır. RF kuvvetlendiricilerin ölçümü yapılırken, giriş gücü değeri $P_{in}=0$ dBm olarak alınmıştır. Kuvvetlendirici 1 için ölçümler, 300 kHz'den, 8.5 GHz frekansına kadar yapılarak, kuvvetlendiricinin hem C-bandında (4 GHz – 8 GHz) hem de daha düşük frekanslarda çalıştığı gösterilmiştir. Ölçümler sırasında S-parametreleri ve HP5071B'nin ekran görüntüleri GBIP ile PC'ye aktarılmıştır. Kuvvetlendirici 1'in S-parametreleri ölçümleri aşağıda verilmiştir.



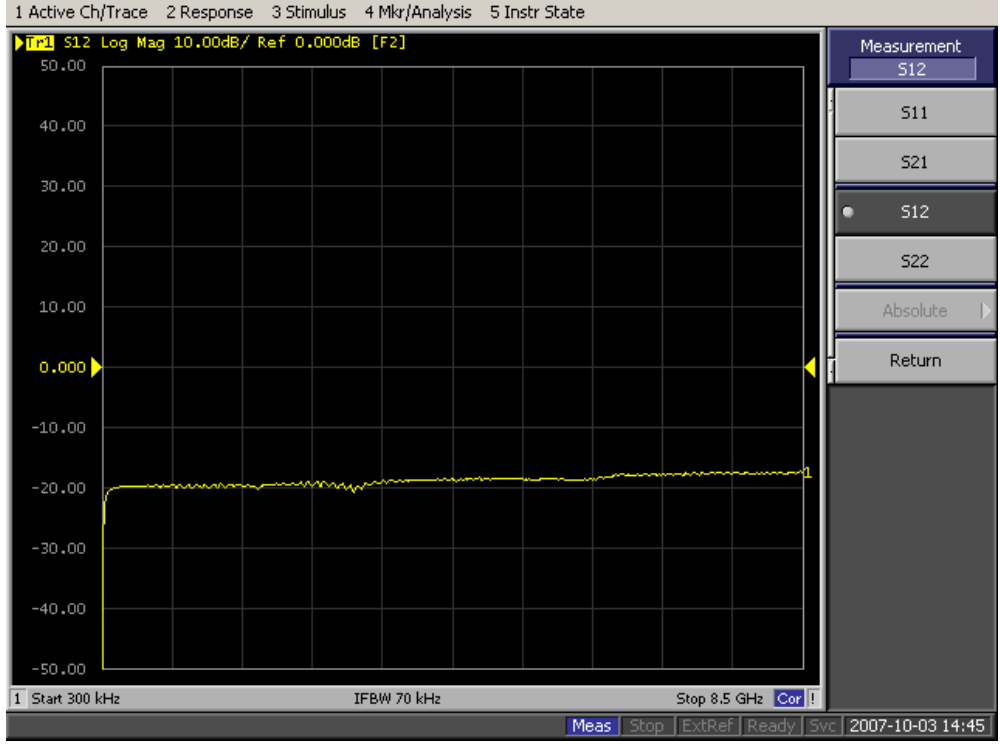
Şekil 4.1. Kuvvetlendirici 1'in kazanç-frekans (S_{21}) ölçümü



Şekil 4.2. Kuvvetlendirici 1'in giriş kapısı dönüş kaybı (S_{11}) ölçümü



Şekil 4.3. Kuvvetlendirici 1'in çıkış kapısı dönüş kaybı (S_{22}) ölçümü

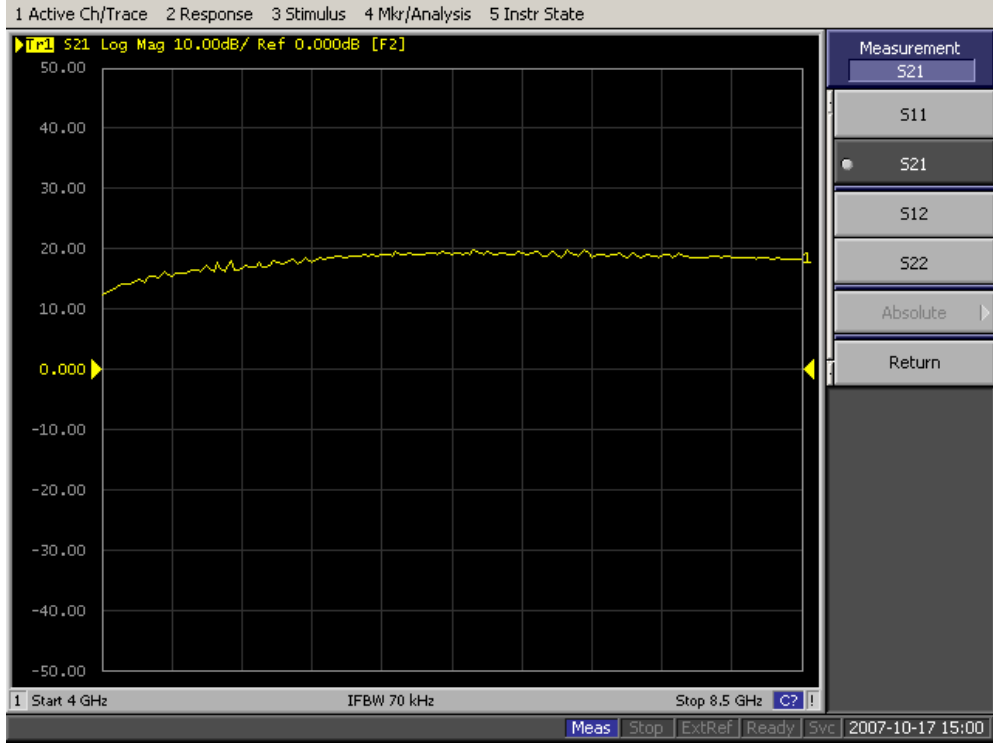


Şekil 4.4. Kuvvetlendirici 1'in ters izolasyon (S_{12}) ölçümü

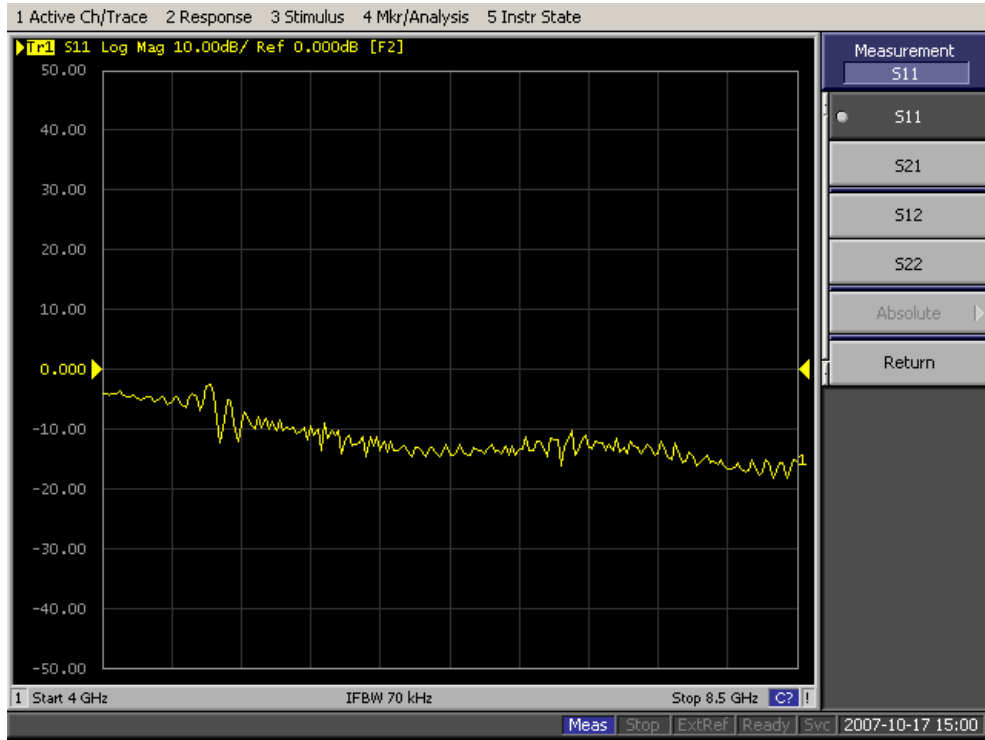
Şekil 4.1, 4.2, 4.3 ve 4.4'den de görüldüğü gibi, Kuvvetlendirici 1, geniş bir aralıkta çalışmaktadır. S_{11} , S_{22} ve S_{12} karakteristikleri çok geniş bir bölgede referans değer olan -10 dB'in altındadır, buna karşın kazanç ise (S_{21}) 18 dB ile 12 dB arasında değişmektedir.

4.1.2. SBB-5089(Z) İle Gerçekleştirilen RF Kuvvetlendiricinin Ölçüm Sonuçları

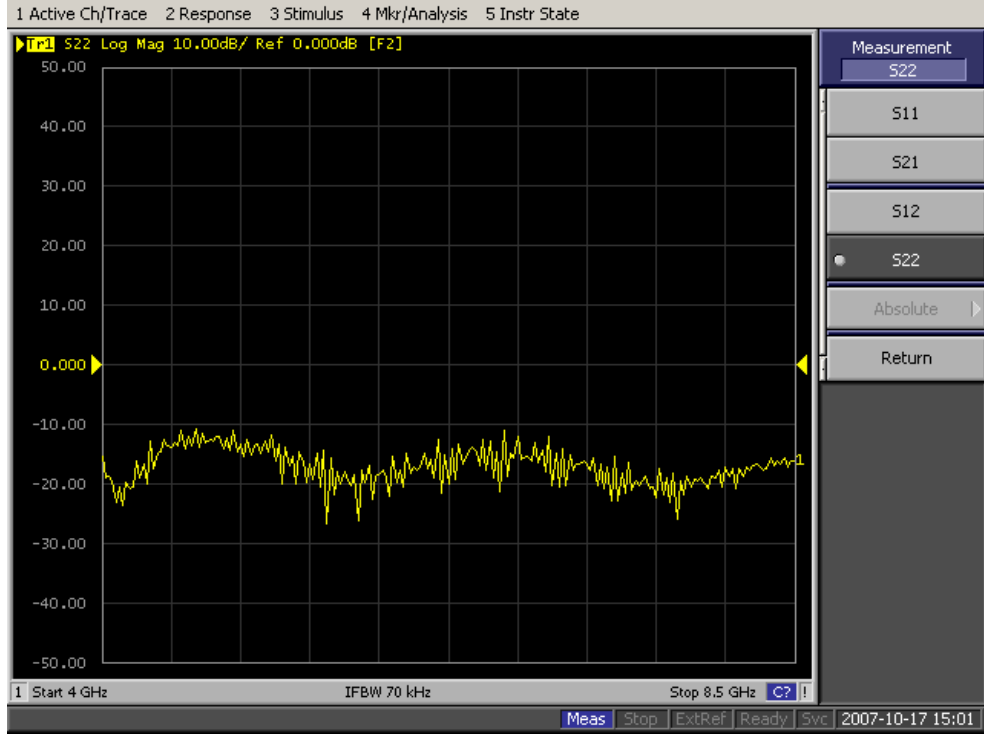
SBB-5098(Z) ile yapılan RF kuvvetlendiricinin S -parametreleri karakteristikleri de C-bandında (4 GHz – 8 GHz) ölçülmüş ve Şekil 4.5, 4.6, 4.7 ve 4.8'de gösterilmiştir.



