

**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**BİR GENİŞBANDLI MİKRODALGA GÜÇ YÜKSELTECİNİN  
DOĞRUSAL OLMAYAN ELEMAN MODELİ KULLANILARAK  
TASARLANMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Sedat KILINÇ**

**Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Telekomünikasyon Mühendisliği Programı**

**HAZİRAN 2015**



**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**BİR GENİŞBANDLI MİKRODALGA GÜÇ YÜKSELTECİNİN  
DOĞRUSAL OLMAYAN ELEMAN MODELİ KULLANILARAK  
TASARLANMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Sedat KILINÇ  
(504121328)**

**Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Telekomünikasyon Mühendisliği Programı**

**Tez Danışmanı: Prof. Dr. İbrahim AKDUMAN  
Eş Danışmanı: Prof. Dr. B. Sıddık YARMAN**

**HAZİRAN 2015**



İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504121328 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Sedat KILINÇ**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**BİR GENİŞBANDLI MİKRODALGA GÜÇ YÜKSELTECİNİN DOĞRUSAL OLMAYAN ELEMAN MODELİ KULLANILARAK TASARLANMASI**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

**Tez Danışmanı :**      **Prof. Dr. İbrahim AKDUMAN** .....  
İstanbul Teknik Üniversitesi

**Eş Danışman :**      **Prof. Dr. B. Sıddık YARMAN** .....  
İstanbul Üniversitesi

**Jüri Üyeleri :**      **Yrd. Doç. Dr. Ramazan KÖPRÜ** .....  
Işık Üniversitesi

**Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÇAYÖREN** .....  
İstanbul Teknik Üniversitesi

**Öğr. Gör. Dr. H. Bülent YAĞCI** .....  
İstanbul Teknik Üniversitesi

**Teslim Tarihi :**      **04 Mayıs 2015**  
**Savunma Tarihi:**    **12 Haziran 2015**



*Aileme,*



## ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasının her adımında sağladığı destek ve olanaklar sebebiyle, değerli hocam ve danışmanım Sayın Prof.Dr. Sıddık YARMAN'a ve yine destek ve yardımlarını esirgemeyen hocam ve danışmanım Sayın Prof.Dr. İbrahim AKDUMAN'a teşekkürlerimi sunarım.

Bu tez çalışmasının her basamağında sayısız emeği geçen ve desteği olan Işık Üniversitesi öğretim üyesi Sayın Yrd. Doç. Dr. Ramazan KÖPRÜ'ye özel teşekkürlerimi sunarım.

Gösterdikleri desteklerden dolayı sevgili aileme sonsuz teşekkür ederim.

İstanbul Üniversitesi, Elektrik-Elektrik Mühendisliği Bölümünde oluşturduğu laboratuvar altyapısı sayesinde, prototip devre üretimi konusunda bu çalışmayı yaparken de yararlandığım tecrübeleri kazanmamı sağlayan ve kendi tecrübelerini de aktararak her türlü desteği esirgemedi sağlayan Dr. Koray GÜRKAN'a yardımlarından dolayı teşekkürlerimi sunarım.

Ölçümleri yaptığım ve mikrodalga devre üretimi konusundaki tecrübe kazandığım İstanbul Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümündeki Mikrodalga ve Anten Laboratuvarının meydana gelmesinde emeği geçen Işık Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde görev yapan Arş.Gör. Çağatay AYDIN ve Arş.Gör. Doğu Çağdaş ATILLA'ya da bu laboratuvarın kurulmasında gösterdikleri çabalardan dolayı teşekkürlerimi sunarım.

Prototip devrenin üretimi konusunda yardım eden ve yükselteç devresi tasarımı ve üretimi konularında bilgilerini paylaşan Netaş İleri Araştırma Laboratuvarında çalışan, AR-GE donanım mühendisi Sayın İlker KAYA, ve Netaş AR-GE direktörü Sayın Ömer AYDIN'a teşekkürü bir borç bilirim.

Çalışmada kullanılan transistörün üreticisi CREE Inc'e de transistörün modelini sağladığı için teşekkür ederiz.

Bu çalışma 112E238 kodlu TÜBİTAK 1001 projesi ile desteklenmiştir, desteğinden dolayı TÜBİTAK'a teşekkürlerimizi sunarız.

Mayıs 2015

Sedat Kılınç  
Araştırma Görevlisi



# İÇİNDEKİLER

## Sayfa

|                                                                           |      |
|---------------------------------------------------------------------------|------|
| ÖNSÖZ.....                                                                | vii  |
| İÇİNDEKİLER .....                                                         | ix   |
| KISALTMALAR .....                                                         | xi   |
| ÇİZELGE LİSTESİ.....                                                      | xiii |
| ŞEKİL LİSTESİ.....                                                        | xv   |
| ÖZET.....                                                                 | xvii |
| SUMMARY .....                                                             | xix  |
| 1. GİRİŞ .....                                                            | 1    |
| 1.1 Tezin Amacı .....                                                     | 1    |
| 1.2 Tezin İçeriği .....                                                   | 2    |
| 2. DOĞRUSAL OLMAYAN ELEMAN MODELLERİ .....                                | 5    |
| 2.1 Doğrusal Olmayan Eleman Modellerinin Tanıtımı.....                    | 5    |
| 2.2 Doğrusal Olmayan Büyük İşaret Modellemeleri .....                     | 6    |
| 2.2.1 Analitik Modelleme .....                                            | 7    |
| 2.2.2 Kara-kutu modelleme.....                                            | 8    |
| 2.2.2.1 Tablo ile modelleme.....                                          | 8    |
| 2.2.2.2 Davranışsal modelleme .....                                       | 9    |
| Cardiff modeli .....                                                      | 10   |
| X Parametreleri modeli .....                                              | 10   |
| 2.3 Doğrusal Olmayan Ölçüm Sistemleri .....                               | 11   |
| 3. YÜKSELTEÇ TASARIMI VE GENİŞBANDLI EMPEDANS                             |      |
| UYUMLAŞTIRMA TEKNİKLERİ .....                                             | 13   |
| 3.1 Güç Yükselteçleri .....                                               | 13   |
| 3.2 Güç Yükselteçlerinin Tasarım Parametreleri ve Genel Devre Yapısı..... | 16   |
| 3.2.1 Güç Yükseltecinin Verimi .....                                      | 18   |
| 3.2.2 1dB sıkışma noktası .....                                           | 18   |
| 3.3 Empedans Uyumlaştırma ve Genişbandlı Uyum Problemleri .....           | 18   |
| 3.3.1 Tekli uyumlaştırma problemi.....                                    | 22   |
| 3.3.2 İkili uyumlaştırma problemi.....                                    | 22   |
| 3.3.3 Aktif uyumlaştırma Problemi.....                                    | 23   |
| 3.3.4 Filtre ya da iletim kaybı problemi.....                             | 23   |
| 3.3.5 Dengeleme (equalization problemi).....                              | 24   |
| 3.4 Çeşitli Uyumlaştırma Teknikleri .....                                 | 24   |
| 3.4.1 Kayıplı uyumlaştırma tekniği.....                                   | 24   |
| 3.4.2 Savak-geçit geribeslemesi ile uyumlaştırma tekniği.....             | 25   |
| 3.4.3 Çok bölümlü kayıpsız devre elemanları ile uyumlaştırma.....         | 26   |
| 4. GENİŞBANDLI MİKRODALGA GÜÇ YÜKSELTECİ DEVRESİNİN                       |      |
| TASARIMI .....                                                            | 29   |
| 4.1 Transistörün Özelliklerinin incelenmesi .....                         | 30   |
| 4.2 Transistörün Giriş Yansımasının Azaltılması .....                     | 32   |
| 4.3 Savak-Geçit Geribeslemesi ile Giriş Yansımasının ve Kazancın          |      |
| Bandgenişliğinin Arttırılması .....                                       | 36   |
| 4.4 Yük-Çekme Benzeşimleri Yapılarak Çıkış Devresinin Tasarımı .....      | 38   |
| 4.4.1 Yüke aktarılan gücün maksimum olduğu devre .....                    | 44   |
| 4.4.2 Maksimum PAE sağlayacak devre .....                                 | 50   |
| 4.4.3 Çalışma bandında düz kazanç eğrisine sahip devre .....              | 53   |

|                                                                                              |           |
|----------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 4.5 Düz Kazançlı Yükselteç Çıkış Devresinin Tasarımı .....                                   | 57        |
| <b>5. ÜRETİME YÖNELİK HAZIRLIKLAR VE BİR PROTOTİP ÜRETİMİ ...</b>                            | <b>65</b> |
| 5.1 Toplu Parametrelili Elemanların Dağıntık Parametrelili Elemanlara<br>Dönüştürülmesi..... | 65        |
| 5.2 Devreye Gerekli İletim Hatlarının Dahil Edilmesi.....                                    | 68        |
| 5.3 Devrenin Seriminin Oluşturulması ve Eş-Simülasyonu.....                                  | 71        |
| 5.4 Prototip Üretimi ve Ölçüm Sonuçları.....                                                 | 75        |
| <b>6. SONUÇ VE ÖNERİLER.....</b>                                                             | <b>83</b> |
| <b>KAYNAKLAR.....</b>                                                                        | <b>85</b> |
| <b>ÖZGEÇMİŞ .....</b>                                                                        | <b>87</b> |

## KISALTMALAR

|               |                                               |
|---------------|-----------------------------------------------|
| <b>AC</b>     | : Alternating Current                         |
| <b>ADS</b>    | : Advanced Design System                      |
| <b>CAD</b>    | : Computer Aided Design                       |
| <b>dB</b>     | : DeciBell                                    |
| <b>dBm</b>    | : DeciBell milliWatt                          |
| <b>DC</b>     | : Direct Current                              |
| <b>DWLU</b>   | : Direct Waveform Look-up                     |
| <b>FET</b>    | : Field Effect Transistor                     |
| <b>GaN</b>    | : Gallium Nitride                             |
| <b>HB</b>     | : Harmonic Balance                            |
| <b>HBT</b>    | : Heterojunction Bipolar Transistor           |
| <b>HEMT</b>   | : High Electron Mobility Transistor           |
| <b>IF</b>     | : Inter Frequency                             |
| <b>IMN</b>    | : Input Matching Network                      |
| <b>ISM</b>    | : Industrial Scientific Medical band          |
| <b>LSNA</b>   | : Large Signal Network Analyzer               |
| <b>LUT</b>    | : Look-up Table Model                         |
| <b>MESFET</b> | : Metal Semiconductor Field Effect Transistor |
| <b>MMIC</b>   | : Monolithic Microwave Integrated Circuit     |
| <b>NVNA</b>   | : Nonlinear Vector Network Analyzer           |
| <b>OMN</b>    | : Output Matching Network                     |
| <b>PA</b>     | : Power Amplifier                             |
| <b>PAE</b>    | : Power Added Efficiency                      |
| <b>PCB</b>    | : Printed Circuit Board                       |
| <b>PHD</b>    | : Poly Harmonic Distortion                    |
| <b>PTN</b>    | : Power Transfer Network                      |
| <b>RF</b>     | : Radio Frequency                             |
| <b>RFT</b>    | : Real Frequency Technique                    |
| <b>SRFT</b>   | : Simplified Real Frequency Technique         |
| <b>TPG</b>    | : Transducer Power Gain                       |
| <b>VNA</b>    | : Vector Network Analyzer                     |



## ÇİZELGE LİSTESİ

### Sayfa

|                                                                                             |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Çizelge 4.1 :Yüke aktarılacak gücün maksimum olması için elde edilen yansıma değerleri..... | 44 |
| Çizelge 4.2 : PAE'nin maksimum olması için elde edilen yansıma değerleri.....               | 50 |
| Çizelge 4.3 : Düz kazanç için elde edilen yansıma değerleri .....                           | 54 |
| Çizelge 5.1 : Devrede kullanılan elemanlar.....                                             | 75 |



## ŞEKİL LİSTESİ

### Sayfa

|                                                                                                                                                                                                                    |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Şekil 3.1 : Temel bir verici blok şeması. ....                                                                                                                                                                     | 13 |
| Şekil 3.2 : Tipik bir ideal yükselteç kazanç grafiği. ....                                                                                                                                                         | 14 |
| Şekil 3.3 : Büyük işaretler ile çalışan bir RF bloğunun terminalindeki parametreler. ....                                                                                                                          | 16 |
| Şekil 3.4 : RF Güç yükselteci devre yapısı. ....                                                                                                                                                                   | 17 |
| Şekil 3.5 : Kayıpsız iki kapılı güç iletim devresi. ....                                                                                                                                                           | 19 |
| Şekil 3.6 : Farklı tipte kayıpsız iki kapılı devreler: (a)Toplu elemanlardan oluşmuş. (b)Dağınık parametrelili elemanlardan oluşmuş. (c)Karışık elemanlı [1].                                                      | 21 |
| Şekil 3.7 : Tekli uyum problemi, kompleks ve gerçel sonlandırma. ....                                                                                                                                              | 22 |
| Şekil 3.8 : İkili uyumlaştırma problemi, her iki sonlandırma da kompleks. ....                                                                                                                                     | 23 |
| Şekil 3.9 : Aktif uyumlaştırma problemi. ....                                                                                                                                                                      | 23 |
| Şekil 3.10 : Filtre problemi ve resistif terminasyonlar. ....                                                                                                                                                      | 24 |
| Şekil 3.11 : Kayıplı uyumlaştırma tekniği kullanılmış bir giriş uyumlaştırma devresi. ....                                                                                                                         | 25 |
| Şekil 3.12 : Savak-geçit geri beslemeli uyumlaştırma devresi. ....                                                                                                                                                 | 26 |
| Şekil 3.13 : Merdiven topolojisindeki uyumlaştırma devresi. ....                                                                                                                                                   | 26 |
| Şekil 4.1 : Tasarımda izlenilen yönleme ait akış şeması. ....                                                                                                                                                      | 29 |
| Şekil 4.2 : Transistörü analiz etmek amacıyla hazırlanan test devresi. ....                                                                                                                                        | 31 |
| Şekil 4.3 : Transistörün kazanç ve yüke aktarılan güç eğrileri. ....                                                                                                                                               | 31 |
| Şekil 4.4 : Transistörün yansıma eğrileri: (a)Giriş yansıması. (b)Çıkış yansıması. ..                                                                                                                              | 32 |
| Şekil 4.5 : Transistörün katalogundaki uygulama devreleri ve örnek alınan kayıplı giriş uyum devresi: (a)Katalogta yer alan uygulama devresi şeması. (b)Katalogta yer alan uygulama devresine ait serim [21]. .... | 34 |
| Şekil 4.6 : Giriş uyum devresi eklenilen devreye ait şema. ....                                                                                                                                                    | 35 |
| Şekil 4.7 : Giriş uyum devresi eklenilen devreye ait kazanç ve yüke aktarılan güç eğrileri. ....                                                                                                                   | 35 |
| Şekil 4.8 : Giriş uyum devresi eklenilen devreye ait yansıma başarımları: (a)Giriş yansıması. (b)Çıkış yansıması. ....                                                                                             | 36 |
| Şekil 4.9 : Savak-geçit geribeslemesi eklenilen devreye ait şema. ....                                                                                                                                             | 37 |
| Şekil 4.10 : Savak-geçit geribeslemesi eklenilen devreye ait kazanç ve yüke aktarılan güç eğrileri. ....                                                                                                           | 37 |
| Şekil 4.11 : Savak-geçit geribeslemesi eklenilen devreye ait yansıma eğrileri: (a)Giriş yansıması. (b)Çıkış yansıması ve yükten yansıma. ....                                                                      | 38 |
| Şekil 4.12 : ADS Programında yük-çekme benzeşimi kurulumu. ....                                                                                                                                                    | 40 |
| Şekil 4.13 : ADS Programında yük-çekme benzeşiminin verdiği sonuçlar. ....                                                                                                                                         | 41 |
| Şekil 4.14 : Sabit kazanç ve sabit PAE çemberleri. ....                                                                                                                                                            | 42 |
| Şekil 4.15 : Yük-çekme benzeşiminde kullanılan yük örnekleri ve bunlara karşı gelen çıkış gücü ve PAE değerleri. ....                                                                                              | 43 |
| Şekil 4.16 : Örnek bir .slp dosyası içeriği. ....                                                                                                                                                                  | 47 |
| Şekil 4.17 : .slp uzantılı dosyanın ADS'te kullanılması. ....                                                                                                                                                      | 47 |
| Şekil 4.18 : Yüke aktarılabilecek maksimum güç için yansıma ve empedans değerlerinin ADS'te çizdirilmesi. ....                                                                                                     | 48 |
| Şekil 4.19 : Sonlandırması yüke aktarılabilecek maksimum güce göre yapılan devre. ..                                                                                                                               | 48 |
| Şekil 4.20 : Yüke aktarılabilecek maksimum güce göre sonlandırılmış devreye ilişkin kazanç ve yüke aktarılabilecek güç grafikleri. ....                                                                            | 49 |

|                                                                                                                                                                               |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Şekil 4.21 :</b> Yüke aktarılabacak maksimum güce göre sonlandırılmış devreye ilişkin yansımalar: (a)Giriş yansıması. (b)Çıkış yansıması ve yükten yansıma.                | 49 |
| <b>Şekil 4.22 :</b> Maksimum PAE'ye göre sonlandırılmış devreye ilişkin PAE, kazanç ve yüke aktarılan güç grafikleri: (a)PAE grafiği. (b)Kazanç ve yüke iletilen güç grafiği. | 52 |
| <b>Şekil 4.23 :</b> Maksimum PAE'ye göre sonlandırılmış devreye ilişkin, yansıma grafikleri: (a)Giriş yansıması. (b)Çıkış yansıması ve yükten yansıma.                        | 52 |
| <b>Şekil 4.24 :</b> Düz kazanç eğrisine göre sonlandırılmış devreye ilişkin kazanç ve yüke aktarılan güç grafikleri.                                                          | 56 |
| <b>Şekil 4.25 :</b> Düz kazanç eğrisine göre sonlandırılmış devreye ilişkin yansıma grafikleri: (a)Giriş yansıması. (b)Çıkış yansıması ve yükten yansıma.                     | 57 |
| <b>Şekil 4.26 :</b> Çıkış uyum devresi sentezinde ele alınacak devre bölümü.                                                                                                  | 58 |
| <b>Şekil 4.27 :</b> SRFT algoritmasıyla tasarlanan çıkış uyum devresi.                                                                                                        | 58 |
| <b>Şekil 4.28 :</b> SRFT ile tasarlanan çıkış uyum devresine ait iletim kaybı grafiği.                                                                                        | 59 |
| <b>Şekil 4.29 :</b> SRFT algoritmasıyla tasarlanan çıkış uyum devresi bağlanarak oluşturulan yükselteç devresi.                                                               | 59 |
| <b>Şekil 4.30 :</b> Çıkış uyum devresi bağlanan yükseltecin kazanç performansı.                                                                                               | 60 |
| <b>Şekil 4.31 :</b> Çıkış uyum devresi bağlanan yükseltecin giriş ve çıkış yansımaları.                                                                                       | 61 |
| <b>Şekil 4.32 :</b> Sonlandırması 50Ω olacak şekilde çıkış uyum devresinin elemanları optimize edilmiş devre.                                                                 | 62 |
| <b>Şekil 4.33 :</b> Çıkış uyum devresi, sonlandırması 50Ω olacak şekilde optimize edilmiş devrenin kazanç başarımı.                                                           | 63 |
| <b>Şekil 4.34 :</b> Çıkış uyum devresi, sonlandırması 50Ω olacak şekilde optimize edilmiş devrenin yansıma başarımları.                                                       | 63 |
| <b>Şekil 5.1 :</b> Toplu eleman-dağınık parametrelili eleman denklikleri.                                                                                                     | 66 |
| <b>Şekil 5.2 :</b> Broadband kapasitör olarak kullanılan radyal açık devre hat.                                                                                               | 66 |
| <b>Şekil 5.3 :</b> Mikroşerit hat boyutlarının hesaplandığı ADS'in LineCalc aracı.                                                                                            | 68 |
| <b>Şekil 5.4 :</b> Mikroşerit hatların da dahil edildiği devre şeması.                                                                                                        | 69 |
| <b>Şekil 5.5 :</b> Mikroşerit hatların da dahil edildiği devrenin kazanç başarımı.                                                                                            | 70 |
| <b>Şekil 5.6 :</b> Mikroşerit hatların da dahil edildiği devrenin yansıma başarımı.                                                                                           | 71 |
| <b>Şekil 5.7 :</b> Devrenin serimi.                                                                                                                                           | 72 |
| <b>Şekil 5.8 :</b> Devrenin eş-simülasyon şeması.                                                                                                                             | 73 |
| <b>Şekil 5.9 :</b> Devrenin eş-simülasyon kazanç başarımı.                                                                                                                    | 73 |
| <b>Şekil 5.10 :</b> Devrenin eş-simülasyon yansıma başarımları.                                                                                                               | 74 |
| <b>Şekil 5.11 :</b> Üretimi Yapılan prototip yükselteç devresi.                                                                                                               | 76 |
| <b>Şekil 5.12 :</b> Prototip yükselteç devresi ölçüm düzeneği.                                                                                                                | 76 |
| <b>Şekil 5.13 :</b> Prototip yükselteç devresi küçük işaret ölçüm ve simülasyon kazanç sonuçları.                                                                             | 77 |
| <b>Şekil 5.14 :</b> Prototip yükselteç devresi küçük işaret ölçüm ve simülasyon giriş yansıması sonuçları.                                                                    | 77 |
| <b>Şekil 5.15 :</b> Prototip yükselteç devresi büyük işaret ölçüm düzeneği.                                                                                                   | 78 |
| <b>Şekil 5.16 :</b> Prototip yükselteç devresi büyük işaret ölçüm sonuçları.                                                                                                  | 79 |
| <b>Şekil 5.17 :</b> Artan giriş gücüne karşılık çıkış güçleri.                                                                                                                | 80 |
| <b>Şekil 5.18 :</b> Devrenin güç eklemeli verim (PAE) başarımı.                                                                                                               | 81 |
| <b>Şekil 5.19 :</b> Devrenin 1GHz'deki harmonik performansı.                                                                                                                  | 81 |

# **BİR GENİŞBANDLI MİKRODALGA GÜÇ YÜKSELTECİNİN DOĞRUSAL OLMAYAN ELEMAN MODELİ KULLANILARAK TASARLANMASI**

## **ÖZET**

Yüksek lisans tezi olarak gerçekleştirilmiş olan bu çalışmada, tasarım adımlarındaki tüm detaylara yer verilerek yapılan bir örnek tasarım üzerinden, genişbandlı bir güç yükselteci tasarım metodolojisi sunulmuştur.

Çalışma başlığında da yer alan doğrusal olmayan bir eleman modeli, çalışmanın çıkış kaynağı olarak düşünülebilir. Çünkü bu türden, doğrusal olmayan bir elemanın davranışını modellemek, lineer denklem sistemleriyle mümkün olmamakta ve çoğu optimizasyon algoritmalarıyla tasarım kriterlerine uygun başarımlar elde edilememektedir. Davranışı doğrusal olmayan eleman içeren böyle bir tasarımın bir de genişbandlı olması istendiğinde durum iyice karışacak, ortaya çıkan denklem takımları çözülemeyecek bir hal alacak ve optimizasyon algoritmaları ile sonuca yakınsamak neredeyse imkansı hale gelecektir. Bu nedenle çalışmada böyle bir tasarımın yapılması, bilgisayar destekli tekniklerle ele alınmış, tasarım adımları adım adım izah edilerek doğrusal olmayan bir transistör modeli içeren, oldukça geniş bandlı bir mikrodalga güç yükselteci tasarımı yapılmıştır. Tasarımı yapılan devrenin üretime elverişli hale getirilmesi ve serim sonrası simülasyonlarına yer verilerek ayrıca tasarım sonrasında devre elemanı olarak üretici eleman modelleri kullanılarak devrenin performansı gerçeğe en yakın şekilde analiz edilmeye çalışılmıştır.

Tasarım sonucu gözlemlenen simülasyon sonuçları oldukça tatmin edici nitelikte çıkmıştır. İdeal ve serim tasarımı tamamlanan devrenin daha sonra prototip üretimi de tamamlanıp testlere tabi tutulmuş ve elde edilen ölçüm sonuçlarına da yer verilmiştir. Ölçüm sonuçları henüz kısıtlı imkanlar nedeniyle bir takım eksiklikler içerse de elde edilen bulgular devrenin düzgün bir şekilde çalıştığını göstermektedir. Devrenin ölçümleri devam etmektedir.

Tasarım aşamalarından önce genel olarak doğrusal olmayan eleman modelleri ve elde edilme yöntemlerinden de kısaca bahsedilmiştir. Ayrıca güç yükselteçleri hakkında ve tasarım parametreleri ve tasarımda kullanılan yöntemlere de değinilmiştir. Yine yükselteç devrelerinde sıkça kullanılan uyumlaştırma devre türleri ve bunların tasarım yöntemlerinden de kısaca bahsedilmiş, tasarım adımlarında anlatıldığı üzere bu uyumlaştırma türlerinden farklı basamaklarda farklı problemlerin çözümünde faydalanılmıştır.

Doğrusal olmayan davranış sergileyen bir eleman içeren genişbandlı bir güç yükseltecinin tasarımı her ne kadar bir örnek üzerinden anlatılmışsa da, uygun yöntemler genelleştirilebilir niteliktedir ve paylaşılan bilgilerin doğrusal olmayan eleman içeren devre, özellikle güç yükselteci tasarımcıları için faydalı olacağı ümit edilmektedir.



# **DESIGN OF A WIDEBAND MICROWAVE POWER AMPLIFIER USING NON-LINEAR DEVICE MODEL**

## **SUMMARY**

In this MSc. Thesis, a design methodology of a wideband microwave power amplifier using non-linear device model is proposed in details over a design example. And design steps are explained as could be as in details to be useful for microwave power amplifier designers who encounter with similar issues.

It can be considered as a motivation point that usage of a non-linear device model which is also take part on the name of this study. Because modelling and studying such a non-linear device can not be possible via linear equation sets and most of the time optimization algorithms can not convergence on the solution. In addition if the desired bandwidth is wide, it will be more difficult and nearly impossible to solve equations and usage of the optimization algorithms will be useless due to the convergence problems. For these reasons, such a study is done using a computer-aided and user-driven method and design systems and design steps are explained in details as could be as possible. The Simplified Real Frequency Technique (SRFT) which is popular in literature with its ability of broadband matching solutions also implemented in the design steps. And at the final of the work, a wideband microwave power amplifier is designed and prototyped in success. On the path of production, post layout simulation called “cosimulation” is implemented and realistic vendor models are used in the cosimulation to observe realistic effects.

The simulation results of the designed circuit are seen sufficiently satisfying. After ideally designed and simulated with cosimulation tool, the circuit is prototyped and measured. Measurement results are in agreement with simulation results which shows the prototyp circuit works well.

Classical microwave circuit design relies on the linear network parameters such as s-parameters due to their capability of characterizing the behavior of any linear circuit successfully. Furthermore, the classical design and analysis of linear microwave transistor based circuits are based on the simple analytical approaches which utilize the transistor s-parameters. So that it is not complicated to provide an analytical solution for the input and output variables and analytically determining fundamental parameters as the stability factor, the power gain contours or the input-output matching conditions. But all these happens when the microwave devices operates in their linear regions. S parameters depends on super position principle and only passive microwave circuits such as filters, couplers, power dividers, etc., and active microwave devices such as amplifiers that operates small signal operating points can be characterized in accuracy with them. If the amplifiers input signal level increases over its linear region, super position principle becomes no more useful, distortions such as gain compression, harmonic production and intermodulation begins to form.

For the last few decades, the linear system theory was utilizing in success on the design of microwave circuits. This linearity approach was modelling the linear microwave devices successfully and characterizing them consistently with the support of vector network analyzers (VNA). Nevertheless, today's systems of space and aeronautics, social media and mobile personal communication devices make it inevitable to operate the active network device in its non-linear region to improve efficiency and bandwidth.

So on this path, usage of linear theory gives no more use and it becomes a necessity to study the non-linear parameters and characterizing such devices with them.

Some examples of these kind of non-linear applications can be found on RF power amplifier studies which requires high power and mostly operates its non-linear region. It is important to design of microwave power amplifiers with high power level and it depends to the transistors non-linear model to low cost design and high efficiency.

One of the main problem in the microwave circuit design with large signals is the difficulty of the design with complex, non-linear devices to achieve desired delivered power level, desired efficiency and good reflectances. Since the non-linear device can not be modeled with linear equation sets, several design steps are required to achieve desired criterias on the input and output regions. And these processes take importance for time efficiency and performance. For this reason it is important that to select a suitable optimum design methodology for the desired circuit. In the study desired design criterias are achieved for the microwave power amplifier circuit which contains non-linear device model. On the design process, different kind of design techniques in the literature are used to solve different problems encountered on the different steps of the design.

The thesis contains six main chapters. In the first part, the introduction and problem definition take place.

The second chapter of the study takes a brief look to the non-linear design models and discuss about why they are important and how they can be obtained comparing them small signal parameters.

In the third chapter, power amplifiers and their design techniques are introduced. Some important parameters about power amplifier designs are explained in the chapter three. Also in this chapter, broadband matching problems and some common matching techniques are explained.

The fourth chapter, which is the longest part of the study is the section where the design of broadband microwave power amplifier with non-linear device model started. In this section, the matching techniques are implemented, reflectance levels of the circuit are reduced, flat gain is obtained and all desing criterias are achieved over the ideal case and the ideal design is completed with high success.

In the fifth chapter, the designed ideal circuit in chapter four is prepared for the prototype production. The layout design is made and cosimulations are performed. According to the results, the post layout optimizations are done and also good results are obtained for the post layout design. Also in this chapter, the prototyped circuit and its measurement results are given. It is observed that the measurement results are in a good agreements with simulation results.

The last section, chapter six is the conclusion part. In this section, the completed study is overviewed and required discussion and future works are given.

In the final of the work, a microwave power amplifier with a ultra-wide bandwidth from  $\sim 0.8\text{GHz}$  to  $\sim 3.2\text{GHz}$ , and has nearly 4-6Watt output power on the operating bandwidth is achieved. The harmonic performance shows also good results. Circuit is includes Cree's Gan HEMT power transistor and designed with it's large signal model. Input and outpt matching networks are designed with using several methods in combination. All the design steps are detailed in related section.

However the design of a wideband microwave power amplifier using non linear device model is explained over a design example. The study and techniques that used can be generalized for different design criterias. And it is hoped that this study will help power amplifier designers challenging with wide bandwidth and non-linear devices.



## 1. GİRİŞ

Bu bölümde yapılan çalışmaya genel bir bakış yapılmış ve tezde yer alan diğer bölümler tanıtılmıştır. Yapılan çalışmanın niteliği konusunda bilgi vermiş ve tasarımı gerçekleştirilen devreden kısaca bahsedilmiştir.

### 1.1 Tezin Amacı

Bu tezde, doğrusal olmayan bir eleman olarak seçilen bir büyük işaret güç transistörü kullanılarak, oldukça geniş bir banda sahip mikrodalga güç yükselteci tasarımı anlatılmış ve bu türden devreler için tasarımcılara yardımcı olabilecek bir yol haritası çizilmiştir.

Çalışma başlığında da yer alan doğrusal olmayan bir eleman modeli, çalışmanın çıkış kaynağı olarak düşünülebilir. Çünkü bu türden, doğrusal olmayan bir elemanın davranışını modellemek ve bu eleman ile devre kurmak, lineer denklem sistemleriyle mümkün olmamakta ve çoğu optimizasyon algoritmalarıyla tasarım kriterlerine uygun başarımlar elde edilememektedir. Davranışı doğrusal olmayan eleman içeren böyle bir tasarımın bir de genişbandlı olması istendiğinde durum iyice karışacak, ortaya çıkan denklem takımları çözülemeyecek bir hal alacak ve optimizasyon algoritmaları ile sonuca yakınsamak neredeyse imkasız hale gelecektir. Bu nedenle çalışmada böyle bir tasarımın yapılması, bilgisayar destekli tekniklerle ele alınmış ayrıca empedans uyumlaştırmada literatürde bilenen etkin bir teknik olan “Basitleştirilmiş Gerçek Frekans Tekniği (Simplified Real Frequency Technique, SRFT)”nden de faydalanılmıştır [1-9]. Tasarım adımları adım adım izah edilerek doğrusal olmayan bir transistör modeli içeren, oldukça geniş bandlı bir mikrodalga güç yükselteci tasarımı yapılmıştır. Tasarımı yapılan devrenin üretime elverişli hale getirilme çalışmalarına ve serim sonrası simülasyonlarına yer verilerek ayrıca tasarım sonrasında devre elemanı olarak üretici eleman modelleri kullanılarak devrenin performansı gerçeğe en yakın şekilde analiz edilmeye çalışılmıştır. Devrenin prototipinin üretimi de yapılmış yapılan prototip devre ölçümlere tabi tutulmuştur. Böylece doğrusal olmayan bir model ile gerçek ölçüm sonuçlarının simülasyonla ne kadar uyumlu olduğu da gözlemlenmiştir.