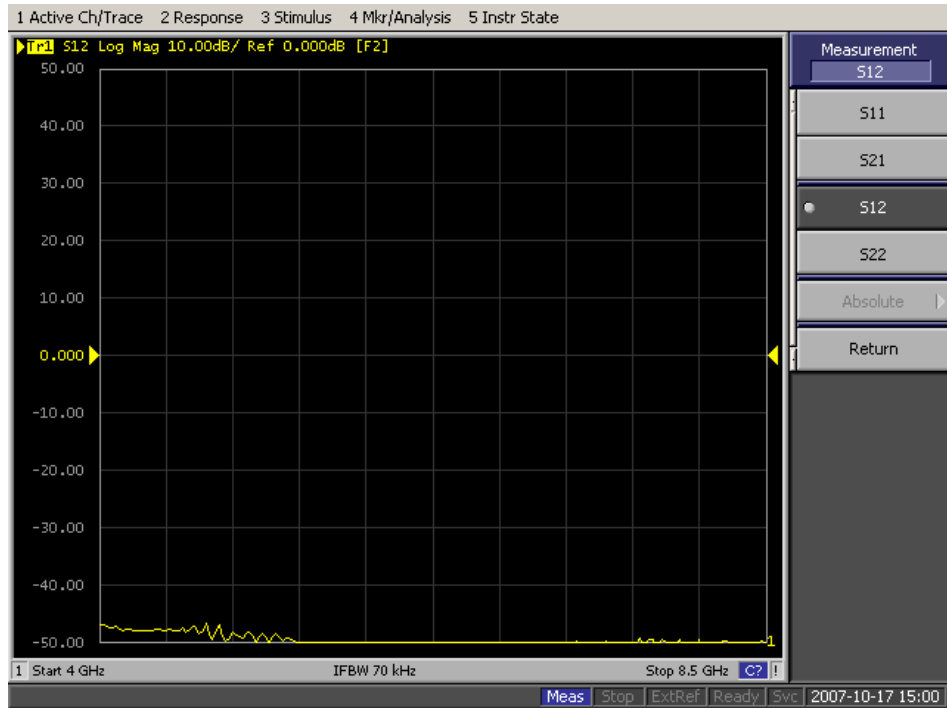
Şekil 4.5. Kuvvetlendirici 2'nin kazanç (S_{21}) ölçümü



Şekil 4.6. Kuvvetlendirici 2'nin giriş kapısı dönüş kaybı (S_{11}) ölçümü



Şekil 4.7. Kuvvetlendirici 2'nin çıkış kapısı dönüş kaybı (S_{22}) ölçümü



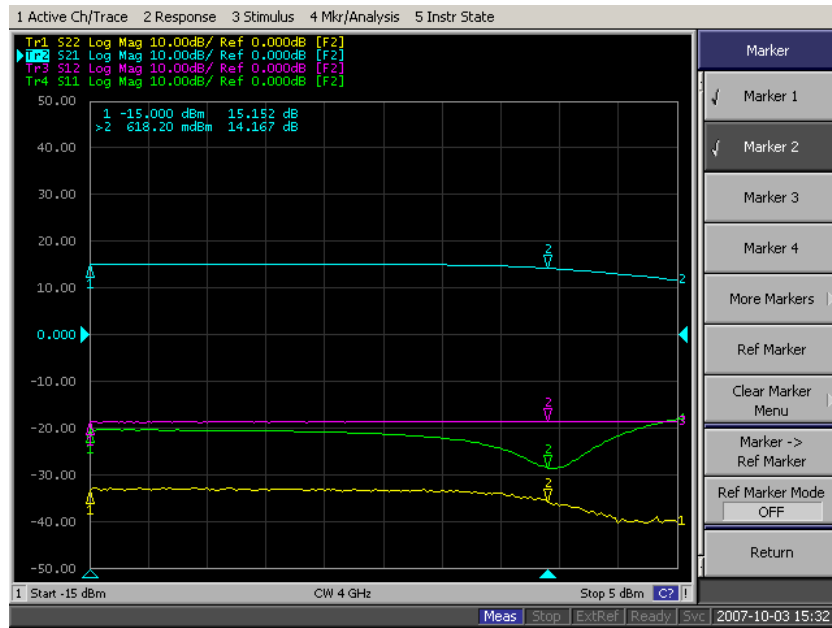
Şekil 4.8. Kuvvetlendirici 2'nin ters izolasyon (S_{12}) ölçümü

4.2. ÜRETİLEN RF KUVVETLENDİRİCİLERİN 1 dB KISILMA NOKTASI ÖLÇÜM SONUÇLARI

4.2.1. 1 dB Kısılma Noktasının ve Bu Noktadaki Çıkış Gücünün Belirlenmesi

Güç kuvvetlendiricileri için önemli olan parametrelerden biri de, 1 dB kısılma noktasıdır. 1 dB kısılma noktası (1 dB compression point), belirli bir frekansta, kazancın, 1 dB düştüğü çıkış gücü değeri olarak tanımlanır [5]. 1 dB kısılma noktasını, RF güç ölçer ile direkt olarak veya mikrodalga devre analizörü ile dolaylı (ölçümlerden sonra bazı hesaplamalar yaparak) olarak ölçmek mümkündür. Bu çalışmada, Agilent 5071B mikrodalga devre analizöründeki güç taraması (power sweep) ölçümü kullanılarak 1 dB kısılma noktası dolaylı olarak ölçülmüştür.

Agilent 5071B mikrodalga devre analizöründe, güç taraması ölçümü, giriş gücünü değiştirerek, test altındaki cihazın (Device Under Test-DUT) S-parametrelerinin giriş gücüyle değişimini vermektedir. Mesela, Şekil 4.9'da Kuvvetlendirici 1'in 4 GHz frekansında S-parametrelerinin giriş gücüyle değişiminin ölçümü gösterilmiştir.



Şekil 4.9. 4 GHz'de kuvvetlendirici 1'in S-parametrelerinin giriş gücüyle değişimi

Şekil 4.9’da, S_{21} grafiğinde, işaretleyici 1 (marker 1), en düşük giriş gücü için, Kuvvetlendirici 1’in 15.152 dB kazanç sağladığını göstermektedir. İşaretleyici 2 ise, kazancın yaklaşık 1 dB düşerek 14.157 dB olduğu noktayı göstermektedir. Bu noktadaki giriş gücü 0.6182 dBm’dir. Ancak, 1 dB kısılma noktası için, kazancın 1 dB düştüğü noktadaki çıkış gücünün hesaplanması gerekmektedir. Bunun için kullanılacak bir yöntem; giriş gücünün, (4.1) kullanılarak mW (mili Watt) cinsinden hesaplanması, kazancın (4.2) ile lineer kazanç boyutuna (mW/mW) getirilmesi, daha sonra da çıkış gücünün (4.3) ile hesaplanmasıdır.

$$P_{mW} = \exp\left(\frac{P_{dBm}}{10}\right) \quad (4.1)$$

$$G_{mW/mW} = \exp\left(\frac{G_{dB}}{10}\right) \quad (4.2)$$

$$P_{dBm} = 10 \log_{10}(P_{mW} \cdot G_{mW/mW}) \quad (4.3)$$

Bu hesabın, ölçüm yapılan tüm frekans değerleri için ayrı ayrı yapılması gerekir. Bu hesabı otomatikleştirmek için MATLAB’da bir .m dosyası yazılmış ve kolay kullanım için bir GKA hazırlanmıştır. .m dosyası ve GKA tanım dosyası Ek-2’de verilmiştir. Hazırlanan GKA’nın görünümü de Şekil 4.10’da gösterilmiştir.

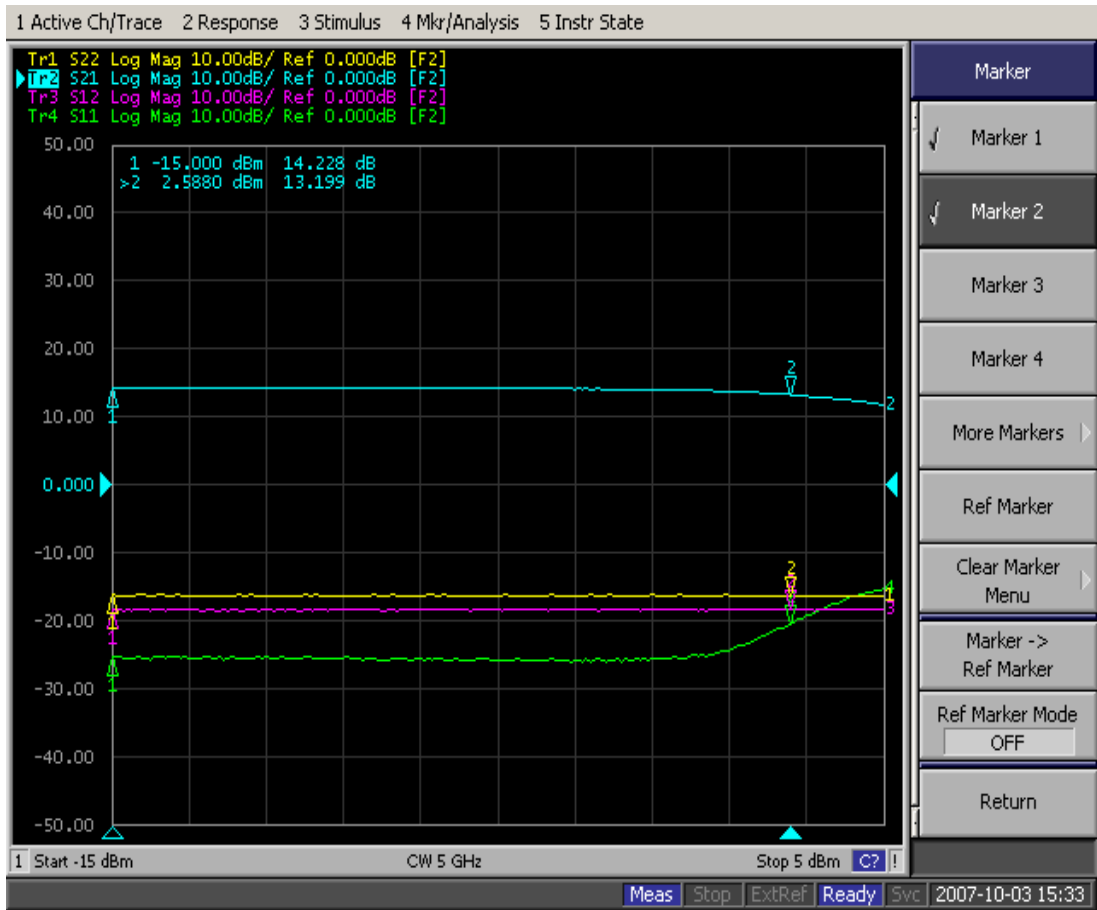


Şekil 4.10. 1 dB kısılma noktasını hesaplamak üzere geliştirilmiş olan MATLAB GKA

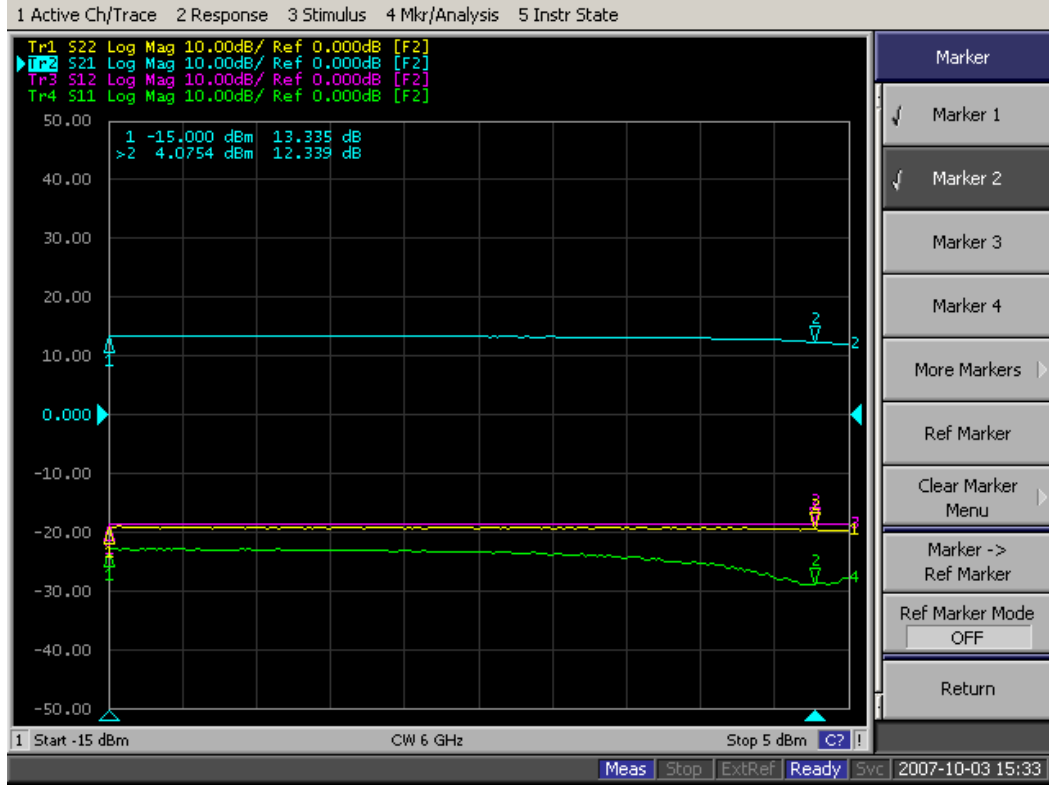
4.2.2. Kuvvetlendirici 1'in 1 dB Kısılma Noktası Çıkış Gücünün Hesaplanması

5 GHz, 6 GHz, 7 GHz ve 8 GHz frekanslarında Kuvvetlendirici 1'in güç taraması sonucunda elde edilen grafikler sırasıyla Şekil 4.11, Şekil 4.12, Şekil 4.13 ve Şekil 4.14'de gösterilmiştir.

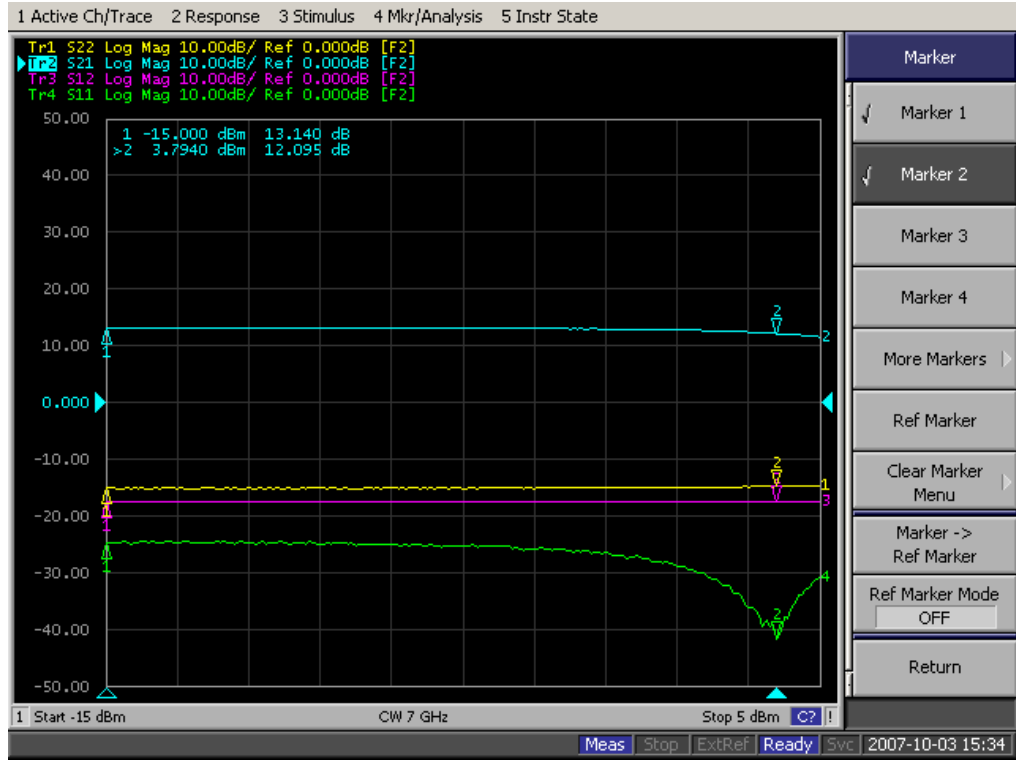
Kuvvetlendirici 1 için 4 GHz, 5 GHz, 6 GHz, 7 GHz ve 8 GHz frekanslarında güç taraması ölçümü sonucunda elde edilen 1 dB kısılma noktasındaki giriş gücü, kazanç ve hazırlanan MATLAB GKA ile hesaplanan çıkış güçleri Çizelge 4.1'de özetlenmiştir. P1dB çıkış gücünün frekansla değişimi ise Şekil 4.15'de gösterilmiştir.



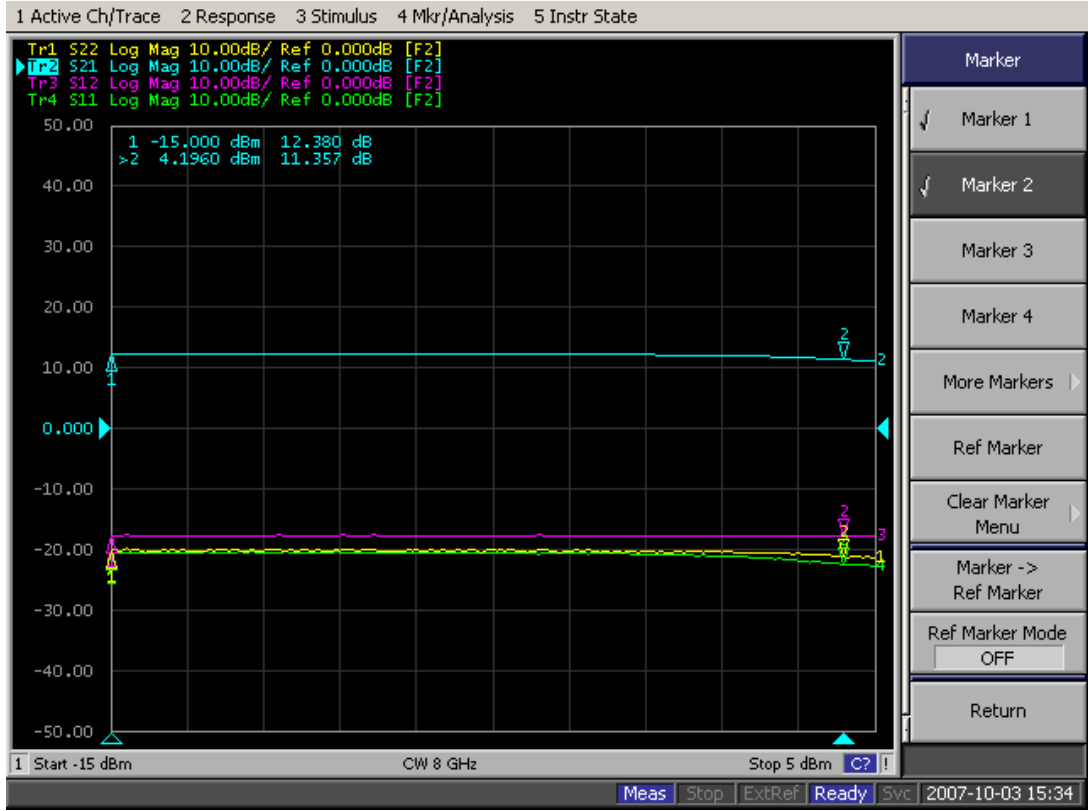
Şekil 4.11. 5 GHz'de Kuvvetlendirici 1'in güç taraması sonucunda elde edilen S-parametreleri grafiği



Şekil 4.12. 6 GHz’de Kuvvetlendirici 1’in güç taraması sonucunda elde edilen S-parametreleri grafiği



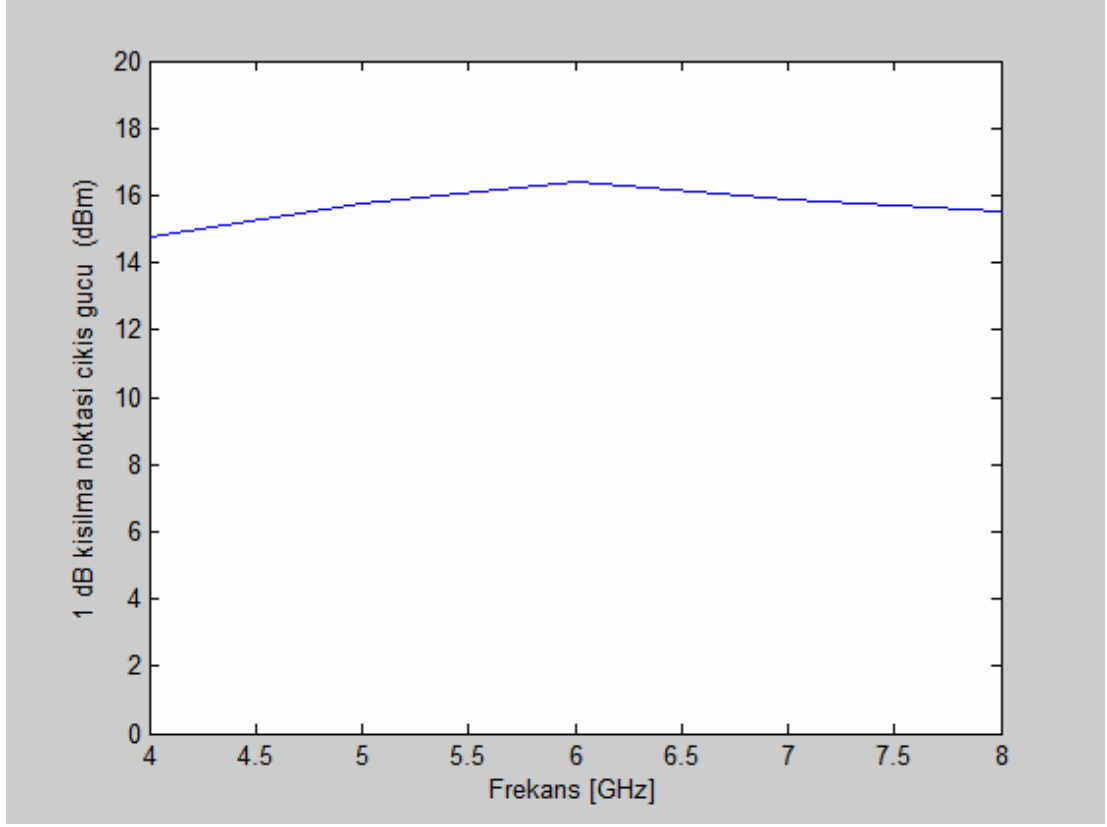
Şekil 4.13. 7 GHz’de Kuvvetlendirici 1’in güç taraması sonucunda elde edilen S-parametreleri grafiği



Şekil 4.14. 8 GHz’de Kuvvetlendirici 1’in güç taraması sonucunda elde edilen S-parametreleri grafiği

Çizelge 4.1. Kuvvetlendirici 1’in C-bandındaki değişik frekanslarda güç taraması sonucunda elde ölçülen giriş gücü ve kazancı ile hesaplanan çıkış gücü

Frekans	Ölçülen giriş gücü (dBm)	Ölçülen kazanç (dB)	Hesaplanan çıkış gücü (dBm)
4 GHz	0.618	14.157	14.785
5 GHz	2.588	13.199	15.787
6 GHz	4.075	12.339	16.414
7 GHz	3.794	12.095	15.889
8 GHz	4.196	11.357	15.553

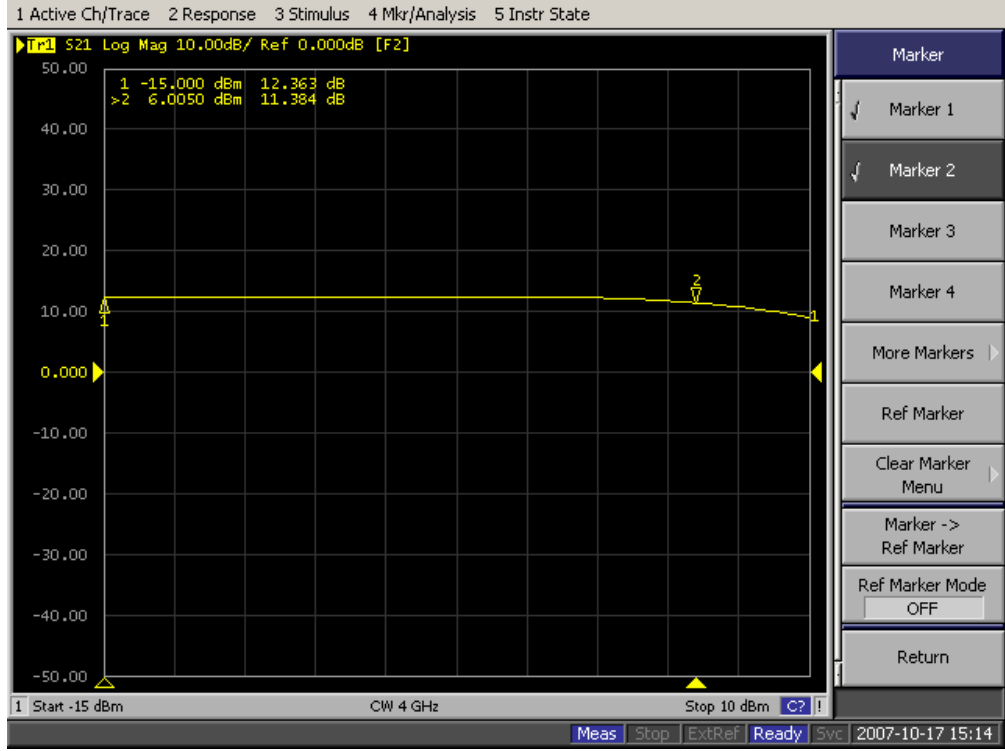


Şekil 4.15. Kuvvetlendirici 1 için 1 dB kısılma noktasındaki çıkış gücünün frekansla değişimi