Günümüz büyük işaret devre tasarımı yolundaki temel bir problem, kompleks, doğrusal olmayan elemanlar ile çıkış gücü, verim, giriş-çıkış uyumlaşması gibi tasarım kriterlerine yerine getirecek şekilde mikrodalga devrelerinin tasarlanmasında karşılaşılan zorluklardır. Doğrusal olmayan eleman, lineer denklemler ile modellenemediğinden giriş ve çıkıştaki uyumu sağlayabilmek için birkaç tasarım adımı izlenerek devrenin istenilen kriterler için optimum performansı yakalanır. Ancak yapılan bu işlemler, zaman verimliliği ve performans açısından önem taşır. Bu nedenle tasarlanacak devreye ilişkin uygun tasarım yöntemini seçmek ve giriş çıkış uyum devrelerini bu doğrultuda elde etmek önemlidir. Bu çalışmada da doğrusal olmayan bir aktif eleman modeli kullanılarak seçilen kriterlerde devre tasarımı yapılmıştır. Tasarım sürecinde literatürde yer alan farklı teknikler farklı sorunları çözmek amacıyla kullanılmış ve simülasyonlar ve ölçümlerden memnuniyet verici sonuçlar gözlemlenmiştir.

Tasarım sonucu gözlemlenen simülasyon sonuçları oldukça tatmin edici nitelikte çıkmıştır. İdeal ve serim tasarımı tamamlanan devrenin daha sonra prototip üretimi de tamamlanıp testlere tabi tutulmuş ve elde edilen ölçüm sonuçlarına da yer verilmiştir. Ölçüm sonuçları da devrenin başarılı şekilde çalıştığını göstermektedir.

## **1.2 Tezin İçeriği**

Tezin içeriği altı ana başlıktan oluşmaktadır. İlk kısım olan bu bölüm, diğer bölümlerin tanıtıldığı ve yapılan çalışma hakkında genel bilgilerin yer aldığı giriş kısmıdır.

İkinci bölümde, doğrusal olmayan eleman modellerine genel bir bakış yapılmıştır, bu modellerin nasıl elde edildikleri ve niçin önemli olduklarından bahsedilmiştir.

Üçüncü bölümde güç yükselteçleri tanıtılmış, tasarımlarda kullanılacak güç yükselteçlerine ilişkin bazı parametreler açıklanmıştır. Ayrıca, güç yükselteçlerinde sıklıkla karşılaşılan uyumlaştırma problemleri ile bu problemleri çözme tekniklerine de yer verilmiştir.

En uzun bölüm olan Dördüncü bölüm, genişbandlı mikrodalga güç yükseltecinin tasarımının başladığı, uyumlaştırmaların yapıldığı, hedeflenen devre performansının elde edildiği ve ideal tasarımın sonlandığı bölümdür. Bu bölümde oldukça iyi performans sergileyen bir güç yükseltecine ait tasarım adımları detaylı olarak anlatılmaktadır.

Beşinci bölüm de, Dördüncü bölümde ideal devresi tasarlanan yükseltece ait serimin (layout) oluşturulduğu ve serim sonrası simülasyonlara ait sonuçların verildiği ve prototip üretim çalışmalarının verildiği bölümdür. Bu bölümde üretilen devreye ilişkin tamamlanan ölçüm sonuçlarına da yer verilmiştir.

Altıncı bölüm olan son bölüm ise sonuç bölümüdür, bu bölümde yapılan çalışmalar değerlendirilmiş ve ileride yapılması planlanan çalışmalardan bahsedilerek tez çalışması sonlandırılmıştır.

Tasarım aşamalarından önce genel olarak doğrusal olmayan eleman modelleri ve elde edilme yöntemlerinden de kısaca bahsedilmiştir. Ayrıca güç yükselteçleri hakkında ve tasarım parametreleri ve tasarımda kullanılan yöntemlere de değinilmiştir.

Doğrusal olmayan davranış sergileyen bir eleman içeren genişbandlı bir güç yükseltecinin tasarımı her ne kadar bir örnek üzerinden anlatılmışsa da, uygun yöntemler genelleştirilebilir niteliktedir ve paylaşılan bilgilerin doğrusal olmayan eleman içeren devre, özellikle güç yükselteci tasarımcıları için faydalı olacağı ümit edilmektedir.



## 2. DOĞRUSAL OLMAYAN ELEMAN MODELLERİ

### 2.1 Doğrusal Olmayan Eleman Modellerinin Tanıtımı

Birkaç on yıllık yakın bir geçmişe kadar, mikrodalga devrelerinin tasarımı doğrusal sistem teorisine dayanmaktaydı. İyi bir şekilde geliştirilmiş doğrusal sistem kuramı, vektörel devre analizi (VNA) ekipmanları yardımıyla, doğrusal mikrodalga cihazlarını küçük işaret  $s$  parametreleri ile başarılı bir şekilde modellemeyi ve de eleman davranışını tutarlı bir biçimde karakterize etmeyi başarıyordu. Ancak uzay ve havacılık alanında kullanılacak sistemler ile günümüz teknoloji pazarının tetiklediği sosyal medya ve mobil iletişim ekipmanları, band genişliği ve verimliliği arttırmak amacıyla aktif devre elemanlarının doğrusal bölge dışında çalıştırılmasını gerekli kılmaktadır. Bu nedenle, bu bağlamda doğrusallık kuramı (linear theory) kullanımı fayda etmemektedir, doğrusal olmayan davranışların üzerinde araştırma yapılması ve bu davranışların kavranması zorunlu hale gelmiştir [10].

Bu tür doğrusal olmayan uygulama gereksinimlerinin bir örneği, yüksek güce ihtiyaç duyan radyo frekans RF ve mikrodalga alt sistemlerinin bulunduğu uzay ve havacılık alanında kendini göstermektedir. Bu tür uygulamalarda yüksek seviyeli güç kuvvetlendiricilerinin tasarımı yüksek öneme sahiptir. Ayrıca günümüzde hemen her alanda kullandığımız mobil cihazların da düşük maliyetle optimum seviyede çalışması transistör verimine yani dolaylı olarak transistörün doğrusal olmayan çalışma modeline bağlıdır.

Doğrusal devrelerde mikrodalga devre tasarım tekniği  $s$  parametrelerinin kullanımına dayanmaktadır. Bunun nedeni,  $s$  parametrelerinin herhangi bir doğrusal devreyi herhangi bir empedans ortamında başarıyla karakterize etmesidir. Bu da  $s$  parametrelerinin devre tasarımına yönelik teorilerde, bilgisayar ortamında doğrusal benzeşim ve analiz araçlarında, VNA gibi ölçüm ortamlarında doğrudan ve yaygın bir şekilde kullanımını getirmiştir. Böylelikle başarılı bir şekilde mikrodalga devreleri ve alt sistemleri karakterize edilip tasarlanabilmektedir. Ancak  $s$  parametreleri süper pozisyon ilkesine dayanmakta ve sadece filtre, güç bölücü, kuplör gibi doğrusal pasif

devreleri ve küçük işaret doğrusal bölgede çalıştırılan yükselteçler gibi aktif devreleri doğrulukla karakterize edebilmektedir. Yükseltecin giriş işaret seviyesi, doğrusal çalışma bölgesinin üzerine çıktığında ise süper pozisyon ilkesi geçerli olmamakta; s parametreleri kullanılamamakta; kazanç sıkışması, harmoniklerin üremesi ve entermodülasyon gibi distorsiyonlar oluşmaktadır [10].

Yukarda bahsedilen nedenlerden dolayı, günümüzde mikrodalga devre elemanlarının analog yapılarının doğrusal olmayan modellerinin oluşturulması ve kullanılması; büyük işaret ölçümleri; doğrusal olmayan simülasyon araçlarının kullanılması, mikrodalga tasarımcıları için büyük önem taşımakta, doğrusal olmayan alt sistemlerin tasarım ve ölçümlerine imkan vermektedir.

Yükselteç, osilatör gibi klasik doğrusal mikrodalga devrelerinin analiz ve tasarımları doğrusal yaklaşımlar üzerine kurulmuştur. Transistör s parametrelerinin hedeflenen devre performansını karşılamak üzere gerekli matematiksel fonksiyonlarda kullanılmasıyla devre giriş-çıkış karakterizasyonu, uyumlaştırma işlemi ve kararlılık analizi yapılabilmektedir. Doğrusal olmayan elemanların modellerinden elde edilen verilerin de s parametrelerinin doğrusal devrelerde kullanımına benzer şekilde kullanılması ve bu verilerin devrelerin karakterizasyonu ve tasarımı için fonksiyonlarda yer alması tasarımcı için bir gereklilik olmuştur [11]. Bu tezde de eleman modeli üzerinden elde edilen verilerin kullanımına yönelik bir çalışma yapılmış ve doğrusal olmayan bir eleman modeli üzerinden genişbandlı bir mikrodalga güç yükselteci tasarlanmıştır. Tasarlanan devrenin prototip üretimi ve ölçümleri de yapılarak doğrusal olmayan eleman içeren devrenin simülasyon ortamındaki başarımının gerçektekine ne kadar yakın olduğu incelenmiştir.

## **2.2 Doğrusal Olmayan Büyük İşaret Modellemeleri**

Karmaşık ve doğrusal olmayan mikrodalga devrelerinin tasarımında, doğrusal olmayan modellerin oluşturulması büyük önem taşır. Kara kutu (black-box) yöntemi gibi birtakım ölçüme dayalı modelleme teknikleri, s-parametreleri yaklaşımına benzer yaklaşımlarla doğrusal olmayan bölgede çalışma imkanı sunar [12].

Herhangi bir modelleme tekniğinde esas amaç, bir cihazın belli şartlar altında ve gerçek çalışma durumundaki davranışını tutarlı olarak tahmin edecek üzere onun matematiksel karakterizasyonunu yapmaktır. Literatürde çeşitli ampirik büyük işaret

modelleme teknikleri yer almaktadır. Bu teknikler, elde edilme yöntemleri göz önünde bulundurulduğunda, kompakt-analitik modeller ve ölçüme dayalı modeller olmak üzere iki gruba ayrılabilir. Bunlardan ilki olan kompakt-analitik modelleme tekniği, doğrusal olmayan cihazın davranış modelini analitik eşitlikler ile temsil etmeye yönelik bir yaklaşımdır. Ölçüme bağlı modelleme tekniğinde ise devrenin modeli, giriş uyarılarına göre ölçülen doğrusal olmayan devrenin davranışından elde edilen veriler ile türetilen; daha basit ve genel matematiksel ifadeler ile temsil edildiği yöntemdir. Dahası ölçüme dayalı yöntemde parametrelerin çıkarımı daha kolaydır ve diğer analitik modelleme yönteminde titiz bir uygulama gerektiren ve zor olan optimizasyon adımlarını gerektirmez [10].

### **2.2.1 Analitik Modelleme**

Kompakt yaklaşımlar, küçük işaret devre modellemesindeki benzer bir şekilde cihaz davranışını tahmin etmeyi amaçlar. Buna göre, devre ya da eleman, bir eşdeğer devre ile temsil edilir hale getirilir. Bu eşdeğer devrenin parametreleri de, modeli yapılacak cihaz ya da elemanın giriş işaretlerinin doğrusal olmayan fonksiyonlarıdır. Dahası, bir doğrusal devre de aslında eleman parazitikleri içermektedir; bu nedenle bu devrenin doğrusal ve doğrusal olmayan elemanlardan meydana geldiği söylenebilir [10].

En popüler alan etkili transistör (field effect transistor, FET) kompakt model tekniklerinin Curtice modeli ve Angelov modeli oldukları söylenebilir [10]. Curtice modeli, metal yarıiletken alan etkili transistör (metal semiconductor field effect transistor, MESFET) elemanının modelinde kullanılmış ve 1980 yılında W. R. Curtice tarafından yayınlanmıştır [13]. Bu modelde doğrusal olmayış, transistörün savak (drain), geçit (gate) ve kaynak (source) parametrelerinden savak akımının, savak-kaynak gerilimi, geçit-kaynak gerilimi ve geçit-kaynak ile geçit-savak birleşiminden akan doğrusal olmayan akımla bağlantısı arasındaki ilişkiden çıkar. Dahası, geçit kapasitesi, gerilimle değişen kapasiteli bir Schottky barrier diyodu gibi özellik gösterir. Transistörün akım-gerilim karakteristiğinde ortaya çıkan bu doğrusallıktan uzak fonksiyonlara ait katsayılar da deneysel sonuçlar üzerinden elde edilir [10, 13].

Angelov modeli olarak bilinen model de 1992’de I. Angelov tarafından önerilmiştir. [14]. Bu modelleme tekniği özel olarak MESFET ve günümüz yüksek frekans güç yükselteçlerinde etkin çalışabilme yetenekleri nedeniyle tercih edilen yüksek elektron mobiliteli transistörlerde (high electron mobility transistor, HEMT) kullanılır.

Angelov modeli, doğrusal olmayan elemanın akım-gerilim karakteristiği ve bunların bir sonucu olan geçiş iletkenliği ve geçit-kaynak ile geçit-savak kapasiteleri gibi değişkenleri yüksek doğrulukla tanımlamayı sağlayan bir yaklaşımdır. Karşılaştırma yapılacak olursa da Curtice yaklaşımından daha iyi doğrulukta sonuçlar elde etmeyi sağlar [10].

### **2.2.2 Kara-kutu modelleme**

Kara kutu modelleme tekniği; cihazın davranışı, giriş ve çıkışı ile ilgili genel özellikleriyle cihazı tanımlamaya yöneliktir. Bu teknikte cihazın iç yapısında meydana gelen olaylar ve fiziksel davranışı gibi cihazla ilgili derinlemesine çözümleme yapılmaz. Bu teknikle elde edilen modellerin kullanıldığı bilgisayar destekli tasarım (computer aided design, CAD) araçlarında da cihazı temsil etmek üzere geleneksel devre elemanlarından oluşturulan bir eşdeğer yapıya ihtiyaç yoktur. Modeli oluşturulan bir aktif elemanın iç yapısı kara-kutu yani bilinmeyen bölge olarak düşünülür ve elemanın terminallerine verilen uyarılara göre yine terminallerden bu uyarılara karşılık elde edilen tepkiler vasıtasıyla elemanın davranışı modellenir.

Bu yaklaşım çoğunlukla zaman ya da frekans uzayında, elemanın giriş ve çıkış değişkenleri ile ilgilenir. Bu değişkenler genel matematiksel fonksiyonlar halinde, cihazın terminallerindeki akım ve gerilim büyüklükleri olabilir. Bu veriler, belli dış koşullar altında ve belli uyarılara cihazın gösterdiği davranışlar ölçülmek suretiyle elde edilir.

Ölçüme dayalı bu kara kutu modelinin alt grupları olarak aşağıdaki tablo (look-up table, LUT) modeli, neuronal yaklaşım modeli ve davranışsal modellemeden bahsetmek mümkündür.

#### **2.2.2.1 Tablo ile modelleme**

Tablo ile modelleme (Look-up table, LUT) tekniği, içsel bir kara-kutu yaklaşımı olarak kabul edilebilir; çünkü daha çok zaman uzayındaki içsel giriş ve çıkış değişkenleriyle ilgilenir (örneğin deplasman ya da iletkenlik akım veya gerilimi gibi). İçsel doğrusal olmayan fonksiyonlar, akım ve gerilimler cinsinden tablo şeklinde tanımlanır ve simülasyon zamanı boyunca interpolate edilir. Hatta bu fonksiyonlar, küçük işaret s-parametrelerinin, doğru akım (DC) ve kutuplamaya bağlı olarak genişletilmesiyle oluşturulabilir. Cihazın davranışını düzgün bir şekilde karakterize

edebilmek için, analitik yaklaşımdakine benzer şekilde, parazitik etkileri içeren bir doğrusal devrenin doğrusal olmayan tabloya dayalı devreyle kombinasyonu gereklidir [10].

Tablo ile modelleme yalnızca zamana dayalı şekilde olmak zorunda değildir, frekans uzayında cihazı temsil edecek şekilde de kullanılabilir. Bu durumda  $s$  parametreleri LUT modellerinin çekirdeği hükmünde sayılabilir. Ölçülen ve kaydedilen  $s$  parametrelerinin, frekansa bağlı kutuplama verileriyle ilişkilendirilmesi de bu modellemenin aslıdır.