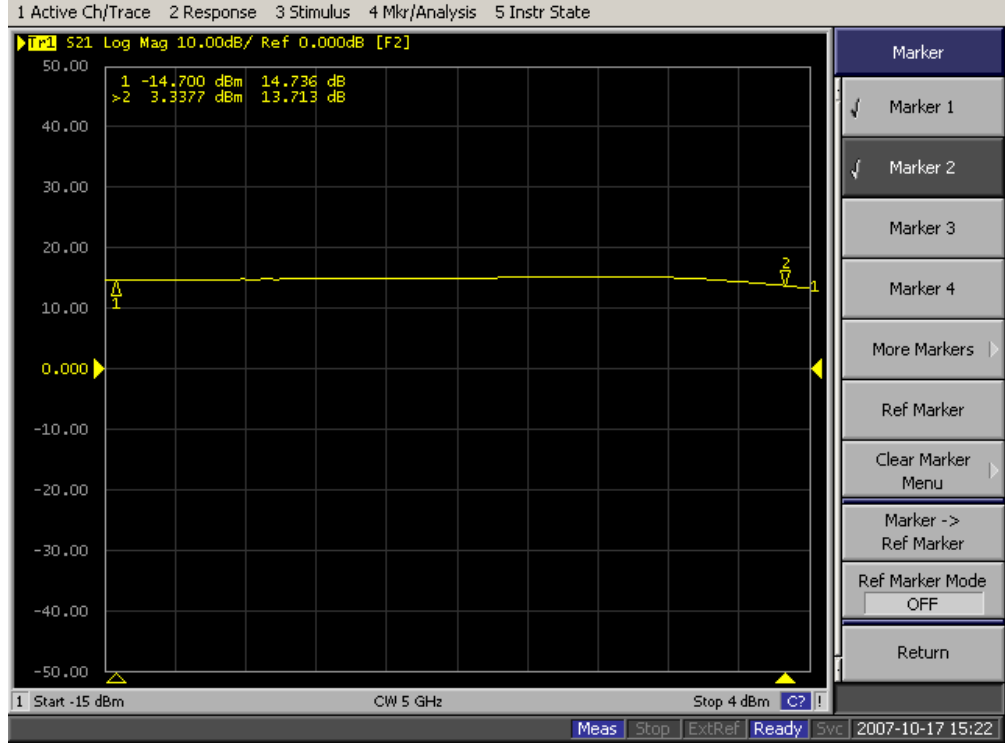
4.2.3. Kuvvetlendirici 2'nin 1 dB Kısılma Noktasının ve Bu Noktadaki Çıkış Gücünün Hesaplanması

Benzer şekilde, Kuvvetlendirici 2 için de mikrodalga devre analizörü ile güç taraması ölçümleri gerçekleştirilmiş ve elde edilen S_{21} -parametreleri grafikleri 4 GHz, 5 GHz, 6 GHz, 7 GHz ve 8 GHz frekansları için sırasıyla Şekil 4.16, Şekil 4.17, Şekil 4.18, Şekil 4.19 ve Şekil 4.20'de verilmiştir.

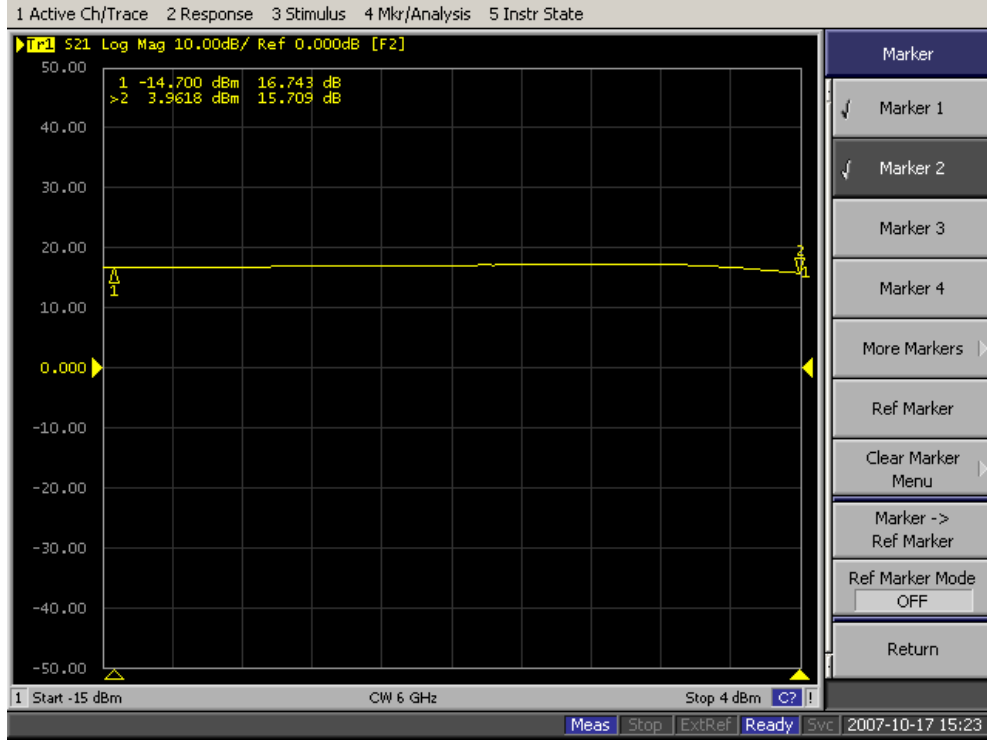
Kuvvetlendirici 2 için 4 GHz, 5 GHz, 6 GHz, 7 GHz ve 8 GHz frekanslarında güç taraması ölçümü sonucunda elde edilen 1 dB kısılma noktasındaki giriş gücü, kazanç ve hazırlanan MATLAB GKA ile hesaplanan çıkış güçleri Çizelge 4.2'de özetlenmiştir. P1dB çıkış gücünün frekansla değişimi ise Şekil 4.21'de gösterilmiştir.



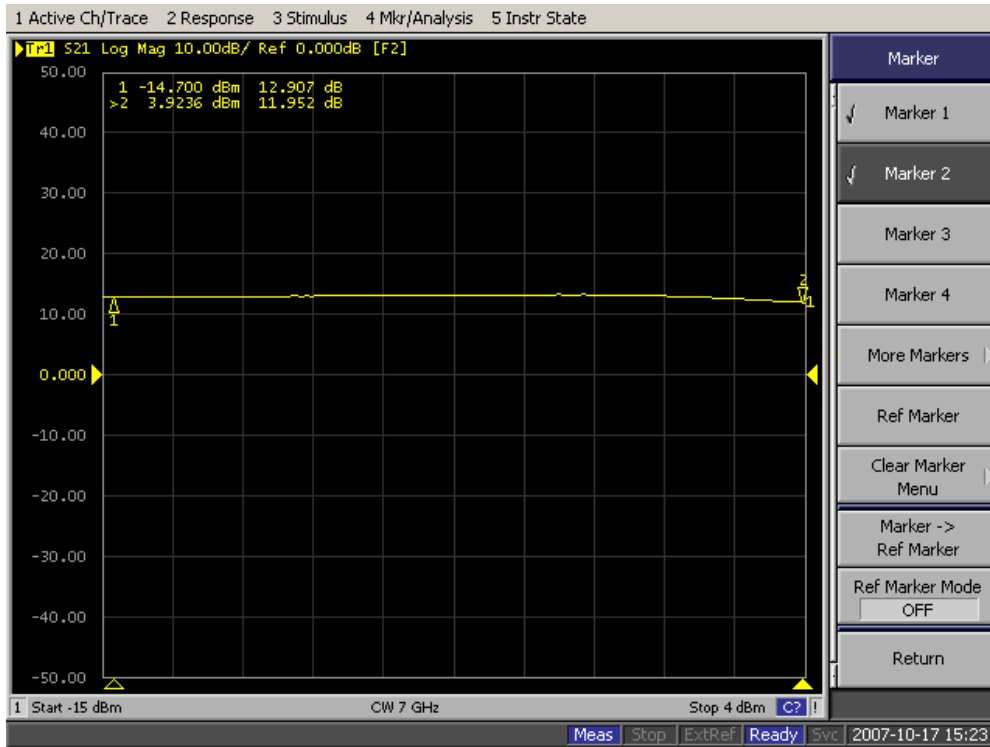
Şekil 4.16. 4 GHz’de Kuvvetlendirici 2’nin güç taraması sonucunda elde edilen S_{21} -parametreleri grafiği



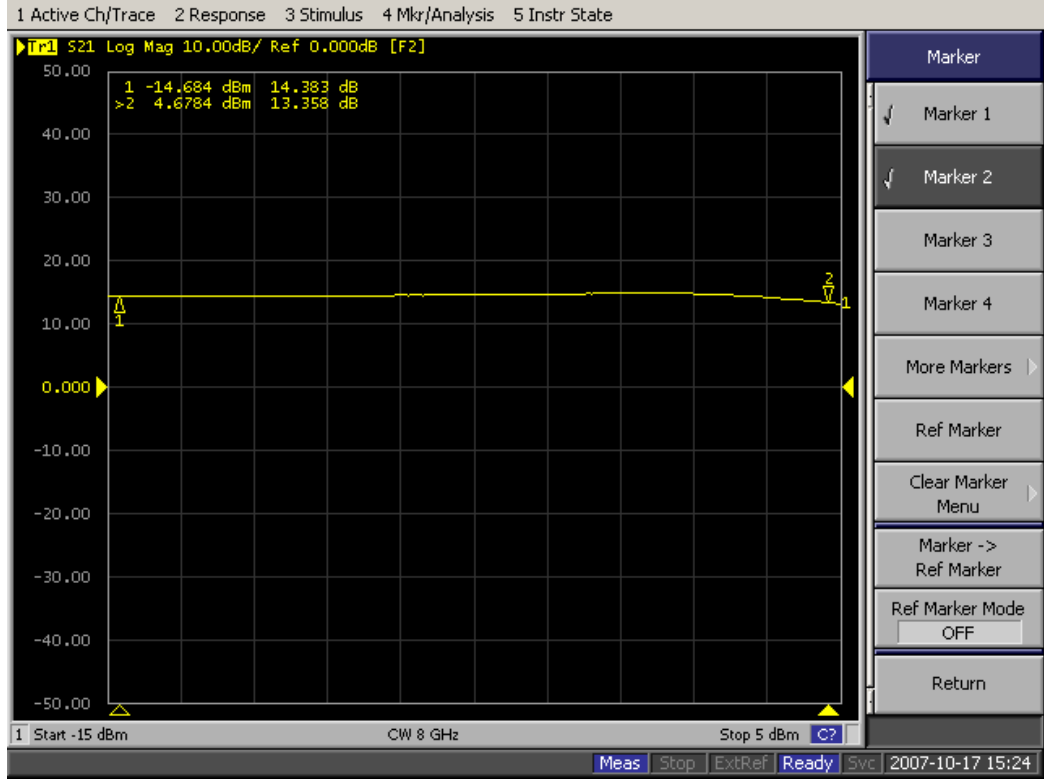
Şekil 4.17. 5 GHz’de Kuvvetlendirici 2’nin güç taraması sonucunda elde edilen S_{21} -parametreleri grafiği



Şekil 4.18. 6 GHz’de Kuvvetlendirici 2’nin güç taraması sonucunda elde edilen S_{21} -parametreleri grafiği



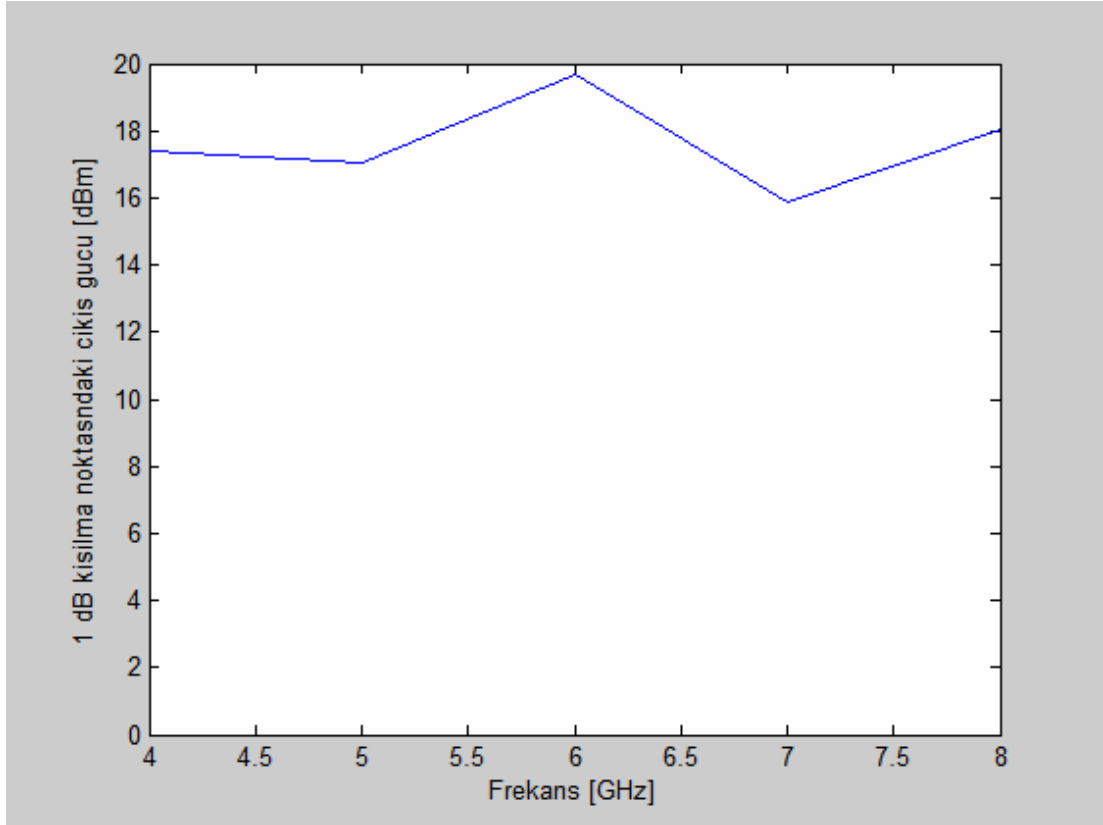
Şekil 4.19. 7 GHz’de Kuvvetlendirici 2’nin güç taraması sonucunda elde edilen S_{21} -parametreleri grafiği