Karmaşıklığın fazla, hesaplama veriminin düşük olması bu modellemede zaman uzayı yaklaşımının dezavantajıdır [10]

Yukarda bahsedilen LUT modelleme yaklaşımları, DC'ye ve kutuplamaya bağlı genişletilmiş küçük işaret  $s$  parametreleri ölçümlerine dayanmaktadır. Doğrudan büyük işaret ölçümlerine dayalı alternatif modelleme yapmak da mümkündür ve bu tür yaklaşımlar da önerilmiştir [10]. Bu tür metodlar, doğrudan, yük-çekme (load-pull) yeteneğine sahip doğrusal olmayan vektör devre analizörü (non-linear vector network analyzer, NVNA) cihazları ile büyük işaret ölçümlerine dayalı elde edilen doğrusal olmayan yük fonksiyonlarından sözde durağan FET modellerini elde etmek şeklinde uygulanır. Bu modelleme metodunun temel avantajı ise modellemenin gerçek çalışma koşullarında yapıyor olmasıdır ve modelleme için gerekli ölçümlerin diğer metotlardakine göre önemli ölçüde aza indirilmesidir [10].

#### **2.2.2.2 Davranışsal modelleme**

Bir önceki başlık altında anlatılan LUT modelleme tekniği, yüksek karmaşıklık ve düşük hesap verimi gibi zorluklara sahiptir. Bu türden dezavantajların üstesinden gelmek, model doğruluğunu arttırmak ve simülasyon süresini düşürmek amacıyla, son yıllarda birtakım davranışsal model teknikleri geliştirilmiştir. Ancak geleneksel zaman-uzayı modelleri ile karşılaştırıldığında, davranışsal modellerin doğruluğu, transistör modelinin oluşturulurkenki çalışma koşulları ile sınırlı hale gelmiştir. Yani eleman modeli, ölçüm durumundaki çalışma koşulları için tutarlıdır ve modelin ekstrapolasyon yeteneği geleneksel modellere oranla düşüktür [10].

En meşhur davranışsal modelleme teknikleri Cardiff modeli ve X-parametreleri yaklaşımıdır.

### **Cardiff modeli**

Cardiff yaklaşımı, simülasyon ve ölçüm platformları için hızlı ve güvenilir bir CAD tabanlı büyük işaret tasarım ortamı geliştirmeyi amaçlar. Bu amaç için ilk olarak akım ve gerilim dalga formları ölçümü verilerini CAD tasarım ortamında kullanmaya yönelik bir doğrudan dalga formuna bakış (direct waveform look-up, DWLU) yaklaşımı önerilmiştir [10]. DWLU modeli frekans uzayında tanımlıdır ve uygulanan gerilimleri ölçülen akımlarla ilişkilendirmeye dayalıdır. Diğer bir ifadeyle Cardiff modelinin parametreleri, uygulanan voltaj gerilimlerinin fonksiyonları, kompleks yük empedans verisi ve kutuplama verileridir. Bu nedenle bu modelin kullanılabilirliği ölçüm şartlarıyla sınırlıdır, ekstrapolasyon kabiliyetinin az olmasından dolayı, modelin geniş bir kapsamda çalışma koşullarında elde edilebilmesi için modeli oluştururken uzun süren ölçümler gerekir. Bu zorluğun üstesinden gelmek içinse DWLU datalarının genişletilmesiyle elde edilen polinom tabanlı bir davranışsal modelleme tekniği daha geliştirilmiştir [10]. Bu modelleme formülasyonu çok harmonikli bozulma (polyharmonic distortion, PHD) modeline dayanır, fakat geleneksel PHD modelinin 3'üncü dereceden genişletme özelliğine karşın n'inci derecede karmaşık polinomları destekleyecek şekilde genelleştirilmiştir. Bu polinom tabanlı davranışsal yaklaşımın basit doğrusal olmayan bağımlılığı hızlı yakınsama ve bunun sonucu olarak hızlı simülasyon yapabilme özelliğine sahiptir [10].

### **X Parametreleri modeli**

X parametreleri, doğrusal olmayan parametrelerin PHD modellerinin üstkumesini (superset) temsil eder [15]. S parametrelerinden farklı olarak X parametreleri RF cihaz ve elemanlarını hem doğrusal hem de doğrusal olmayan şekilde tanımlamaktadır. Bunun bir neticesi olarak X parametreleri, s parametrelerinin doğrusal olmayan büyük işaret bölgesi için matematiksel olarak doğru bir genişletilmiş şekli olarak kabul edilebilir. Bu nedenle X parametreleri, karakterizasyon, modelleme ve CAD tabanlı tasarım yolunda kullanışlı bir yaklaşımdır. Ayrıca X parametreleri, uygulanan temel frekans dalganın genliği, kompleks yük empedansı ve kutuplama noktasının da fonksiyonudur. Cihazın ölçüm koşulları altındaki davranışını modelleyen ve bu şartlar değiştiğinde kullanılabilirliği azalan Cardiff modelleme yaklaşımından farklı olarak, X parametreleri yaklaşımı farklı giriş gücü seviyeleri ve değişen yük empedans değerleri için yüksek düzeyde ekstrapolasyon kabiliyetine sahiptir. Ayrıca bu iki yaklaşımı birbirinden ayıran bir diğer nokta da, doğrusal olmayan bir şekilde bağlı

oldukları model parametreleridir. Cardiff modelinde değişkenler giden dalganın genliğinin doğrusal olmayan değişimine bağlıyken, X parametresi modelinde değişkenler çıkıştan gelen dalga (A21)'in doğrusal olmayan bir şekilde genliğine ve fazına da bağlıdır [10].

### 2.3 Doğrusal Olmayan Ölçüm Sistemleri

Doğrusal olmayan, büyük genlikli işaretleri ölçen sistemler 1990'lı yıllarda kullanılmaya başlanmıştır. Bu sistemler aynı zamanda doğrusal davranışı olmayan aktif cihaz ve elemanların davranışlarını modellemeyi mümkün hale getirmiş ve bu nedenle RF ve mikrodalga alanında önem kazanmışlardır. Bu gelişmeyle, doğrusal olmayan ve doğruluğu yüksek ölçümler yapılabilmiş ve bu ölçümlerle cihaz modellemesine yönelik çalışmalar yapılmıştır. Davranışsal modeller gelişmelerini büyük işaret ölçüm cihazları olan doğrusal olmayan vektör devre analizörlerine borçludurlar. Ölçme ve modelleme arasındaki bağımlılık son derece yüksek ve karmaşıktır [10].

Büyük işaret ölçüm sistemleri, doğrusal olmayan çalışma biçimine sahip bir aktif elemanın terminallerine giden ve gelen dalgaların, çok sayıda harmonikler ile birlikte hem genlik hem de fazını ölçmeyi sağlar. Bu tür ölçümler sonucu elde edilen veriler, büyük ölçüde doğrusal olmayan davranış gösteren cihazlarla çalışırken büyük önem arz eder.

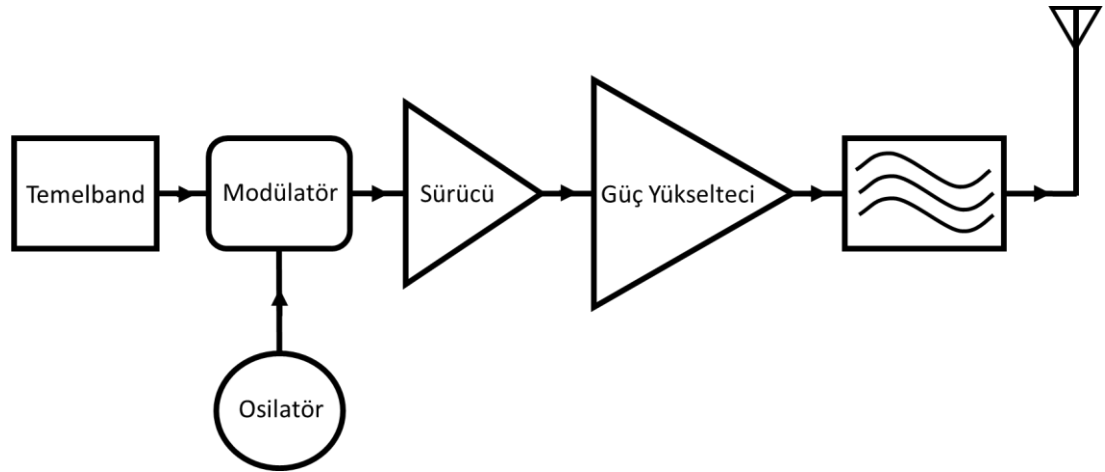
Günümüz büyük işaret ölçüm sistemlerinde kullanılan ve cihazın zaman uzayındaki doğrusal olmayan dalga formlarını doğru bir şekilde ölçmeyi sağlayan iki farklı tipteki yaklaşımı belirtmek gerekirse bunlar, örnekleme tabanlı (sampler-based) teknik ve karışım-tabanlı (mixed-based) tekniktir. Bunlardan ilki olan örnekleme-tabanlı teknik, yüksek frekanslı işareti ara frekansa (IF) getirmek amacıyla dijital örnekleyicileri kullanır. Büyük işaret devre analizörleri (large-signal network analyzers, LSNA) bu prensip üzerine çalışır. Karışım-tabanlı teknikte ise yüksek frekanslı RF sinyalinin alt dönüştürme (down convert) işlemi heterodin prensibine göre yapılır. Doğrusal olmayan vektör devre analizörleri (non-linear vector network analyzer, NVNA) de karışım tabanlı yaklaşımla çalışan büyük işaret ölçüm ekipmanlarıdır [10].



### 3. YÜKSELTEÇ TASARIMI VE GENİŞBANDLI EMPEDANS UYUMLAŞTIRMA TEKNİKLERİ

#### 3.1 Güç Yükselteçleri

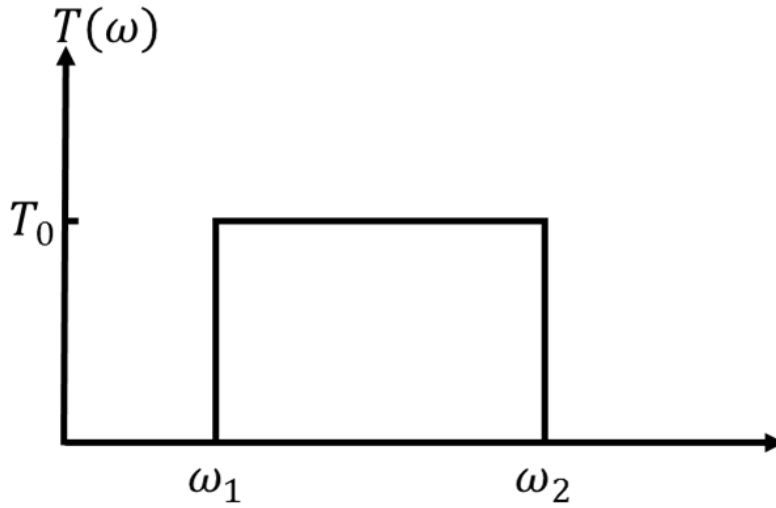
Güç yükselteçleri (Power Amplifier, PA), kablosuz haberleşme sistemlerinin verici tarafındaki iletim zincirinde yer alan temel bileşenler arasındadır. Güç yükselteçleri, verici sistemlerinde, antenden önceki son güçlendirme katıdır ve uygulamaya bağlı olarak yüksek verim, yüksek çıkış gücü ya da çalışma bandında kazancın düz olması gibi farklı hedefler göz önünde bulundurularak tasarlanırlar. İletilecek sinyal, antene aktarılıp elektromanyetik enerjiye dönüşmeden önce son defa güç yükselteçleri tarafından yükseltilerek, iletim kanalında yayınım için yeterli şiddete getirilir. Bu nedenle bir güç yükseltecinin, alıcı ve verici arasındaki kanaldaki zayıflamadan etkilenmeyecek şekilde yeterli miktarda çıkış gücüne sahip olması gereklidir. Şekil 3.1’de temel bir verici blok şeması ve güç yükseltecinin verici sisteminde yer aldığı bölüm gösterilmektedir.



Şekil 3.1 : Temel bir verici blok şeması.

Güç yükselteçlerinin tasarımında göz önünde bulundurulması gereken birtakım parametreler mevcuttur. Bunlardan bazıları: verimlilik, doğrusallık ve band genişliğidir. Güç yükseltecinin verimi, yükseltecin DC gücü ne kadar etkin bir biçimde AC güce çevirdiğinin bir ölçütü olarak tanımlanabilir. Güç yükselteci, sinyalin

antenden yayınımdan önceki final kuvvetlendirme bloğu olduğundan verici sisteminde en yüksek güç tüketimi bu bölümde gerçekleşir. Günümüzde sıklıkla kullanılan cep telefonu ve diğer portatif verici cihazlarının pil ömrü ayrıca hava araçları ve uydular gibi kütle ve hacimsel olarak kısıtlı platformların iletişim maksadıyla harcadıkları enerji çoğunlukla kullandıkları güç yükseltecinin verimine bağlıdır. Doğrusallık, yükseltecin giriş ve çıkış gücü arasındaki bağlantıdır. Ancak güç yükselteçleri genellikle büyük sinyal bölgesinde çalıştırıldıklarından doğrusal olarak kullanılamamaktadır. Bu nedenle güç yükselteci tasarımı doğrusal olmayan parametrelerin kullanımı ve doğrusal olmayan modeller kullanılarak bilgisayar destekli dizayn yöntemleriyle yapılmaktadır. Band genişliği, yükseltecin etkin olarak kuvvetlendirme yaptığı frekans aralığıdır, bu bölge yükseltecin çalışma bandı olarak da adlandırılabilir. Yükseltecin çalışma bandında, Şekil 3.2'dekine benzer şekilde olabildiğince yüksek ve olabildiğince düz bir şekilde yükseltme yapması istenmektedir.



**Şekil 3.2 :** Tipik bir ideal yükselteç kazanç grafiği.

Güç yükseltecinin çalışma bandını ayarlamak, istenilen frekans aralığında maksimum çıkış gücünü sağlamak amacıyla, giriş ve çıkış empedanslarının optimum değerleri sağlanması gerekmektedir. Bu nedenle,  $R_G$  kaynak empedansından  $R_L$  yüküne maksimum gücü iletmek amacıyla transistörün optimum yük tarafı empedansı  $Z_L$  ve kaynak tarafı empedansı  $Z_G$ 'in tespit edilmesi gerekir. Bu doğrultuda, yük-çekme (load-pull) ölçümleri tasarımcıya optimum  $Z_L$  transistör ile yük arasındaki empedansı belirlemekte yardımcı olur.  $Z_L$ 'yi ve  $Z_G$ 'i gerçekleyen devrelerin tasarımının ardından, optimizasyon adımına geçilir. Tasarlanılan devrenin elemanlarının, birtakım

gereklilikler doğrultusunda optimize edilmesi gerekebilir. Örneğin devrenin elemanları arasında kullanılan bağlantı hatları devrenin performansı üzerinde olumsuz etkilere sebep olabilir. Ya da devrenin serimi (layout) bazı elemanların gerçekleşmesine engel olabilir; örneğin toplu parametreleri devre üzerine elemanları lehimleyebilmek için yeterli pad alanları oluşmamış olabilir, ya da dağınık parametrelili tasarımda açık-devre hatların genişliklerinin çok büyük olması sonucu farklı iletim hatları üstüste çakışabilir. Bu gibi durumlarda giriş ve çıkış devreleri yeniden optimize edilerek bu bozucu faktörlerin performans üzerindeki olumsuz etkisini azaltmak hedeflenir. Sonrasında da, devrenin serimi oluşturularak bilgisayar destekli nümerik analiz yapan programlarda devrenin serimine ait benzeşimler oluşturulur ve bu sonuçlar, diğer dağınık parametrelili elemanlar ile eş zamanlı simüle edilir. Eşbenzeşim (cosimulation) adı verilen ve devrenin elektromanyetik performansının etkisini de görmemizi sağlayan bu simülasyon üzerinden de devrenin son optimizasyonları yapılır ve gerçeğe yakın son benzeşim sonuçları gözlemlenerek devre prototip üretimi için hazır hale getirilmiş olur.

Mikrodalga devre tasarımı, çoğu zaman birden fazla aşama gerektiren zorlu bir süreçtir. İşin içine doğrusal olmayan özellik gösteren büyük işaret çalışma koşulları da girdiğinde, tasarım süreci ve karşılaşılan problemler daha da karmaşık bir hal almaktadır. Tasarımda izlenecek yöntemler de seçilen tasarım teknolojisine göre farklılık gösterebilmektedir. Örneğin toplu (lumped) ya da dağınık (distributed) elemalarla tasarım yapılabileceği gibi tümleşik mikrodalga entegre devreler (monolithic microwave integrated circuits, MMIC) şeklinde tasarımlar da yapılabilmektedir.

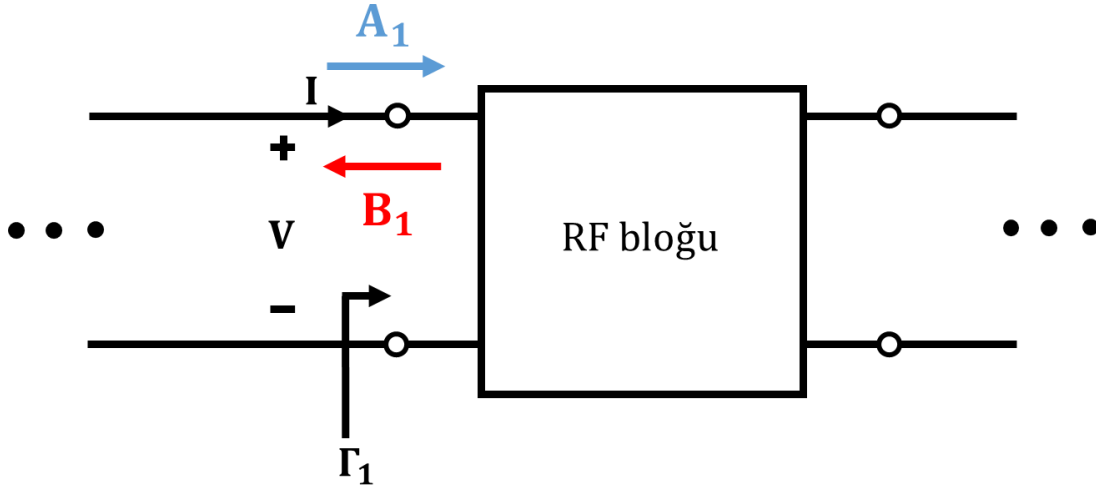
MMIC tasarımı, belli bir yarı iletken üretim teknolojisi göz önünde bulundurularak oluşturulmuş modellerin, elemanlara ve devre yapılarına ait serimlerin mevcut olduğu ticari tasarım kitlerini barındıran tasarım araçlarının kullanıldığı ve büyük ölçüde CAD tabanlı bir tasarım sürecidir. Bununla birlikte, ayrık elemanlarla yapılan tasarımlar MMIC tasarımına göre daha düşük bir seviyede CAD araçlarından yardım almaktadır. Bu tasarımlarda CAD araçları yalnızca uyum devrelerinin tasarımında kullanılır, kaynak/yük-çekme (source/load-pull) ölçümleri ile elde edilen empedanslar kullanılarak uyumlaştırma çalışmaları yapılır.

Yukarıda verilen bilgiler doğrultusunda, büyük işaret devre tasarımı temel olarak eleman performansını doğru bir şekilde karakterize etmeyi sağlayan karmaşık,

doğrusal olmayan modelleme yaklaşımlarına dayanmaktadır. Bu yaklaşımlar ile elde edilen modeller kullanılarak yapılan nümerik (Harmonik Denge, Harmonik Balans, HB) veya ampirik (kaynak/yük-çekme) analizleri ile tasarım kriterlerine uygun giriş ve çıkış uyumlaştırma devreleri tasarlanır.

### 3.2 Güç Yükselteçlerinin Tasarım Parametreleri ve Genel Devre Yapısı

Güç yükselteçleri genellikle doğrusal olmayan bölgede çalıştıklarından ve terminallerinden büyük genlikli işaretler aktığından büyük işaret parametreleri olarak bilinen ve küçük işaret parametrelerinden farklı olarak büyük harflerle gösterilen; seçilen belli bir yönden terminale gelen ve giden dalgaları ifade eden büyük işaret parametrelerini kullanılarak tasarlanır ve modellenirler.



**Şekil 3.3 :** Büyük işaretler ile çalışan bir RF bloğunun terminalindeki parametreler.

Örneğin Şekil 3.3'te bir mikrodalga sistemi zincirinde yer alan ve büyük işaretlerle çalışan örnek bir devre bloğu verilmiştir. Bu devre bloğuna sol taraftan  $A_1$  dalgası gelmekte ve yine aynı terminalden  $B_1$  dalgası yansımaktadır. Aslında bu  $A_1$  ve  $B_1$  ile ifade edilen dalgalar, bu terminaldeki gerilim ve akım değerlerine bağlı fonksiyonlardır.  $V$  ve  $I$ , şekildeki RF bloğunun giriş terminalindeki gerilim ve akımı ifade etmek üzere büyük işaret parametreleri olan  $A_1$  ve  $B_1$ ;

$$A_1 = \frac{V + 50 \times I}{2} \quad (3.1)$$

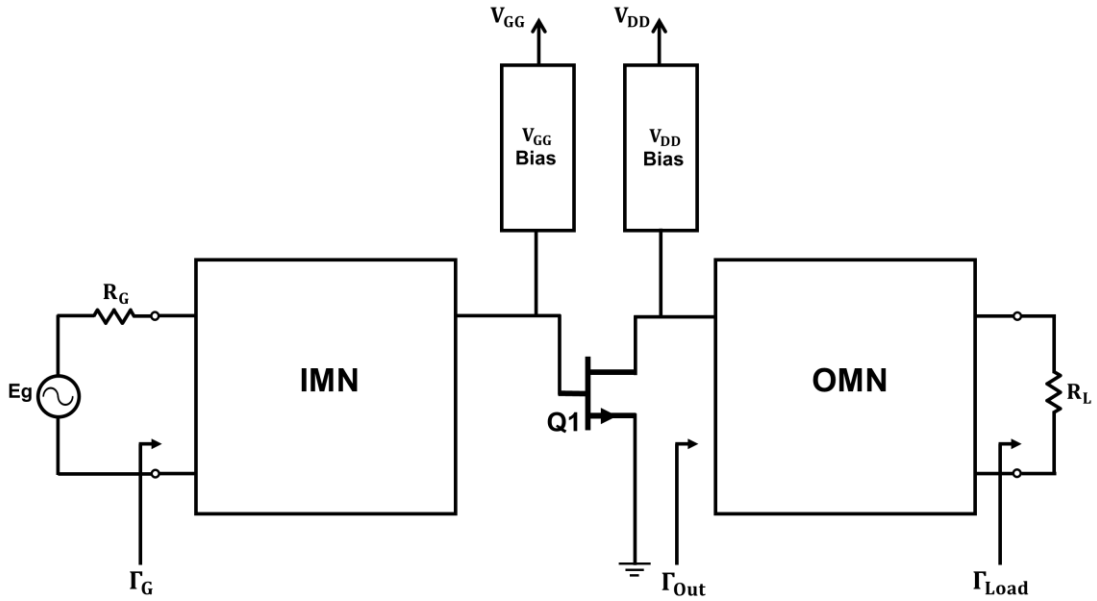
$$B_1 = \frac{V - 50 \times I}{2} \quad (3.2)$$

eşitlikleri ile elde edilirler. Burada sistemdeki normalize empedas değeri  $50\Omega$  seçilmiştir. Bloktan, I akımının aktığı yöndeki yansımayı ifade eden  $\Gamma_1$  ise;

$$\Gamma_1 = \frac{B_1}{A_1} \quad (3.3)$$

biçiminde hesaplanır.

Söz konusu bir güç kuvvetlendirici devresi olduğunda, büyük işaret parametrelerini, devrenin kaynak, aktif eleman ve yük bağlantılarındaki kritik bölgelerde kullanarak gönderilen işaretin ve kuvvetlendirilen işaretin yüke doğru aktığı bölgelerde yansımaları azaltacak şekilde ve yüke istenilen miktarda gücü aktaracak şekilde giriş uyum devresi (input matching network, IMN) ve çıkış uyum devresi (output matching network, OMN) tasarımı yapılır. Temel bir güç kuvvetlendirici devre yapısı Şekil 3.4'te verilmektedir. Buna göre Q1 transistöründen önce ve sonra yer alan IMN ve OMN devreleri kaynak-transistör-yük arasında uyumu sağlarken aktif elemanı kutuplama devreleri olan “ $V_{GG}$  Bias” ve “ $V_{DD}$  Bias” blokları da transistörün istenilen çalışma bölgesinde çalışmasını sağlamaktadır.



**Şekil 3.4 : RF Güç yükseltici devre yapısı.**

Bu çalışmanın ilerleyen bölümde yer alan tasarımda da yansıma ifadeleri Şekil 3.4'teki isimlendirmeye göre yapılmıştır. Yani kaynaktan IMN'ye doğru bakılınca görülen yansıma  $\Gamma_G$  (gamma\_G), transistör çıkışından OMN'ye doğru bakıldığında görülen yansıma  $\Gamma_{Out}$  (gamma\_Out) ve OMN'den yüke doğru bakıldığında görülen yansıma da  $\Gamma_L$  (gamma\_L) olarak isimlendirilmiş ve grafiklerde bu isimlerle gösterilmiştir.

Ayrıca yüke aktarılan güç  $P_{del}$ , yükseltecin RF güç kazancı da  $P_{gain}$  ifadeleriyle belirtilmiştir.

### 3.2.1 Güç Yükseltecinin Verimi

Güç yükselteçlerinin tasarımında önemli bir kriterin “verim” olduğunu belirtmek gerekir. Güç yükselteci DC güç kullanarak AC bir işareti kuvvetlendiren devredir ve buna göre güç tüketimi önem taşır. Güç yükseltecinin verimi, tükettiği güç ile birlikte kuvvetlendirme işlemini ne kadar etkin yaptığının bir ölçüsüdür. DC gücü ne kadar etkin kullanarak RF gücüne dönüştürdüğüünün ifadesi olan verim  $P_{Out}$  yükseltecin RF çıkış gücü ve  $P_{DC}$  yükseltecin tükettiği DC güç olmak üzere:

$$\eta = \frac{P_{Out}}{P_{DC}} \quad (3.4)$$

biçiminde hesaplanır. Ancak güç eklemeli verim (power added efficiency, PAE) olarak bilinen verimde yükseltecin RF giriş gücü de hesaba katılır ve genellikle PAE güç yükselteci tasarımında dikkate alınır.  $P_{In}$  yükselteç girişine uygulanan RF gücü olmak üzere;

$$PAE = \frac{P_{Out} - P_{In}}{P_{DC}} \quad (3.5)$$

biçimindedir.

### 3.2.2 1dB sıkışma noktası

Küçük genlikli işaret bölgesinde, bir yükselteç sabit kazanç ve doğrusal davranışa sahiptir. Ancak giriş işaretinin genliği arttıkça belli bir seviyeden sonra yükselteç doyma bölgesine girer ve artık çıkış işaretinin genliği, giriş işaretinin genliğinin artışıyla orantılı olarak artmaz. İşte bu süreç esnasında, doyma bölgesine girerken çıkış gücünün, doğrusal kuvvetlendirme seviyesinden 1dB aşağıda kaldığı nokta 1dB sıkışma noktası olarak adlandırılır ki bu parametre güç yükseltecinin doğrusallığını belirlemede göz önünde bulundurulması gereken önemli bir parametredir.

### 3.3 Empedans Uyumlaştırma ve Genişbandlı Uyum Problemleri

Empedans uyumlaştırma işlemi, elektronikte ve çoğunlukla kullanılan dalga boyunun devre elemanlarının boyutlarıyla kıyaslanabilecek mertebelere indiği radyo frekans elektroniğinde uc uca bağlanan devre elemanları ya da katları arasında maksimum güç

iletimini sağlamak amacıyla yapılmaktadır. Bu bağlamda farklı tipte empedans gösteren (gerçek-kompleks) sonlandırmalara ya da sonlandırmalardaki farklı tipte elemanlara (aktif-pasif) göre farklı empedans uyum problemleri ile karşılaşmaktadır.

Devre teorisi açısından bakıldığında bir devreye ait sonlandırma, bir direnç ya da bir kompleks empedans ile modellenebilir [1-5]. Bu bağlamda, güç iletim problemi, iki farklı sonlandırma arasına istenilen frekans bandında uyumu sağlayacak kayıpsız iki kapılı bir devrenin oluşturulması problemi olarak da ele alınabilir. Güç iletim devresi tasarım sürecinde de kaynaktan yüke olan güç iletiminin çalışma frekansında maksimum düzeyde olması sağlanır. Problemin doğası gereği, kaynaktan çekilebilen gücün ancak bir kısmı yüke aktarılabilir. Bu nedenle de güç iletim oranı olarak adlandırılan, yüke aktarılan gücün kaynaktan elde edilebilen güce oranı olan parametre bu problemde dikkate alınır ve Çevrim Güç Kazancı (Transducer Power Gain, TPG) olarak adlandırılır. Pratikte güç iletim seviyesinin çalışma bandı içerisinde olabildiğince yüksek ve olabildiğince düz olması hedeflenir. Ancak düz TPG seviyesi kompleks sonlandırmalar tarafından kısıtlanmaktadır. Bu durum kazanç-bandgenişliği sınırı olarak adlandırılır [1-5].



**Şekil 3.5 :** Kayıpsız iki kapılı güç iletim devresi.

Şekil 3.5'te verilen kayıpsız iki kapılı güç iletim devresi (Power Transfer Network, PTN) için, yüke aktarılan gücün kaynaktan elde edilen güce oranı olarak tanımlanan çevrim güç kazanç ifadesi,

$$TPG = \frac{P_L}{P_A} = \frac{4R_Q R_L}{(R_Q + R_L)^2 + (X_Q + X_L)^2} \quad (3.5)$$

biçimindedir. Burada,  $Z_Q = R_Q + jX_Q$  ve  $Z_L = R_L + jX_L$  Thevenin eşdeğer empedanslarıdır.  $Z_Q$ , devrenin girişi kompleks kaynak empedansı olan  $Z_G$  ile

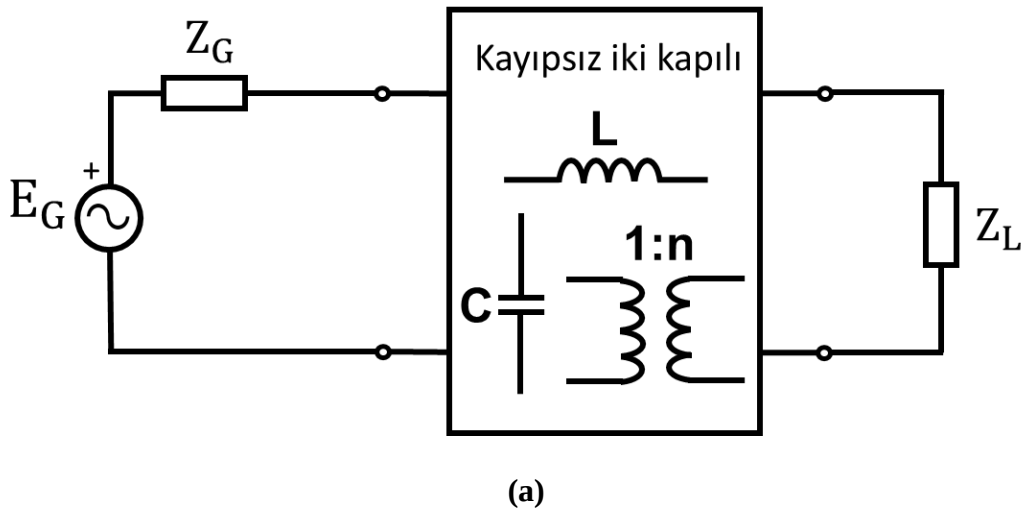
sonlandırıldığında, kayıpsız iki kapılı devrenin [E] çıkışından bakıldığında görülen empedansı,  $Z_L$  yük empedansını ifade etmektedir [1-5].