Şekil 4.20. 8 GHz’de Kuvvetlendirici 2’nin güç taraması sonucunda elde edilen S_{21} -parametreleri grafiği

Çizelge 4.2. Kuvvetlendirici 2’nin C-bandındaki değişik frekanslarda güç taraması sonucunda elde ölçülen giriş gücü ve kazancı ile hesaplanan çıkış gücü

Frekans	Ölçülen giriş gücü (dBm)	Ölçülen kazanç (dB)	Hesaplanan çıkış gücü (dBm)
4 GHz	6.005	11.384	17.389
5 GHz	3.337	13.713	17.050
6 GHz	3.961	15.709	19.670
7 GHz	3.923	11.952	15.875
8 GHz	4.678	13.358	18.036



Şekil 4.21. Kuvvetlendirici 2 için 1 dB kısılma noktasındaki çıkış gücünün frekansla değişimi

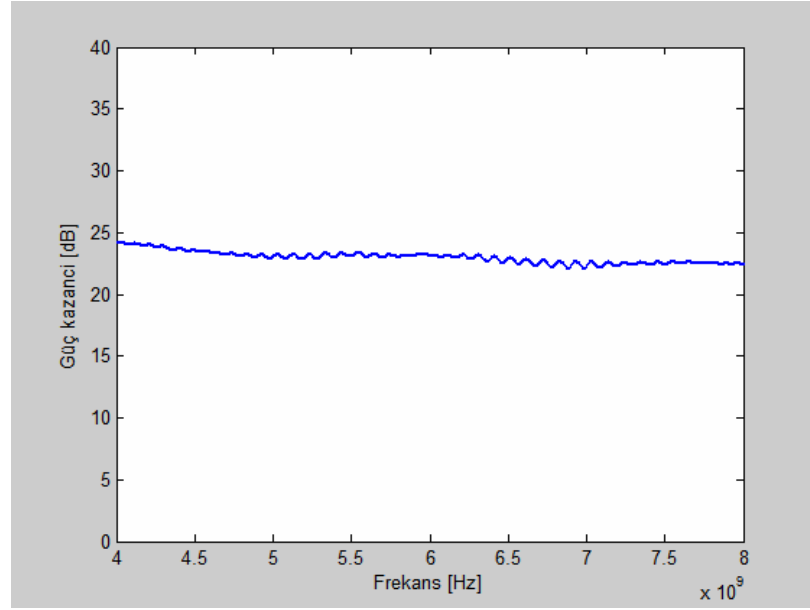
4.3. ÖLÇÜM SONUÇLARINDAN FAYDALANARAK GERÇEKLEŞTİRİLEN KUVVETLENDİRİCİLERİN GÜÇ KAZANÇLARININ HESAPLANMASI

2.3.2.1’de gösterildiği gibi, kaynak ve yük empedanslarının hat empedansına uyumlu olduğu durumlar için, güç kuvvetlendiricisinin kazancı

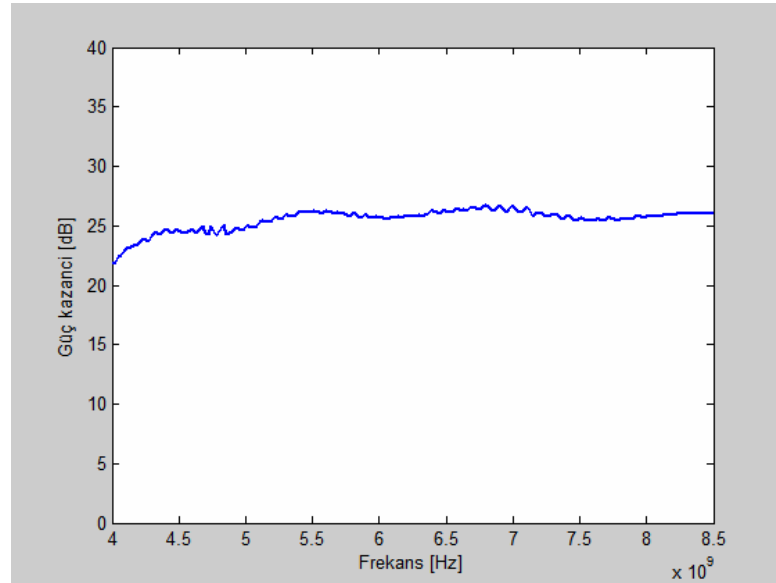
$$G = G_A = G_T = |S_{21}|^2 \quad (4.4)$$

ile verilmektedir. Üretilen kuvvetlendiriciler VNA ile test edilirken, kaynak ve yük empedansları hat empedasıyla uyumlu olduğundan kuvvetlendiricilerin güç

kazançlarının hesaplanmasında (4.4) kullanılmıştır. Üretilen her iki kuvvetlendiricinin güç kazançları, ölçüm sonucunda elde edilen S_{21} parametrelerinden faydalanılarak MATLAB ortamında hesaplanmış ve çizdirilmiştir. Kullanılan MATLAB kodları Ek-3’de verilen “guc_hesabi.m” dosyasındadır. Elde edilen güç kazancı-frekans grafikleri, Kuvvetlendirici 1 ve Kuvvetlendirici 2 için sırasıyla Şekil 4.22 ve Şekil 4.23’de gösterilmiştir.



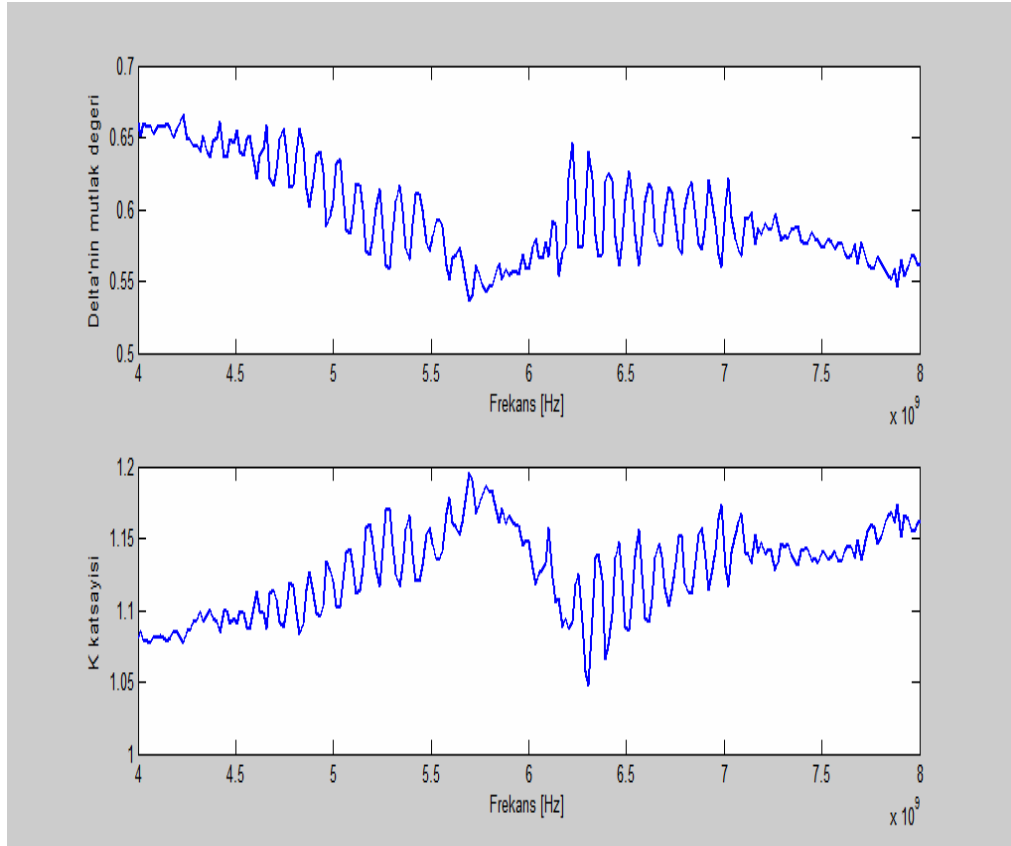
Şekil 4.22. Kuvvetlendirici 1'in güç kazancının frekansla değişimi



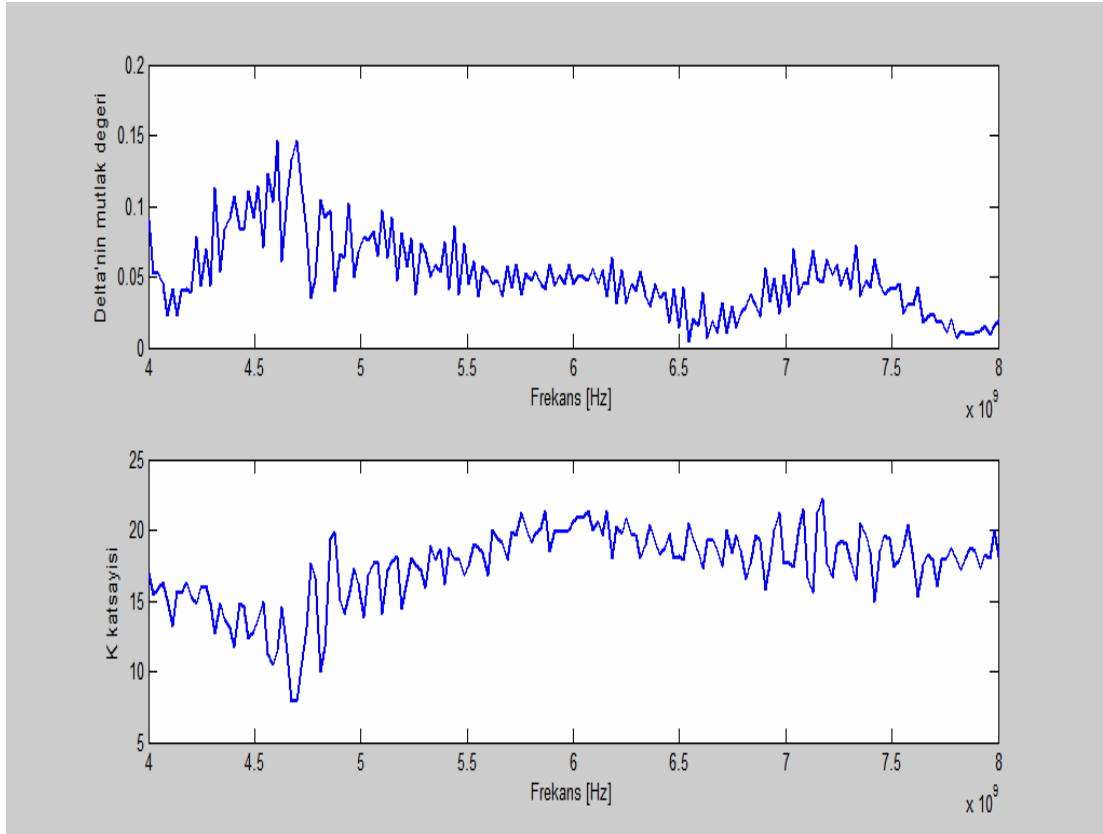
Şekil 4.23. Kuvvetlendirici 2'nin güç kazancının frekansla değişimi

4.4. ÖLÇÜM SONUÇLARINDAN FAYDALANARAK GERÇEKLEŞTİRİLEN KUVVETLENDİRİCİLERİN KARARLILIKLARININ ARAŞTIRILMASI

Bölüm 2.3.2.2’de belirtildiği gibi, Rollett teoremine göre bir güç kuvvetlendiricisinin kararlı olduğu frekanslar, $|\Delta| < 1$ ve $K > 1$ şartlarının sağlandığı frekanslardır. Üretilen kuvvetlendiricilere ilişkin Δ ve K katsayılarını, ölçülen S -parametrelerinden yola çıkarak hesaplamak üzere, Ek-4’de verilen MATLAB “delta_ve_K.m” dosyasındaki kodlar kullanılmıştır. Kuvvetlendirici 1 ve Kuvvetlendirici 2 için $|\Delta|$ ile K , frekansa göre çizdirilmiş ve kuvvetlendiricilerin kararlılıkları incelenmiştir. Kuvvetlendirici 1 için elde edilen $|\Delta(f)|$ ile $K(f)$ grafikleri Şekil 4.24’de; Kuvvetlendirici 2 için elde edilen $|\Delta(f)|$ ile $K(f)$ grafikleri ise Şekil 4.25’de verilmiştir.