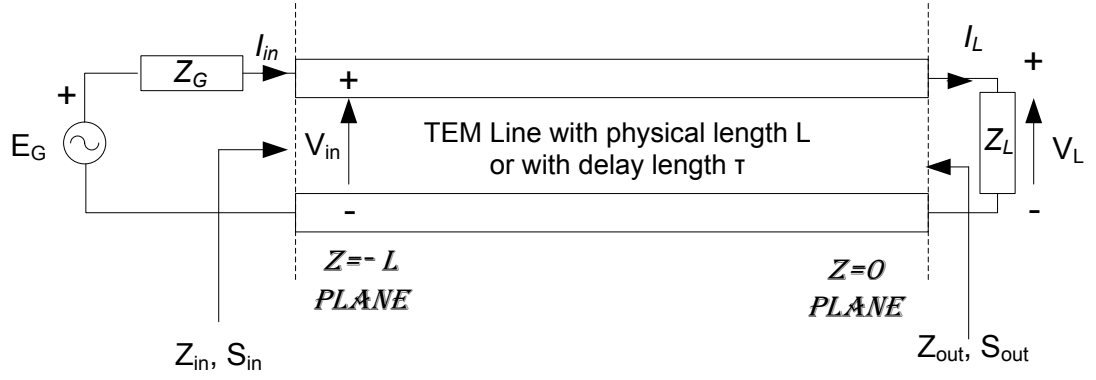
Şekil 3.5'i ele aldığımızda ve eşitlik 3.5'i göz önünde bulundurduğumuzda görülmektedir ki maksimum enerji transferi ancak resistans değerleri  $R_Q$  ve  $R_L$  birbirine eşit ise ve eğer kompleks kısımlar  $X_L = -X_Q$  şartını sağlıyorsa yani birbirinin kompleks eşdeğeri ise yapılabilir. Bu çıkarım da “Maksimum Enerji Transferi Teoremi” olarak bilinir ve maksimum enerji transferi oranı olan TPG’i tekil yapar, yani maksimum enerji transferi PTN için ancak ve ancak

$$Z_Q = Z_L^* \quad (3.2)$$

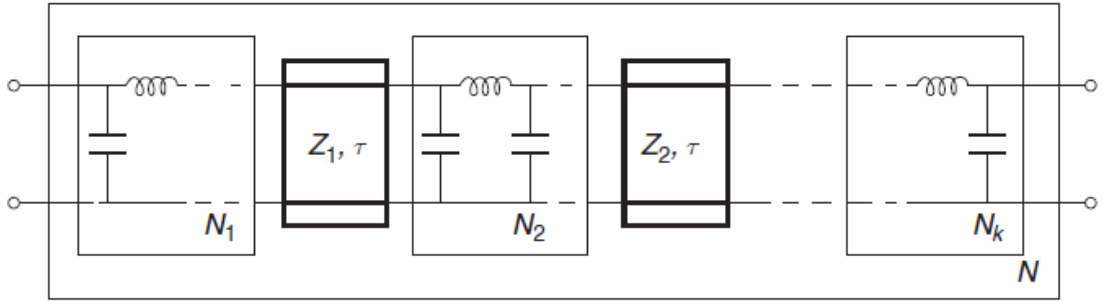
durumu sağlandığında gerçekleşebilir [1,2].

Pratikte, maksimum güç iletimini sağlayabilmek için iki kapılı devreler arasında kayıpsız elemanlardan (kapasite ve bobin) oluşan dengeleyici (equalizer, [E]) olarak da adlandırılan PTN devresi yerleştirilir. Kayıpsız dengeleyici devre, “iki kapılı devre” ya da kısaca “iki kapılı” olarak adlandırılan ve Şekil 3.4’te verilen üç farklı tipte gerçekleştirilebilir. Şekil 3.6(a)’da verilen devre kapasite, bobin, transformatör ve kuplajlanmış bobinler gibi toplu elemanlardan oluşmaktadır. Şekil 3.6(b)’de verilen ikinci tipte devre ise dağıtık parametrelili elemanlar olan iletim hatlarından meydana gelmektedir. Şekil 3.6(c)’de verilen 3. tipteki devre ise karışık (toplu ve dağıtık parametrelili elemanların birlikte yer aldığı) tipte bir devredir. Bu devre tiplerinin kullanıldığı her durum için de güç iletiminin çalışma frekans bandı içerisinde olabildiğince yüksek ve olabildiğince düz olması hedeflenir [1,2].





(b)



(c)

**Şekil 3.6 :** Farklı tipte kayıpsız iki kapılı devreler: (a)Toplu elemanlardan oluşmuş. (b)Dağınık parametrelili elemanlardan oluşmuş. (c)Karışık elemanlı [1].

Özetle dengeleyici [E]’nin giriş ve çıkış empedansları’nın kaynak ve yük empedansları ile olabildiğince iyi “uyumlaşmış” olması gerektir ki belirli bir frekans bandında kaynaktan yüke aktarılan enerji maksimum olsun.

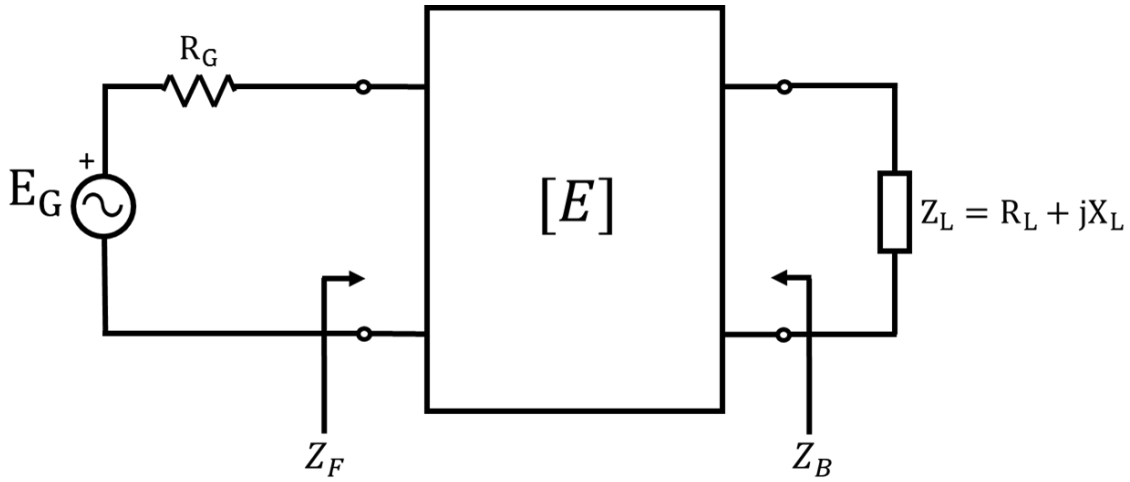
Klasik genişbandlı uyum problemi, kaynak ve yük arasına bağlanılacak ve kaynaktan yüke enerji iletimini belli bir frekans bandında en yüksek seviyede yapacak “kayıpsız iki kapılının” tasarımı şeklinde tanımlanabilir. Kayıpsız dengeleyici ya da uyum devresinin de güç aktarma kapasitesi TPG ile en iyi şekilde ölçülür. İdealde kaynaktaki elde edilebilen gücün ( $P_A$ ) tamamının çalışma bandı içerisinde yüke aktarılması hedeflenir ki bu da frekans ekseninde, çalışma bandında  $B(f_L \dots f_H)$  seviyesi “1” olan düz kazanç seviyesine karşılık gelir.

Kompleks sonlandırmalardan dolayı, ideal güç iletimi ancak ve ancak tek bir frekansta gerçekleşebilir ki o da terminallerin komplek eşlenikle eşlenmeleri durumunda sağlanır. Olabilecek en yüksek düz kazanç seviyesi bu durumda kompleks sonlandırmalar olan  $Z_G$  ve  $Z_L$  tarafından kısıtlanır. Bu durum da ulaşılabilecek en yüksek düz kazanç seviyesi ile band genişliği arasında bir sınır durumu oluşturur. Bu

fenomen uyumlaşan sistemin “Kazanç-Bandgenişliği Sınırı” olarak adlandırılır. Literatürde kazanç-bandgenişliği problemleri “genişbandlı uyumlaştırma problemleri” olarak bilinir [1,2]. Bu bağlamda farklı tipte empedans gösteren (gerçel-kompleks) sonlandırmalara ya da sonlandırmalardaki farklı tipte elemanlara (aktif-pasif) göre farklı empedans uyum problemleri ile karşılaşmaktadır. Buna göre genişbandlı uyumlaştırma problemleri aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir.

### 3.3.1 Tekli uyumlaştırma problemi

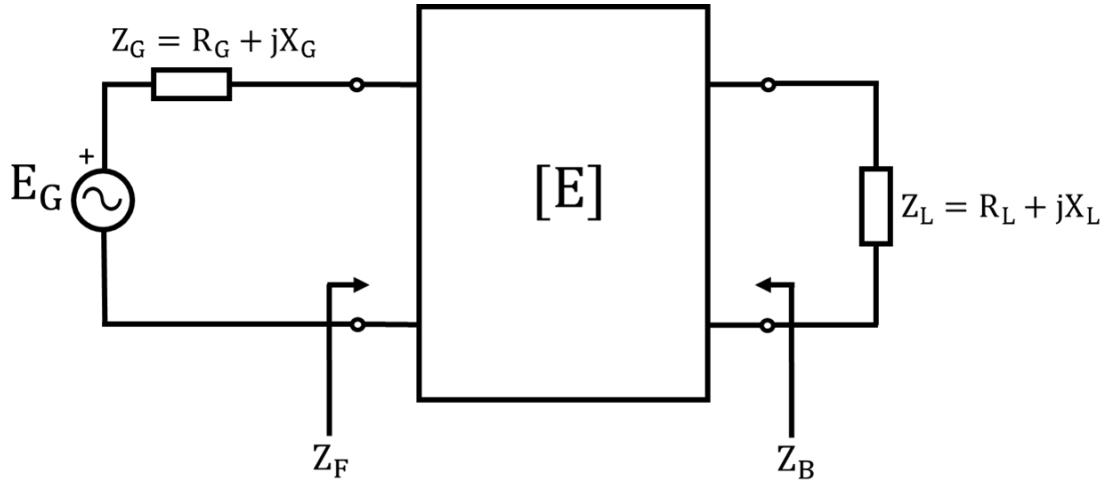
Bu tür uyumlaştırma problemi, uyumlaştırılacak bağlantılardan birinin kompleks değerinin ise resistif yani gerçel empedansa sahip olduğunda karşılaşılan problemdir. Yani tasarlanılacak kayıpsız iki kapının bir tarafının kompleks, diğer tarafının da resistif empedansla sonlandırılacağı durumdur [1,2]. Tekli uyum probleminde, ideal düz kazanç seviyesi, sonlandırmalardan birinin sahip olduğu kompleks empedans nedeniyle sınırlandırılır ve “1” den küçük bir değer alır ( $TPG < 1$ ) [1-2]. Şekil 3.7’de tekli uyumlaştırma probleminin şeması verilmiştir.



Şekil 3.7 : Tekli uyum problemi, kompleks ve gerçel sonlandırma.

### 3.3.2 İkili uyumlaştırma problemi

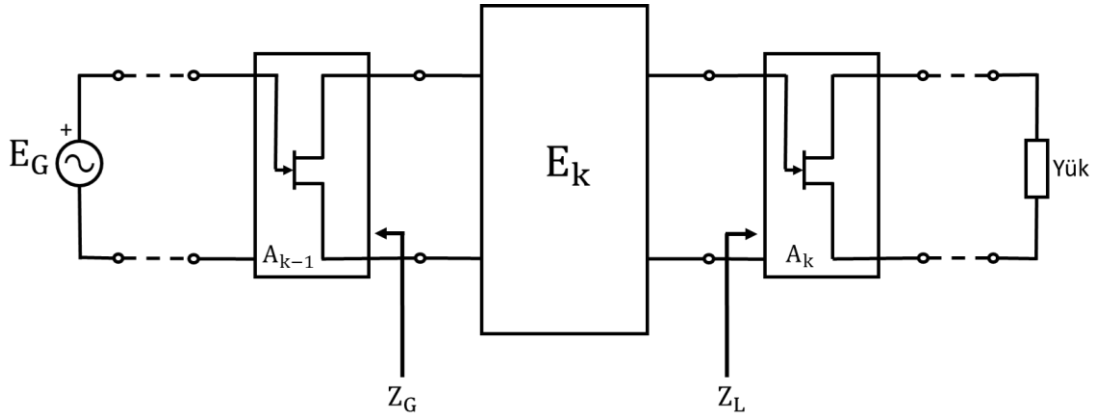
İkili uyumlaştırma problemi, kaynak ve yük empedanslarının her ikisinin de kompleks olduğu uyumlaştırma problemidir. Bu durumda kazanç seviyesi, her iki kompleks sonlandırmalar tarafından sınırlandırılacağından tekli uyum probleminde elde edilenden daha düşük ideal kazanç seviyesine ulaşılabilir [1,2]. İkili uyumlaştırma problemini temsil eden şema Şekil 3.8’de verilmektedir.



**Şekil 3.8 :** İkili uyumlaştırma problemi, her iki sonlandırma da kompleks.

### 3.3.3 Aktif uyumlaştırma Problemi

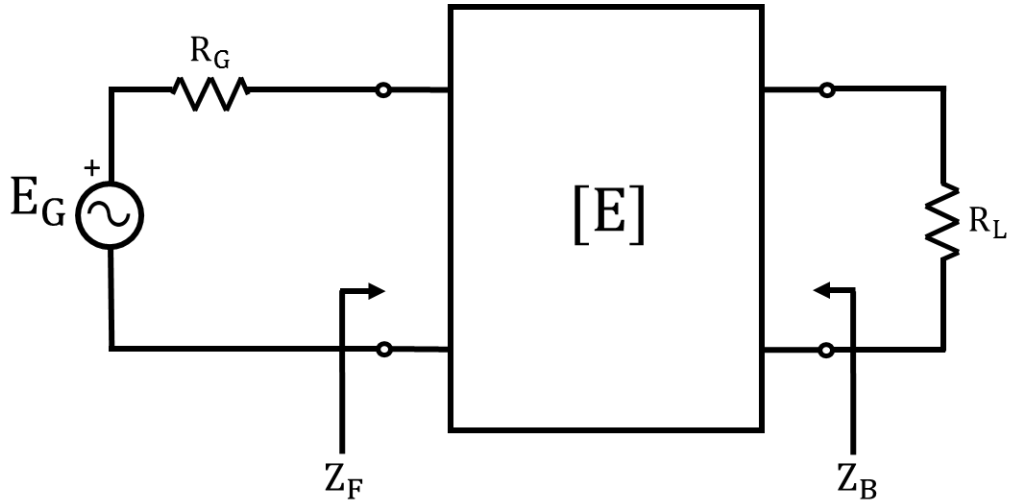
Aktif uyumlaştırma problemi, aktif bir eleman (transistor, diyot, vb. gibi) kompleks kaynak ve kompleks yük empedansları ile uyumlaştırılmak istendiğinde karşılaşılan problemidir. Mikrodakga yükselteç tasarımlarında sıklıkla bu türden uyumlaştırma problemiyle karşılaşılmaktadır [1,2]. Aktif uyumlaştırma problemine ait şema Şekil 3.9’da verilmektedir.



**Şekil 3.9 :** Aktif uyumlaştırma problemi.

### 3.3.4 Filtre ya da iletim kaybı problemi

Bu tip uyumlaştırma probleminde, kayıpsız iki kapılı devre, resistif sonlandırmalar arasına yerleştirilir. Filtre probleminde amaç istenilen bir frekans bandında güç iletimini sınırlamaktır. Bu durumda, idealde, eğer iki kapılı devrede sonsuz sayıda reaktif elemanlar (L, C gibi) kullanılırsa maksimum düz kazanç seviyesi “1”e erişmek mümkün olmaktadır (TPG=1) [1,2]. Filtre problemini temsil eden şema Şekil 3.10’de yer almaktadır.



**Şekil 3.10 :** Filtre problemi ve resistif terminasyonlar.

### 3.3.5 Dengeleme (equalization problemi)

Bu uyumlaştırma problemi türünde, kayıpsız iki kapılı devre, frekans bandı içerisinde istenilen bir rastgele kazanç biçimini sağlamak üzere tasarlanır. Yani frekans ekseninde belli bir şekildeki TPG eğrisinin olması istenilen uyumlaştırma problemidir.

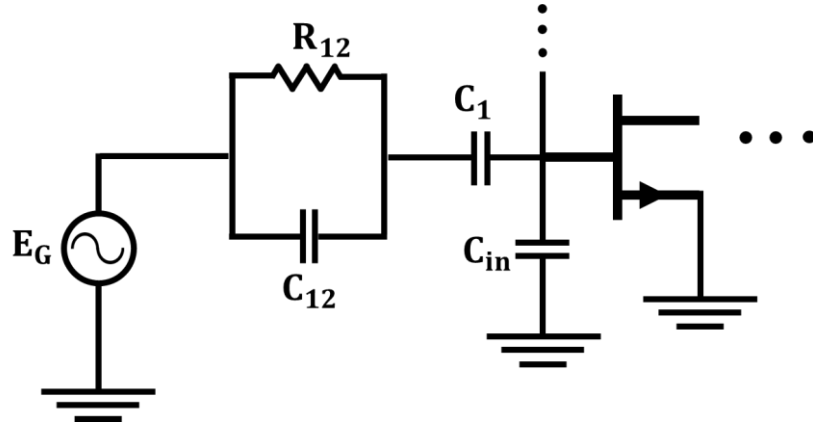
## 3.4 Çeşitli Uyumlaştırma Teknikleri

Bu başlık altında, yapılan çalışmada da kullanılan çeşitli tipte uyumlaştırma tekniklerine yer verilmiştir. Bu teknikler kendi başlıkları altında kısaca açıklanarak detaylar için ilgili kaynaklar referanslanmıştır.

### 3.4.1 Kayıplı uyumlaştırma tekniği

Kayıplı bir devre elemanı olan direnç, genellikle maksimum gücü aktarmak üzere tasarlanan güç iletim devreleri ya da uyumlaştırma devrelerinde tercih edilmezken; bazı durumlarda kullanımı kaçınılmaz hale gelmektedir. Şöyle ki eğer uyumlaştırılması istenilen kısımlarda yansıma değerleri kayıpsız elemanlar çeşitli bağlantı kombinasyonlarında kullanılarak kabul edilebilir değerlere indirgenememektedir. Bu tip durumlarda bir ya da birkaç direç çeşitli konfigürasyonlarda uyumlaştırma devrelerine eklenerek, yansımaların, direnç üzerinden harcanmak suretiyle azaltılması sağlanır, ayrıca girişte direnç kullanılmadaki diğer bir amaç ise devreyi kararlı hale getirmektir. Ancak aktarılabilecek gücün de direnç sebebiyle azalacağı düşünülerek direncin değerini saptarken titiz davranmak gerekir. Bu nedenle RF kolu üzerindeki seri dirençlerin değeri giriş yansımasını makul

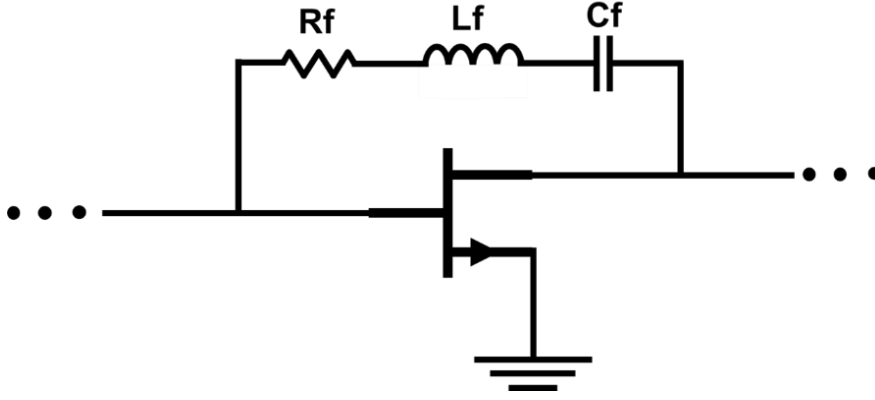
seviyeye indirebilen minimum değerde; RF kolundan toprağa giden dirençler ise yine yansıma değerini yeterli yeveye aşağı indiren maksimum değerde tespit edilerek eklenmelidir. Bu teknik güç yükselteçlerinin giriş yansımalarını azaltmak amacıyla sıklıkla kullanılmaktadır ve CREE firmasına ait CGH40xxx ailesinden transistör uygulama notlarında da bu uyumlaştırma tekniğinden faydalandığı görülmektedir [21]. Kayıplı uyumlaştırma tekniği bu çalışmada da kullanılmış ve güç yükselteciindeki transistöre ait giriş yansıması, Şekil 3.11’de verilen, içerisinde kayıplı uyumlaştırmayı sağlayan direncin de yer aldığı giriş uyumlaştırma devresiyle azaltılmıştır. Bu devrede  $R_{12}$  direnci  $C_{12}$  kapasitesi ile paralel bağlanarak giriş yansımasını azaltmayı sağlamaktadır.



**Şekil 3.11 :** Kayıplı uyumlaştırma tekniği kullanılmış bir giriş uyumlaştırma devresi.

### 3.4.2 Savak-geçit geribeslemesi ile uyumlaştırma tekniği

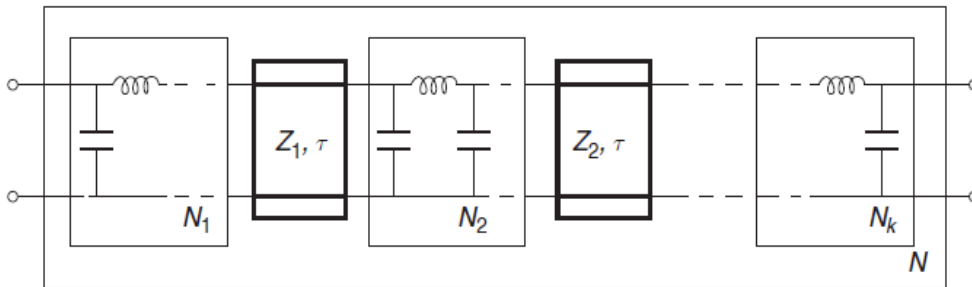
Savak-geçit geribeslemesi yöntemiyle uyumlaştırma tekniği, bir transistörün savak kolu ile geçit kolu arasında bağlanan direnç, kondansatör ve bobin elemanları ile uygulanmaktadır. Bu teknik, giriş yansımasını azaltmanın yanında yükselteçlerin frekans bandını arttırmakta da önemli rol oynamaktadır [6-9, 16-18]. Bu geri besleme elemanlarının, devre fonksiyonları ve matematiksel hesaplara dayalı optimizasyon yöntemleri kullanılarak doğrusal, düşük işaret yükselteçleri tasarımında kullanımının yanı sıra; modele dayalı simülasyon yöntemleriyle güç yükselteçlerinde de etkili biçimde kullanılabilir ve bu çalışmada da yükseltecin genişbandlı olabilmesi için bu teknikten faydalanılmıştır [6-9, 16-18, 22]. Bu tekniğin basit bir şeması Şekil 3.12’de verilmiştir. Bu şekilde  $R_f$ ,  $L_f$  ve  $C_f$  sırasıyla geri besleme yolunda kullanılan direnç, bobin ve kapasiteyi ifade etmektedir.



Şekil 3.12 : Savak-geçit geri beslemeli uyumlaştırma devresi.

### 3.4.3 Çok bölümlü kayıpsız devre elemanları ile uyumlaştırma

Bu tip uyumlaştırma, uyumlaştırılacak katmanlar arasına kayıpsız devre elemanları kullanılarak tasarlanan kayıpsız iki kapılı devreler ile yapılmaktadır. Kayıpsız elemanların çeşitli konfigürasyonlarda birleştirilmesiyle meydana gelen devre bölümlerinin empedans giriş sürüş fonksiyonları kullanılarak kayıpsız iki kapılı devreler tasarlanır. Genelde matematiksel fonksiyonundaki ve sentezlemedeki basitlik sebebiyle merdiven topolojisiindeki devre yapıları kullanılır [1, 2]. Merdiven topolojisi ise Şekil 3.13'te verildiği gibi kayıpsız elemanların (kapasite ve bobin) birbiri ardına seri ve paralel olarak sıralandığı topolojidir. Karmaşık devreler için giriş sürüş fonksiyonlarına ait parametreler optimizasyonlarla elde edilir. Çünkü uyumlaştırılacak devrelerin empedansları birkaç taneden fazla reaktif eleman içerince bu tür devreler için uyumlaştırma problemini doğrusal denklem sistemleriyle çözmek mümkün olamamaktadır [1-5]. Bu nedenle analitik çözümler de yapılamamaktadır. Ne var ki bu tür devreler “Gerçek Frekans Teknikleri” olarak bilinen ve devre fonksiyonları üzerinden kazanç yakınsamasına dayalı optimizasyonlarla gerçekleştirilen teknikler yardımıyla yapılabilmekte ve karmaşık uyumlaştırma problemleri çözülebilmektedir [1-5].



Şekil 3.13 : Merdiven topolojisiindeki uyumlaştırma devresi.

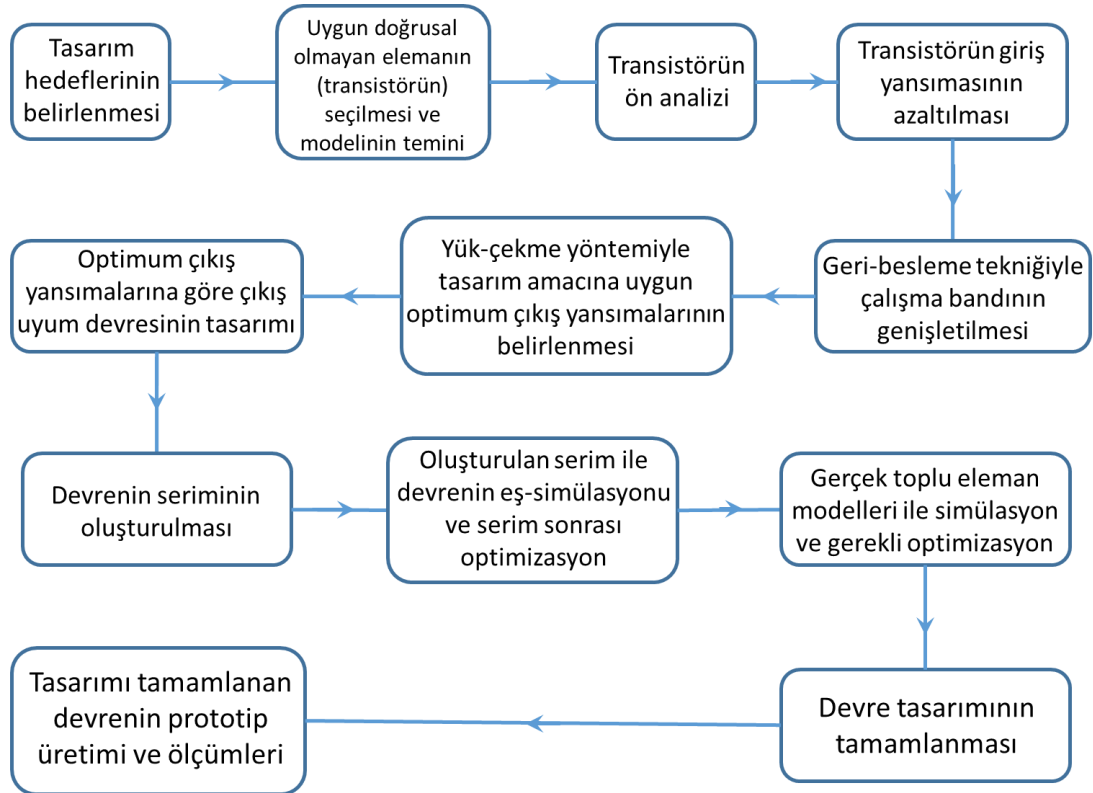
3.4 başlığında verilen ve çeşitli uyumlaştırma tekniklerinden bahsedilen bu başlık altında, yükselteç devrelerinde etkin biçimde kullanılarak yansımaları azaltan, bantı genişletebilen ve devre performansını arttıran farklı uyumlaştırma teknikleri ele alınmıştır. Bu teknikler teker teker uygulanabileceği gibi farklı kombinasyonlarda birleştirilerek te uygulanabilmektedir. Örneğin bu çalışmada yapılan tasarımda bu tekniklerin hepsinden faydalanılmıştır. Faydalanılan teknik ve devre performansına yaptığı etki Bölüm 4'teki ilgili adımda verilmiştir.



#### 4. GENİŞBANDLI MİKRODALGA GÜÇ YÜKSELTECİ DEVRESİNİN TASARIMI

Bu bölümde doğrusal olmayan eleman modeli kullanılarak oluşturulacak genişbandlı yükselteç devresinin tasarım adımları anlatılmıştır. Tasarım kriterleri belirlenerek ve tasarıma uygun elamanlar seçilerek tasarıma başlanmıştır.

Tasarlanacak devre için yaklaşık 5W çıkış gücüne sahip ve çalışma bandı olarak 0.8-3.9GHz aralığında çalışabilecek bir yükselteç hedeflenmiştir. Bu hedef doğrultusunda seçilen doğrusal olmayan eleman CREE Inc. firmasının ürettiği 8W'a kadar çıkış gücü verebilen ve DC-6GHz çalışma aralığına sahip GaN, yüksek elektron mobiliteli transistor (high electron mobility transistor, HEMT) olmuştur [21]. Bu transistöre ait doğrusal olmayan eleman modeli üreticiden temin edilerek tasarım adımlarına başlanmıştır. Tasarımda takip edilen adımlar, Şekil 4.1'de yer almaktadır. Bu adımlar aşağıda sırasıyla ayrıntılı olarak ele alınacaktır.



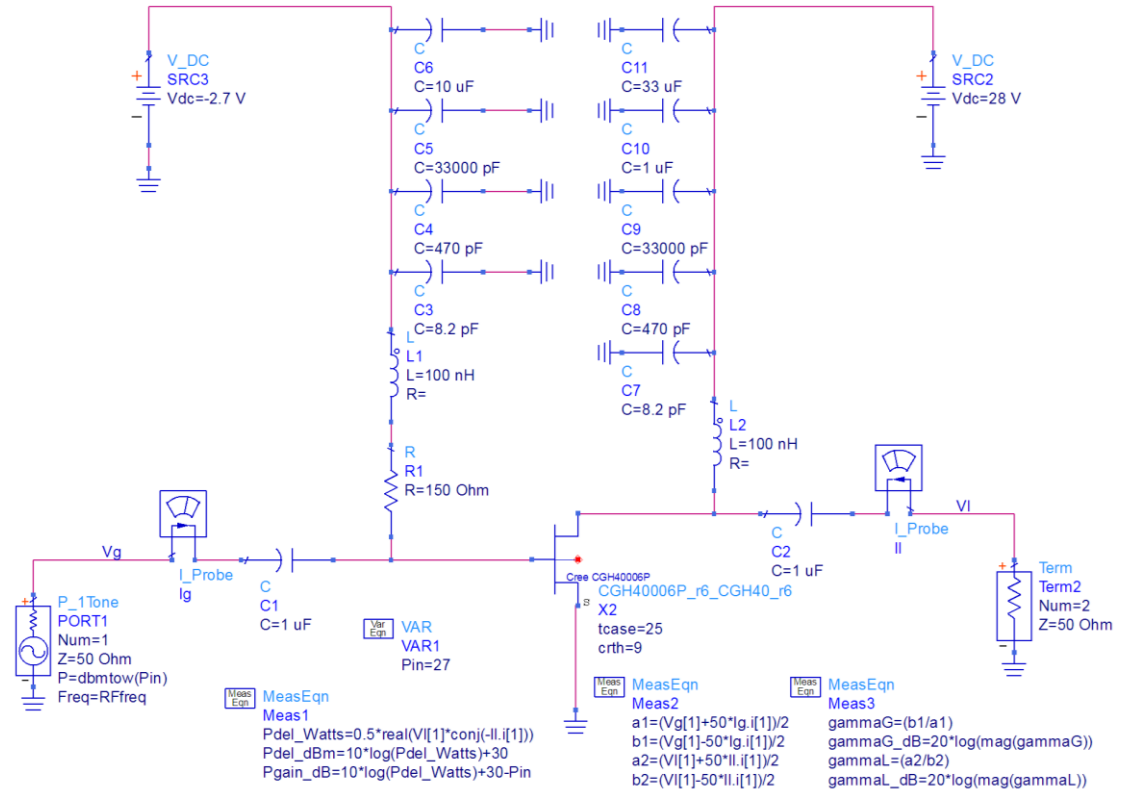
Şekil 4.1 : Tasarımda izlenen yöntemle ait akış şeması.