Şekil 4.24. Kuvvetlendirici 1 için elde edilen $|\Delta(f)|$ ile $K(f)$ grafikleri



Şekil 4.25. Kuvvetlendirici 2 için elde edilen $|\Delta(f)|$ ile $K(f)$ grafikleri

Şekil 4.24 ve Şekil 4.25'den de görüldüğü gibi hem Kuvvetlendirici 1 hem de Kuvvetlendirici 2 için $|\Delta| < 1$ ve $K > 1$ şartları tüm C-bandı boyunca sağlanmaktadır. Böylelikle, her iki kuvvetlendiricinin de tüm C-bandı boyunca kararlı olduğu sonucuna varılabilir.

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, mikrodalga C-bandında (4 GHz – 8 GHz) çalışan ve 20 dB'in üzerinde güç kazancı sağlayabilen mikrodalga güç kuvvetlendiricilerinin tasarlanmış ve prototip olarak üretilmesi hedeflenerek ve gerçekleştirilmiştir.

Mikrodalga devre tasarım ve üretiminde önemli olan unsurlardan biri, devrenin üzerinde gerçekleştirileceği baskılı devre kartının (PCB'nin) dielektrik katsayısının tam olarak bilinmesidir. Ancak, bu çalışmada da kullanılan ve ucuz maliyet avantajı sunan FR4 (Flame Resistant 4) tipi PCB'ler için, dielektrik sabitinin belirlenmesinin tasarımcı tarafından yapılması gerektiğinden; bu çalışmadan öncelikle FR4 tipi PCB'nin dielektrik sabiti belirlenmiştir. Belirleme esnasında, yine bu tezde önerilen yeni bir yöntem kullanılmıştır. Tezde önerilen yöntemin getirdiği yenilik, sadece simülasyon programlarının kullanılarak, matematiksel hesaplamalara ihtiyaç duyulmaksızın dielektrik sabitinin belirlenebilmesidir.

Üretilen güç kuvvetlendiricilerinde, aktif eleman olarak, tektaş mikrodalga tümdevreler (MMIC'ler) kullanılmıştır. Hem MMIC'ler hem de diğer devre elemanları, mümkün olan en az parazitik etkileri sağlamak üzere yüzey montajlı (Surface Mounted-SMT) kılıflara sahip olanlardan seçilmişlerdir. Üretilen kuvvetlendiricilerinden biride, kendineden kutuplamalı olmayan, direnç ile kutuplanan MMIC (NBB-300); diğerinde ise kendinden kutuplamalı olan MMIC (SBB-5089(Z)) kullanılmıştır.

Üretilen kuvvetlendiricilerin ölçümleri, Agilent HP5071B vektör devre analizörü (VNA) ile gerçekleştirilmiştir. Kuvvetlendiricilerin doğrusal *S*-parametre ölçümleri ile güç taraması (power sweep) ölçümleri yapılarak, PC'ye aktarılmıştır. PC'de MATLAB ortamında, ölçüm sonuçları işlenerek, kuvvetlendiricilerin güç kazancı-frekans, kısılma noktası çıkış gücü-frekans ve kararlılık analizleri gerçekleştirilmiştir.

Prototip olarak üretilen RF kuvvetlendiricilerin giriş kapısı ve çıkış kapısı dönüş kayıplarının ölçümlerine (S_{11} ve S_{22} parametrelerinin ölçümleri) bakıldığında, Kuvvetlendirici 1 için C-bandının tamamında referans değer olan -10dB 'den düşük bir karakteristik elde edildiği görülmektedir. Kuvvetlendirici 2 için ise, çıkış kapısı dönüş kaybının (S_{22}) yine C-bandının tümünde -10 dB 'den daha düşük değere sahip olduğu, giriş kapısı dönüş kaybının da (S_{11}) $5.04\text{ GHz} - 8\text{ GHz}$ arasında -10 dB 'den düşük olduğu görülmektedir. Bu açıdan bakıldığında, gerçekleştirilen mikroşerit hat genişliklerinin ve tasarlanan uyum devresinin düzgün çalıştığı sonucuna varılabilir. Ancak, Kuvvetlendirici 2 için, S_{11} 'in $4\text{ GHz} - 5.04\text{ GHz}$ arasında -10 dB 'den düşük olmadığı görülmektedir. Bu durum, üretilen devredeki geçiş deliklerinin iletkenlikleriyle veya elemanların el ile yapılan lehimlemelerinden kaynaklandığı düşünülebilir.

Ters izolasyonlar açısından bakıldığında, her iki kuvvetlendirici için de ters izolasyonun (S_{12}), tüm C-bandı boyunca referans değeri olan -10 dB 'den düşük olduğu görülmektedir. Böylece, çıkıştan girişe herhangi bir işaret iletiminin olmadığı sonucuna varılabilir. S_{12} 'nin düşük olması, kuvvetlendiricinin herhangi bir şekilde istenmeyen geribesleme içerisine girmesini engellemekte ve böylece kararlı bir sistem oluşturmaktadır.

Kuvvetlendiricilerin sağladığı kazançlara (S_{21}) bakıldığında ise; Kuvvetlendirici 1, C-bandında düz ve 11 dB ile 14 dB arasında değişen kazanç sağlamaktadır. Kuvvetlendirici 2 ise, yine C-bandında, 12 dB ile 20 dB arasında düz bir biçimde değişen bir kazanç sağlamaktadır. Kazanç karakteristiklerinin ani düşüş ve çıkışlar yapmaması, üretilen PCB'nin herhangi bir şekilde istemeyen sıfır veya kutup oluşturmamasının bir sonucu olarak değerlendirilebilir.

Kısılma noktası çıkış güçlerine bakıldığında ise, Kuvvetlendirici 1'in C-bandında, 14.785 dBm ile 16.414 dBm arasında, Kuvvetlendirici 2'nin ise, 15.875 dBm ile 19.670 dBm arasında kısılma noktası çıkış gücü sağladığı ölçüm sonuçlarından yola çıkılarak hesaplanmıştır. Elde edilebilecek kısılma noktası çıkış

güçleri açısında değerlendirildiğinde, üretilen kuvvetlendiricilerin orta güçte RF güç kuvvetlendiricisi (Medium Power RF Power Amplifier) olduğu görölmektedir.

Kuvvetlendiricilerin güç kazançları, ölçüm sonuçlarına göre MATLAB ortamında hesaplanmış ve çizdirilmiştir. Her iki kuvvetlendiricinin güç kazancında tüm C-bandı boyunca 20 dB'den daha büyük olduğu görölmüştür.

Rollett kararlılık kriterine göre her iki kuvvetlendirici de ölçüm sonuçlarına göre yine MATLAB ortamında incelenmiş ve her iki kuvvetlendiricinin de tüm C-bandı boyunca kararlı olduğu belirlenmiştir.

Bu tezde yapılan çalışmaların devamında, Cadence® ortamında MMIC'lerin iç yapılarının tasarlanması ve bunların tümdevre merkezlerinde prototip olarak gerçekleştirilmesi planlanmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] Riedell, C.H., Steer, M.B., Kay, M.R., Kasten, J.S., Basel, M.S ve Pomerleau, R., “Dielectric characterization of printed circuit board substrates”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, **39(2)**: 437-440, (1990).
- [2] Daigle, B., “Printed circuit board material and design considerations for wireless applications”, 46th Electronic Components and Technology Conference Bildiriler Kitabı, **1(1)**: 354-357, (1996).
- [3] Djordjevi, A.R., Biljie, R.M., Likar-Smiljanic, V.D. ve Sarkar, T.K., “Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. **43(4)**: 662-667, (2001).
- [4] Bois, K.J., Kirk, B., Tsuk, M. ve Quint, D., “Simple and accurate determination of complex permittivity and skin effect of FR4 material in Gigahertz regime”, 53rd Electronic Components and Technology Conference Bildiriler Kitabı, **1(1)**: 1277- 1282, (2003).
- [5] Pozar, M. D., “Microwave Engineering”, Wiley, New York, 716s, (2005).
- [6] Napoli, L.S. ve Huhges, J. J., “A simple technique for the accurate determination of the microwave dielectric constant for microwave integrated circuits”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, **19(7)**: 664-665, (1971).
- [7] Chang, S.H., Kuan, H., Wu, H.W., Yang, R.Y. ve Weng M.. “Determination of microwave dielectric constant by two microstrip line method combined with EM simulation”, Microwave and Optical Technolgy Letters. **48**, 2199-2201, (2006).
- [8] Namba, A., Wada, O., Toyota, Y., Fukumoto, Y., Wang, Z. L., Koga, R ., Miyashita, T., ve A. Watanabe, “A simple method for measuring the relative permittivity of printed circuit board materials”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. **43(4)**: 515-519, (2001).
- [9] Howell, J.Q., “A quick accurate method to measure the dielectric constant of microwave integrated-circuit substrates”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. **21(3)**: 142-144, (1973).

- [10] Permittivity measurement of PC boards and substrate materials using HP4291A and HP16453A, Hewlett Packard Application Note, 1255-3.
- [11] Richings, J. G., “An accurate experimental method for determining the important properties of microstrip transmission lines”, *Marconi Rev.* 209–215, (1974).
- [12] Heinola, J.M., Latti, K.P., Strom, J.P., Kettunen, M. ve Silventoinen P., ”A stripline ring resonator method for determination of dielectric properties of printed circuit board material in function of frequency”, *Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena Bildiriler Kitabı*, **1(1)**:692-695, (2004).
- [13] Latti, K., Heinola, J.-M., Kettunen, M., Strom, J.-P. ve Silventoinen, P., “A review of microstrip t-resonator method in determination of dielectric properties of printed circuit board materials”, *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Bildiriler Kitabı*, **1(1)**: 62-66, (2005).
- [14] Boughriet, A.H., Legrand, C., ve Chapoton, A., “Noniterative stable transmission/reflection method for low-loss material complex permittivity determination”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **45**, 52–57, (1997).
- [15] Xiao, F., Murano, K. ve Kami Y., “The use of via holes for controlling the crosstalk of nonparallel microstrip lines on PCBs”, *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility Bildiriler Kitabı*, **2(2)**: 633-638, (2002).
- [16] Gravelle, L. B. ve Wilson, F., “EMC/EMI in printed circuit boards- A literature review”, *IEEE Transactions on Electromagnetics Compatibility*, **34(1)**: 109-116, (1992).
- [17] Kim, M. K., “Crosstalk control for microstrip circuits on PCBs at microwave frequencies”, *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility Bildiriler Kitabı*, **1(1)**: 459-464, (1995).
- [18] Gipprich, J. ve Stevens, D., “A new via fence structure for crosstalk reduction in high density stripline packages”, *IEEE International Microwave Symposium Digest Bildiriler Kitabı*, **1(1)**: 1719-1722, (2001).

- [19] Swirbel, T., Naujoks, A. ve Watkins, M., “Electrical design and simulation of high density printed circuit boards”, IEEE Transactions On Advanced Packaging, **22(3)**: 416-423, (1999).
- [20] Jun, F., Drewniak, J. L. ve Knighten, J. L., “Lumped-Circuit model extraction for vias in multilayer substrates”, IEEE Transactions On Electromagnetic Compatibility, **45(2)**: 1229-1237.
- [21] Xiaofeng, Q., Yushu, W., Shufang, L., Chenguang, G., Yougang, Y., “Simulation and analysis of via effects on high speed signal transmission on PCB”, Asia Pasific Radio Science Conference Bildiriler Kitabı, **1(1)**: 283-285, (2004).
- [22] Ponchak, E. G., Chun, D., Yook, J-K ve Katehi, L., “The use of metal filled via holes for improving isolation in LTCC RF and wireless multichip packages”, IEEE Transactions on Advanced Packaging, **23(1)**: 88-99, (2000).
- [23] Collin, S. “Reliability of SSPA’s and TWTA’s”, IEEE Transactions on Electron Devices, **41(4)**:625-626,(1994).
- [24] Ives, L., Kory, C., Read, M., Miram, G. “MEMS based TWT development”, 4th IEEE International Conference on Vacuum Electronics, **1**:64-65, (2003).
- [25] Menninger, W. L., Benton, R. T., Choi, M. S., Feicht, J. R., Hallsten, U. R., Limburh, H. C., McGearry, W. L., Zhai, X. “70% efficient Ku-Band and C-band TWTs for satellite downlinks”, IEEE Transactions on Electron Devices, **52(5)**:673-678, (2005).
- [26] de Carvalho, N. B., Pedro, J. C. “Large and small signal IMD behavior of microwave power amplifiers”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, **47(12)**:2364-2374, (1999).
- [27] Lee, J. W., Webb, K. J. “Broadband GaN HEMT push-pull microwave power amplifier”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, **11(9)**:367-369, (2001).
- [28] Welty, R. J., Mochizuki, K., Lutz C. R., Asbeck, P. M., “Tunnel collector GaInP/GaAs HBTs for microwave power amplifiers”, Proceedings of the IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, **1(2)**:74-77, (2001).

- [29] Islam, S. S., Anwar, A. F. M. “High frequency GaN/AlGa_N HEMT Class-E power amplifier”, *Solid-State Electronics*, **46(3)**: 1621-1625, (2002).
- [30] Lee, J. W., Eastman, L. F., Webb, K. J. “A Gallium-Nitride push-pull microwave power amplifier”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **51(11)**: 2243-2249, (2003).
- [31] Pusl, J.A., Brown, J. J., Shealy J. B., Hu M., Schmitz A. E., Docter D. P., Case M. G., Thompson, M. A., Nguyen, L. D. “high efficiency GaAs based pHEMT power amplifier technology for 1-18GHz”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, **2(2)**:693-696, (1996).
- [32] Yoshikawa, N., Tateoka, K., Miyatsuji, K., Makioka, S., Kanazawa K. “multilayer microwave integrated circuit technology for GaAs power amplifier of personal communication systems”, *IEEE International Solid State Conference Bildiriler Kitabı*, **(2):2**:191-195, (1995).
- [33] Bell P. J., Popovic Z., Dyck C., “MEMS-Switched Class-A-to-E reconfigurable power amplifier”, *IEEE Radio and Wireless Symposium*, **1(1)**: 243-246, (2006).
- [34] Chen, P., “Investigation of GaInP/GaAs Double Heterojunction Bipolar Transistors for Microwave Power Amplifier Applications”, *Doktora Tezi*, University of Colorado, San-Diego, USA, 131s, (2001).
- [35] Krishnamruthy, K., “Ultra-Broadband, Efficient, Microwave Power Amplifiers in Gallium Nitride HEMT Technology”, *Doktora Tezi*, University of California, Santa Barbara, USA, 151s, (2000).
- [36] Zhang, A., “Gallium Nitride-Based Electronic Devices”, *Doktora Tezi*, University of Florida, USA, 145s, (2001).
- [37] Tsai, H., “Full-Wave Time-Domain Modeling of Microwave Nonlinear Devices and Circuits”, *Doktora Tezi*, University of California, USA, 73s, (2002).
- [38] Islam, S. S., “Large-signal Modeling of GaN-Based Microwave Power Transistors”, *Doktora Tezi*, University of Connecticut, USA, 134s, (2002).
- [39] Lautzenhiser, B., “High-efficiency Shared-Current Microwave Power Amplifier Design”, *Doktora Tezi*, University of Nevada, USA, 154s, (2002).

- [40] Lee, J. W., “Characterization of AlGaN/GaN High Electron Mobility Transistors and Their application in Microwave Push-Pull Amplifiers”, Doktora Tezi, Purdue University, USA, 106s, (2003).
- [41] Sirirattana, N., “High-Efficiency Linear RF Power Amplifiers Development”, Doktora Tezi, Georgia Institute of Technology, USA, 113s, (2005).
- [42] Pajic, S. A., “Robust Design Methodology for Class-E amplifiers for Microwave Applications”, Doktora Tezi, University of Colorado, USA, 191s, (2005).
- [43] Yao J., “Linearity and Efficiency of Outphasing Microwave Amplifiers”, Doktora Tezi, University of California, USA, 119s, (2006).
- [44] Sinsky, J.H., “Electronically Tunable Solid State Microwave Integrated Circuit Amplifiers”, Doktora Tezi, The John Hopkins University, USA, 167s, (1997).
- [45] Bryerton, E., “High-Efficiency Switched-Mode Microwave Circuits”, Doktora Tezi, University of Colorado, USA, 95s, (1999).
- [46] Shirkov, M. S., “Large-Signal Modeling and Characterization of High-Current Effects in InGaP/GaAs HBTs”, Doktora Tezi, Leigh University, USA, 99s, (2000).
- [47] Tsai, K., Gray, P. “A 1.9GHz, 1-W CMOS Class-E Power Amplifier for Wireless Communications”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, **34(7)**: 962-970, (1999).
- [48] Gonzales, G. “Microwave Transistor Amplifiers” Prentice-Hall Inc., New Jersey, 222s, (1984).
- [49] Zhao, L. X., Shen G. D., “The Microwave Performance of SiGe HBTs and Its Amplifiers”, Solid-State Electronics, **43**:937-941, (1999).
- [50] Trew R. J., Shin M. W., Gatto V., “High Power Applications for GaN-Based Devices”, Solid-State Electronics, **41(10)**:1561-1567, (1997).
- [51] Davis, R. G. “The Potential Performance of Wide Bandgap Microwave Power MESFETs”, Materials Science and Engineering, **B61(62)**: 419-423, (1999).

- [52] Robertson, I. D. ve Lucyszyn, S., “RFIC and MMIC Design And Technology”, IEE Press, Belfast, 570s, (2002).
- [53] May, G. ve Sze, S., “Fundamentals Of Semiconductor Fabrication”, Wiley, USA, 158s, (2004).
- [54] Sirenta Application Note on Semiconductor Technology, http://sirenta.com/documents/uploads/semiconductor_technology.pdf, Erişim tarihi: 29 Ekim 2007.
- [55] Rollett, J., “Stability And Power-Gain Invariants Of Linear Twoports”, IRE Transactions On Circuit Theory, **9(1)**: 29-32, (1962).
- [56] Agilent EESof Advanced Design System (ADS) Manual, http://eesof.tm.agilent.com/products/ads_main.html#product_information, Erişim tarihi: 27 Ekim 2007.
- [57] Microwave Office Manual, http://web.appwave.com/Products/pdfs/microwave_office-collateral1.pdf, Erişim tarihi: 27 Ekim 2007.
- [58] Agilent Eagleware Genesys Manual, http://eesof.tm.agilent.com/products/genesys/#genesys_synthesis_products, Erişim tarihi: 27 Ekim 2007.
- [59] IEEE Standard for 802.11b, 1999.
- [60] IEEE Standard for 802.11g, 2003.
- [61] IEEE Standard for 802.11a, 1999.
- [62] Touchstone Format Specification Rev1.1, www.vhdl.org/pub/ibis/connector/touchstone_spec11.pdf, Erişim tarihi: 29 Ekim 2007.
- [63] Mikroşerit hat analizi, <http://www.emclab.umr.edu/pcbtlc/microstrip.html>, Erişim tarihi: 29 Ekim 2007.
- [64] Bolz, T., Neuhaus, B. ve Beyer, A., “Circuit modeling of resonant modes in MMIC packages using time domain methods”, IEEE-MTT-S International Microwave Symposium, **1(1)**: 1-4, (2005).
- [65] Lesage, J.-M., Loison, R., Gillard, R., Barbier, T. ve Mancuso, Y. “Size reduction of MMIC packages using compression approach simulations”, European Microwave Conference, **1(1)**: 4-17, (2006).

- [66] Morioka, S. ve Sawa, Y., “Surface mount package for high frequency band”, Asia Pasific Microwave Conference, **3(3)**: 958-961, (1999).
- [67] Gittemeier, T., Kobayashi, K., “Darlington Gain Blocks Eliminate Bias Resistor”, Microwave and RF Magazine, January 2006, Web adresi: <http://mwrf.com/Articles/ArticleID/11906/11906.html>, Erişim tarihi: 20 Ekim 2007.
- [68] NBB-300 datasheet, www.rfmd.com/DataBooks/db97/NBB-300.pdf, Erişim tarihi: 29 Ekim 2007.
- [69] Kobayashi, K., “Self-Biased Darlington Amplifier”,US Patent Başvurusu, Başvuru Numarası: US2005/0189996.
- [70] SBB-5089(Z) datasheet, [www.sirenta.com/documents/products/2975/SBB-5089\(Z\)_Datasheet.pdf](http://www.sirenta.com/documents/products/2975/SBB-5089(Z)_Datasheet.pdf), Erişim tarihi: 27 Ekim 2007.
- [71] LM78M05 datasheet, www.national.com/pf/LM/LM78M05.html, Erişim tarihi: 29 Ekim 2007.
- [72] NBB-300 S parametre dosyası, <http://www.rfmd.com/marketing/sparameters/nbb300.s2p>, Erişim tarihi: 28 Ekim 2007.
- [73] SBB-5089(Z) S parametre dosyası [http://www.sirenta.com/documents/products/2974/SBB-5089\(Z\)_S-Parameters.zip](http://www.sirenta.com/documents/products/2974/SBB-5089(Z)_S-Parameters.zip), Erişim tarihi: 27 Ekim 2007.
- [74] Branson, J., Naber, J. ve Edelen, G.. “A Simplistic Printed Circuit Board Fabrication Process For Course Projects”, IEEE Transactions on Education. **43(1)**: 257-261, (2000).

EKLER

Ek-1: Mikroşerit Hat Hesabı İçin Geliştirile MATLAB .m Dosyaları ve Grafik Kullanıcı Arayüzü .m Dosyaları

a. Karakteristik Empedans Verildiğinde Gereken Hat Genişliğini Hesaplamada Kullanılan Program

```
HH = findobj(gcf,'Tag','Er');
Er = str2num(get(HH,'String'));

HH = findobj(gcf,'Tag','Z0');
Z0 = str2num(get(HH,'String'));

HH = findobj(gcf,'Tag','h');
h = str2num(get(HH,'String'));
HH = findobj(gcf,'Tag','t');

t = str2num(get(HH,'String'));
w=((5.98*h)/exp((Z0*sqrt(Er+1.41))/87))/0.8;

HH = findobj(gcf,'Tag','w');
set(HH,'String',[num2str(w)]);
```

b. Hat Genişliği Verildiğinde oluşacak Olan Karakteristik Empedansın ve Yansıma Katsayısının Hesaplanmasında Kullanılan Program

```
HH = findobj(gcf,'Tag','Er');
Er = str2num(get(HH,'String'));

HH = findobj(gcf,'Tag','w');
w = str2num(get(HH,'String'));

HH = findobj(gcf,'Tag','h');
h = str2num(get(HH,'String'));

HH = findobj(gcf,'Tag','t');
t = str2num(get(HH,'String'));

Z0=(87/((Er+1.41)^0.5))*log((5.98*h)/(0.8*w+t));

HH = findobj(gcf,'Tag','Z');
set(HH,'String',[num2str(Z0)]);

RHO=abs((Z0-50)/(Z0+50));
HH = findobj(gcf,'Tag','RHO');
set(HH,'String',[num2str(RHO)]);
```

c. Karakteristik Empedans Verildiğinde Gereken Hat Genişliğini Hesaplamada Kullanılan Grafik Kullanıcı Arayüzüne İlişkin Tanımlama Dosyası

```
function varargout = Wcalc(varargin)
% WCALC M-file for Wcalc.fig
%   WCALC, by itself, creates a new WCALC or raises the existing
%   singleton*.
%
%   H = WCALC returns the handle to a new WCALC or the handle to
%   the existing singleton*.
%
%   WCALC('CALLBACK',hObject,eventData,handles,...) calls the local
%   function named CALLBACK in WCALC.M with the given input arguments.
%
%   WCALC('Property','Value',...) creates a new WCALC or raises the
%   existing singleton*. Starting from the left, property value pairs are
%   applied to the GUI before Wcalc_OpeningFunction gets called. An
%   unrecognized property name or invalid value makes property application
%   stop. All inputs are passed to Wcalc_OpeningFcn via varargin.
%
%   *See GUI Options on GUIDE's Tools menu. Choose "GUI allows only one
%   instance to run (singleton)".
%
% See also: GUIDE, GUIDATA, GUIHANDLES

% Copyright 2002-2003 The MathWorks, Inc.

% Edit the above text to modify the response to help Wcalc

% Last Modified by GUIDE v2.5 10-Mar-2007 14:59:42

% Begin initialization code - DO NOT EDIT
gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',    mfilename, ...
                  'gui_Singleton', gui_Singleton, ...
                  'gui_OpeningFcn', @Wcalc_OpeningFcn, ...
                  'gui_OutputFcn', @Wcalc_OutputFcn, ...
                  'gui_LayoutFcn', [] , ...
                  'gui_Callback', []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargout
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end
```

```

end
% End initialization code - DO NOT EDIT

% --- Executes just before Wcalc is made visible.
function Wcalc_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
% This function has no output args, see OutputFcn.
% hObject    handle to figure
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
% varargin   command line arguments to Wcalc (see VARARGIN)

% Choose default command line output for Wcalc
handles.output = hObject;

% Update handles structure
guidata(hObject, handles);

% UIWAIT makes Wcalc wait for user response (see UIRESUME)
% uiwait(handles.figure1);

% --- Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = Wcalc_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
% varargout  cell array for returning output args (see VARARGOUT);
% hObject    handle to figure
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Get default command line output from handles structure
varargout{1} = handles.output;

function w_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to w (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of w as text
%        str2double(get(hObject,'String')) returns contents of w as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function w_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to w (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

```

```

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%   See ISPC and COMPUTER.
if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end

```

```

function h_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to h (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   structure with handles and user data (see GUIDATA)

```

```

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of h as text
%   str2double(get(hObject,'String')) returns contents of h as a double

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.

```

```

function h_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to h (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   empty - handles not created until after all CreateFcns called

```

```

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.

```

```

%   See ISPC and COMPUTER.

```

```

if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end

```

```

function Er_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to Er (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   structure with handles and user data (see GUIDATA)

```

```

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of Er as text
%   str2double(get(hObject,'String')) returns contents of Er as a double

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.

```

```

function Er_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to Er (see GCBO)

```



```

% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end

```

```

function t_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to t (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

```

```

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of t as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of t as a double

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.

```

```

function t_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to t (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

```

```

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.

```

```

if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end

```

```

function Z0_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to Z0 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

```

```

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of Z0 as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of Z0 as a double

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.

```

```

function Z0_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to Z0 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end

```

d. Hat Genişliği Verildiğinde oluşacak Olan Karakteristik Empedansın ve Yansıma Katsayısının Hesaplanmasında Kullanılan Grafik Kullanıcı Arayüzünün Hesaplama Dosyası

```

function varargout = Z0calc(varargin)
% Z0CALC M-file for Z0calc.fig
% Z0CALC, by itself, creates a new Z0CALC or raises the existing
% singleton*.
%
% H = Z0CALC returns the handle to a new Z0CALC or the handle to
% the existing singleton*.
%
% Z0CALC('CALLBACK',hObject,eventData,handles,...) calls the local
% function named CALLBACK in Z0CALC.M with the given input arguments.
%
% Z0CALC('Property','Value',...) creates a new Z0CALC or raises the
% existing singleton*. Starting from the left, property value pairs are
% applied to the GUI before Z0calc_OpeningFunction gets called. An
% unrecognized property name or invalid value makes property application
% stop. All inputs are passed to Z0calc_OpeningFcn via varargin.
%
% *See GUI Options on GUIDE's Tools menu. Choose "GUI allows only one
% instance to run (singleton)".
%
% See also: GUIDE, GUIDATA, GUIHANDLES

% Copyright 2002-2003 The MathWorks, Inc.

% Edit the above text to modify the response to help Z0calc

% Last Modified by GUIDE v2.5 10-Mar-2007 08:12:28

% Begin initialization code - DO NOT EDIT
gui_Singleton = 1;

```

```

gui_State = struct('gui_Name',    mfilename, ...
                  'gui_Singleton', gui_Singleton, ...
                  'gui_OpeningFcn', @Z0calc_OpeningFcn, ...
                  'gui_OutputFcn', @Z0calc_OutputFcn, ...
                  'gui_LayoutFcn', [], ...
                  'gui_Callback', []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargout
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end
% End initialization code - DO NOT EDIT

% --- Executes just before Z0calc is made visible.
function Z0calc_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
% This function has no output args, see OutputFcn.
% hObject    handle to figure
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
% varargin   command line arguments to Z0calc (see VARARGIN)

% Choose default command line output for Z0calc
handles.output = hObject;

% Update handles structure
guidata(hObject, handles);

% UIWAIT makes Z0calc wait for user response (see UIRESUME)
% uiwait(handles.figure1);

% --- Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = Z0calc_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
% varargout  cell array for returning output args (see VARARGOUT);
% hObject    handle to figure
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Get default command line output from handles structure
varargout{1} = handles.output;

```

```

function w_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to w (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of w as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of w as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function w_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to w (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end

function h_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to h (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of h as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of h as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function h_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to h (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end

```

```

function Er_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to Er (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of Er as text
%        str2double(get(hObject,'String')) returns contents of Er as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function Er_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to Er (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%       See ISPC and COMPUTER.
if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end

function t_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to t (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of t as text
%        str2double(get(hObject,'String')) returns contents of t as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function t_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to t (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   empty - handles not created until after all CreateFcns called
% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%       See ISPC and COMPUTER.
if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end

```

Ek-2: 1 dB Kısılma Noktasını Hesaplama Dosyaları

a. 1 dB Kısılma Noktasını Ölçüm Sonuçlarına Dayanarak Hesaplayan MATLAB .m Dosyası

```
HH = findobj(gcf,'Tag','GaindB1');
GaindB = str2num(get(HH,'String'));

HH = findobj(gcf,'Tag','PindBm1');
PindBm = str2num(get(HH,'String'));

PinmW=10^(PindBm/10); %Pin in mW
Gain=10^(GaindB/10); %Absolute gain
Pout=PinmW*Gain; %Pout in mW
PoutdBm=10*log10(Pout); %Pout in dBm

HH = findobj(gcf,'Tag','PodBm1');
set(HH,'String',num2str(PoutdBm));
```

b. 1 dB Kısılma Noktasını Ölçüm Sonuçlarına Dayanarak Hesaplayan Grafik Kullanıcı Arayüzü'nün .m Tanımlama Dosyası

```
function varargout = P1dBGUI(varargin)
% P1dBGUI M-file for P1dBGUI.fig
% P1dBGUI, by itself, creates a new P1dBGUI or raises the existing
% singleton*.
%
% H = P1dBGUI returns the handle to a new P1dBGUI or the handle to
% the existing singleton*.
%
% P1dBGUI('CALLBACK',hObject,eventData,handles,...) calls the local
% function named CALLBACK in P1dBGUI.M with the given input arguments.
%
% P1dBGUI('Property','Value',...) creates a new P1dBGUI or raises the
% existing singleton*. Starting from the left, property value pairs are
% applied to the GUI before P1dBGUI_OpeningFunction gets called. An
% unrecognized property name or invalid value makes property application
% stop. All inputs are passed to P1dBGUI_OpeningFcn via varargin.
%
% *See GUI Options on GUIDE's Tools menu. Choose "GUI allows only one
% instance to run (singleton)".
%
% See also: GUIDE, GUIDATA, GUIHANDLES

% Edit the above text to modify the response to help P1dBGUI

% Last Modified by GUIDE v2.5 23-Oct-2007 06:45:52
```

```

% Begin initialization code - DO NOT EDIT
gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',    mfilename, ...
                  'gui_Singleton', gui_Singleton, ...
                  'gui_OpeningFcn', @P1dBGUI_OpeningFcn, ...
                  'gui_OutputFcn', @P1dBGUI_OutputFcn, ...
                  'gui_LayoutFcn', [] , ...
                  'gui_Callback', []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargout
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end
% End initialization code - DO NOT EDIT

% --- Executes just before P1dBGUI is made visible.
function P1dBGUI_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
% This function has no output args, see OutputFcn.
% hObject    handle to figure
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
% varargin   command line arguments to P1dBGUI (see VARARGIN)

% Choose default command line output for P1dBGUI
handles.output = hObject;

% Update handles structure
guidata(hObject, handles);

% UIWAIT makes P1dBGUI wait for user response (see UIRESUME)
% uiwait(handles.figure1);

% --- Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = P1dBGUI_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
% varargout  cell array for returning output args (see VARARGOUT);
% hObject    handle to figure
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Get default command line output from handles structure
varargout{1} = handles.output;

```

```

function PindBm1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to PindBm1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of PindBm1 as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of PindBm1 as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function PindBm1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to PindBm1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on button press in pushbutton1.
function pushbutton1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to pushbutton1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

function GaindB1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to GaindB1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of GaindB1 as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of GaindB1 as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function GaindB1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to GaindB1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

```



```

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%   See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

function PodBm1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to PodBm1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   structure with handles and user data (see GUIDATA)

```

```

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of PodBm1 as text
%   str2double(get(hObject,'String')) returns contents of PodBm1 as a double

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function PodBm1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to PodBm1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   empty - handles not created until after all CreateFcns called

```

```

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%   See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

Ek-3: Güç Kazancını Hesaplamada Kullanılan MATLAB Dosyası

```

% Frekans vektörünü oluşturma
frekans=S11(:,1);
% Kompleks saçılma parametrelerini oluşturma
S11comp=S11(:,3)+i*S11(:,4);
S12comp=S12(:,3)+i*S12(:,4);
S21comp=S21(:,3)+i*S21(:,4);
S22comp=S22(:,3)+i*S22(:,4);
% Güç kazancını hesaplama
S21abs=abs(S21(:,2)+i*S21(:,3));
Gain=(S21abs).^2;
% Güç kazancını çizdirme
plot(frekans, Gain);

```

Ek-4: Kararlılık Analizi İçin Kullanılan MATLAB Dosyaları

a. Kuvvetlendirici 1'in Kararlılık Analizi İçin Kullanılan MATLAB Dosyası

```
% Frekans vektörünü oluşturma
frekans=S11(:,1);
% Kompleks saçılma parametrelerini oluşturma
S11comp=S11(:,3)+i*S11(:,4);
S12comp=S12(:,3)+i*S12(:,4);
S21comp=S21(:,3)+i*S21(:,4);
S22comp=S22(:,3)+i*S22(:,4);
% Delta, deltanın mutlak değeri ve K katsayısını herbir frekans için
% hesaplama
for s=1:501
    delta(s)=S11comp(s)*S22comp(s)-S12comp(s)*S21comp(s);
    absdelta(s)=abs(delta(s));
%
    K(s)=(1-(abs(S11comp(s)))^2-
(abs(S22comp(s)))^2+(abs(delta(s)))^2)/(2*abs(S12comp(s)*S21comp(s)));
end
% Delta ve K katsayısını frekansa göre çizdirme
subplot(2,1,1); plot(frekans, absdelta);
subplot(2,1,2), plot(frekans, K);
```

b. Kuvvetlendirici 2'nin Kararlılık Analizi İçin Kullanılan MATLAB Dosyası

```
% Frekans vektörünü oluşturma
frekans=S11(:,1);
% Kompleks saçılma parametrelerini oluşturma
S11comp=S11(:,3)+i*S11(:,4);
S12comp=S12(:,3)+i*S12(:,4);
S21comp=S21(:,3)+i*S21(:,4);
S22comp=S22(:,3)+i*S22(:,4);
% Delta, deltanın mutlak değeri ve K katsayısını herbir frekans için
% hesaplama
for s=1:201
    delta(s)=S11comp(s)*S22comp(s)-S12comp(s)*S21comp(s);
    absdelta(s)=abs(delta(s));
%
    K(s)=(1-(abs(S11comp(s)))^2-
(abs(S22comp(s)))^2+(abs(delta(s)))^2)/(2*abs(S12comp(s)*S21comp(s)));
%
end
% Delta ve K katsayısını frekansa göre çizdirme
subplot(2,1,1); plot(frekans, absdelta);
subplot(2,1,2), plot(frekans, K);
```

ÖZGEÇMİŞ

Serhan YAMAÇLI, 11 Kasım 1981'de Tarsus'ta doğdu. 1999 yılında A. K. B. Anadolu Lisesi'ni bitirerek aynı yıl İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi'ne girdi. 2003 yılında lisans diplomasını ve mühendis ünvanını aldı. Halen çalışmalarına Mersin Üniversitesi'nde devam etmektedir. Serhan YAMAÇLI, 2007 yılı itibariyle Marquis Who's Who in Science and Engineering ansiklopedisi'nde yer almaktadır. 2 adet SCI'da taranan uluslararası dergi makalesi, 1 adet ulusal dergi makalesi, 15 adet uluslararası konferans bildirisi ve 14 adet de ulusal konferans bildirisi bulunmaktadır. İleride kuantum bilgisayarlar konusunda çalışmayı planlamaktadır.