#### 4.1 Transistörün Özelliklerinin incelenmesi

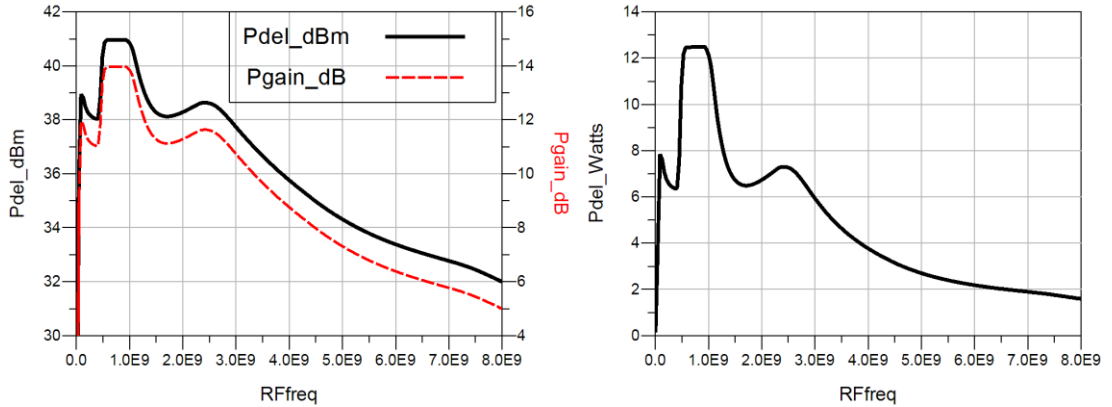
Transistörün modeli kullanılarak yapılacak yükselteç tasarımının ilk adımında, transistöre ait kazanç ve giriş-çıkış yansımaları gibi özelliklerin gözlemlenmesi amacıyla ve bunlar hakkında genel bir bilgi sahibi olmak için transistörün giriş ve çıkışı  $50\Omega$  ile sonlandırılmış ve çizimi ve analizi ADS'te yapılmış olan Şekil 4.1'de verilen test devresi hazırlanmıştır. Bu devrede savak (drain) beslemesi olarak, transistörün çalışma gerilimi olan 28V uygulanmış, gate beslemesi olarak da transistöre ait katalogta tavsiye edilen değer olan -2.7V gerilim uygulanmıştır [21]. Besleme yollarından akmakta olan DC akımının AC akım bölgelerine geçmemesi için port 1 ve port 2 ile transistör arasına DC akımı süzme görevi görecektir, değeri yeterli miktarda büyük seçilen ( $1\mu F$ ) C1 ve C2 kapasiteleri bağlanmıştır. Benzer şekilde devredeki radyo frekans akımının aktığı bölgedeki AC işaretlerin besleme yollarına sızması için de değerleri yeterli miktarda yüksek ( $1\mu H$ ) olan L1 ve L2 bobinleri kullanılmıştır. Geçit (gate) beslemesinde yer alan  $150\Omega$  değerindeki R1 direnci de transistörün kararlılığını sağlamak amacıyla; besleme yollarında yer alan, bu yollarla toprak arasında paralel yerleştirilen ve değerleri kademeli olarak artan C3-C11 kapasiteleri ise toprak düzleminde meydana gelebilecek RF dalgalanmalarının besleme yollarını etkilememesi için yine elemanın kataloğundaki tavsiyeler üzere kullanılmıştır [21].

Şekil 4.2'de yer alan devre, benzeşim ortamında 10MHz-8GHz frekans aralığında temel ton harmonik-denge (harmonic-balance) simülasyonuna tabi tutulmuş ve elde edilen benzeşim sonuçları Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'te verilmiştir.

Şekil 4.3'te, Şekil 4.2'de verilen koşullar altındaki transistöre ait kazanç eğrisi ve yüke aktarılan güç eğrileri yer almaktadır. Şekil 4.3'te soldaki grafikte yer alan siyah eğri yüke aktarılan gücü dBm birimiyle göstermekte, kırmızı kesikli eğri ise yük ile kaynak arasında meydana gelen RF güç kazancını ifade etmektedir. Şekil 4.3'te sağdaki grafikte de yüke aktarılan güç, Watt cinsinden verilmiştir. Bu eğrilerden anlaşılmaktadır ki, çalışma frekansı olarak seçtiğimiz 0.8-3.9GHz bandında transistörün kazanç eğrisi istediğimiz özellik olan düz yapıdan oldukça uzak, frekansla çok fazla değişim gösteren bir yapıdadır.



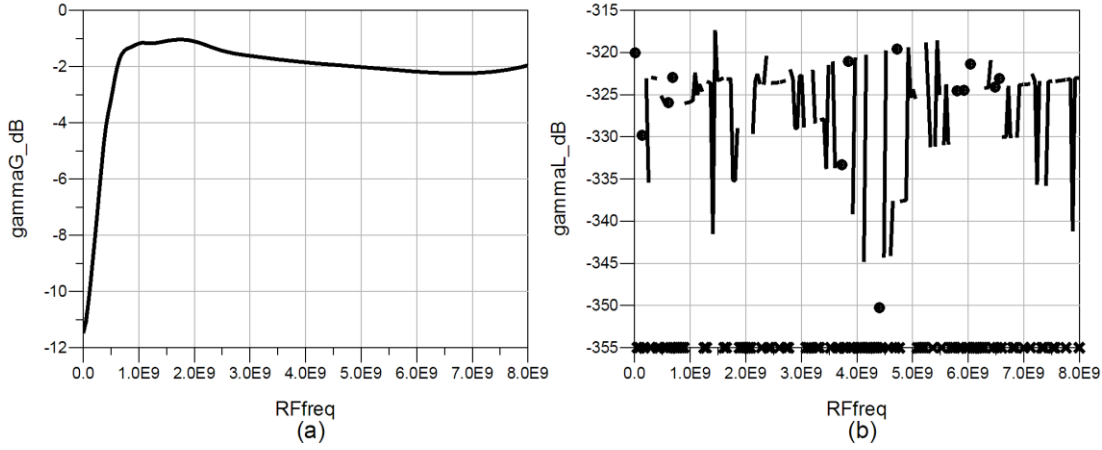
Şekil 4.2 : Transistörü analiz etmek amacıyla hazırlanan test devresi.



Şekil 4.3 : Transistörün kazanç ve yüke aktarılan güç eğrileri.

Şekil 4.4'te de yine Şekil 4.2'de verilen koşullar altındaki transistöre ait girişte ve çıkışta meydana gelen yansıma durumları verilmiştir. Şekil 4.4(a)'da verilen grafik transistörün girişinden yani kaynak tarafından görülen yansıma, Şekil 4.4(b)'de verilen grafik ise transistörün çıkışına ait, transistörün çıkış tarafından yüke doğru bakıldığında, yükten yansıyıp transistöre doğru dönen dalgaların dB cinsinden ifadesidir. Bu grafikler göz önünde bulundurulduğunda, yük tarafının neredeyse yansısız olduğu Şekil 4.4(b)'den anlaşılmaktadır, çünkü bu grafikte yansımaların

dB cinsinden -300, -400 mertebelerinde olduğu görülmektedir ve transistörün çıkışı bu durumda  $50\Omega$ 'a uyumludur denilebilir. Ancak Şekil 4.4(a)'da görülen sonuç, transistörün giriş yansımasının kabul edilebilir değerlerde ( $<-10\text{dB}$ ) olmadığını göstermektedir.



**Şekil 4.4 :** Transistörün yansıma eğrileri: (a)Giriş yansıması. (b)Çıkış yansıması.

Hedeflediğimiz çalışma bandımızın (0.8-3.9GHz) hemen hemen tümünde giriş yansıması -2dB ve üzerindedir ki; bu da girişten uygulanan gücün %60 tan fazlasının transistöre ulaşamayıp geri yansıdığını ifade eder. Bu durumda transistöre yeterli güç iletilemez ve yansıyan enerji giriş devreleri ve kaynak açısından aşırı güçten yanma gibi olumsuz durumlara sebep olabilir.

Bu adımda yapılan çalışmaların verdiği sonuçların değerlendirmesini yapacak olursak, Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'teki benzeşim sonuçlarından görüldüğü üzere seçtiğimiz transistörün, yeterli seviyelerde güç iletimi için uygun olduğu ancak istenilen bandda düz değil, oldukça dalgalı bir kazanç karakteristiği olduğu gözlemlenmektedir. Bununla birlikte çıkış yansımasının neredeyse olmadığı fakat Şekil 4.4(a)'da verilen giriş yansımasının oldukça kötü olduğu görülmektedir. Bu nedenle tasarım aşamalarında bundan sonraki adımda transistörün giriş yansımasını düzeltmeye öncelik verilecek ve arkasından olabildiğince yüksek ve düz bir kazanç elde etmek için çıkış uyum devresinin tasarımı ele alınacaktır.

#### 4.2 Transistörün Giriş Yansımasının Azaltılması

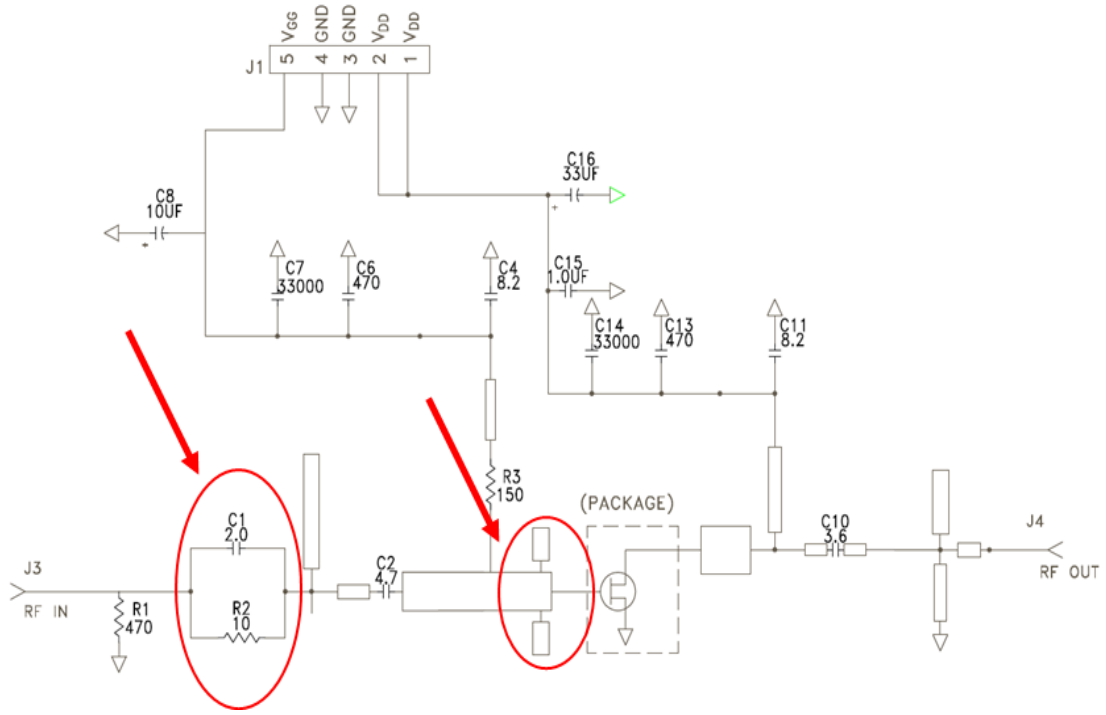
Birinci adımda, transistörün kazanç ve yansıma karakteristiği incelenmiş ve giriş yansımasının oldukça yüksek olduğu Şekil 4.4'te gözlemlenmiştir. Bu durum girişten uygulanacak RF enerjisinin yansıma nedeniyle kaybına neden olacağından çalışma

performansını olumsuz etkileyecektir. Bu nedenle tasarım sürecinin bu adımında giriş yansımalarını azaltmaya yönelik çalışmalara önem verilmiştir.

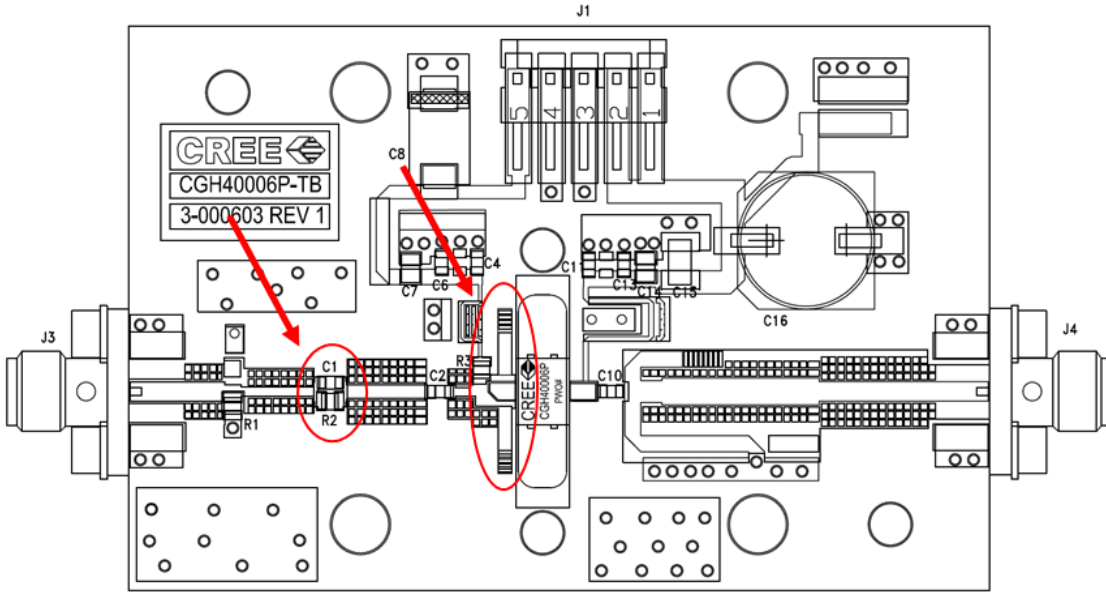
Kullanılan transistör modeli üzerinden yapılan deneysel analizler göstermiştir ki, girişe bağlanılacak farklı topoloji ve sayıdaki reaktif elemanlar, giriş yansımalarının yeteri kadar azaltılmasında faydalı rol oynamamaktadır. Bu nedenle yapılan denemeler neticesi ve seçilen transistör ailesine ait uygulama devreleri incelendiğinde giriş uyum devresinin kayıplı uyumlaştırma yöntemiyle yapılabileceği ve bu şekilde giriş yansımalarının uygun seviyelere düşürülebileceği anlaşılmıştır [21].

Giriş uyum devrelerinin tasarımında kullanılan transistörün kataloğunda verilen ve Şekil 4.5'te gösterilen devredeki giriş uyumlaştırma elemanları örnek alınmıştır. Şekil 4.5(a)'daki şemada ve Şekil 4.5(b)'deki seriminde karşılıklı olarak kırmızı okla gösterilen seri kolda paralel R-C devresi ve transistör girişindeki açık devre hat şeklinde gerçekleşmiş olan seri koldan toprağa giden kapasiteye karşılık gelen yapı örnek alınarak tasarlanılacak yükseltecin giriş devresine bu yapılar yerleştirilmiştir. Bu elemanların yerleştirilmesinden sonra devrenin performansı gözlemlenmiş, eleman değerleri akordlama (tuning) yapılarak giriş yansımalarını uygun seviyeye getirecek değerler tespit edilmiştir. Bu yöntem uygulanırken, giriş uyum devresindeki direncin değeri ne kadar yüksekse giriş yansıması o kadar düşük ancak enerji kaybı bir o kadar fazla olmaktadır. Bu nedenle direncin değerini, giriş yansımalarını yeterli seviyeye indiren olabildiğince küçük bir değer olacak şekilde ayarlamaya özen gösterilmiştir. Bu işlemler sonucunda giriş devresi Şekil 4.6'daki gibi şemada verilen eleman değerleriyle oluşturulmuştur. Giriş uyum devresi tasarlanan yükseltece ait performans sonuçları Şekil 4.7 ve Şekil 4.8'de yer almaktadır.

Şekil 4.8(a)'da görülmektedir ki giriş uyumlaştırma devresi sınırlı bir band bölgesinde de olsa önemli bir etkiye neden olmuş ve tüm band boyunca -2dB ve üzerinde olan giriş yansımalarının, 1-5GHz arasında -8dB ve daha düşük seviyelere düşmesini sağlamıştır. Bununla birlikte çıkıştan görülen yansımanın da halen istenildiği gibi çok düşük olduğu görülmektedir. Ancak yüke aktarılan güç ve kazanç eğrileri çok değişken, biçimsiz bir yapı sergilemektedir.

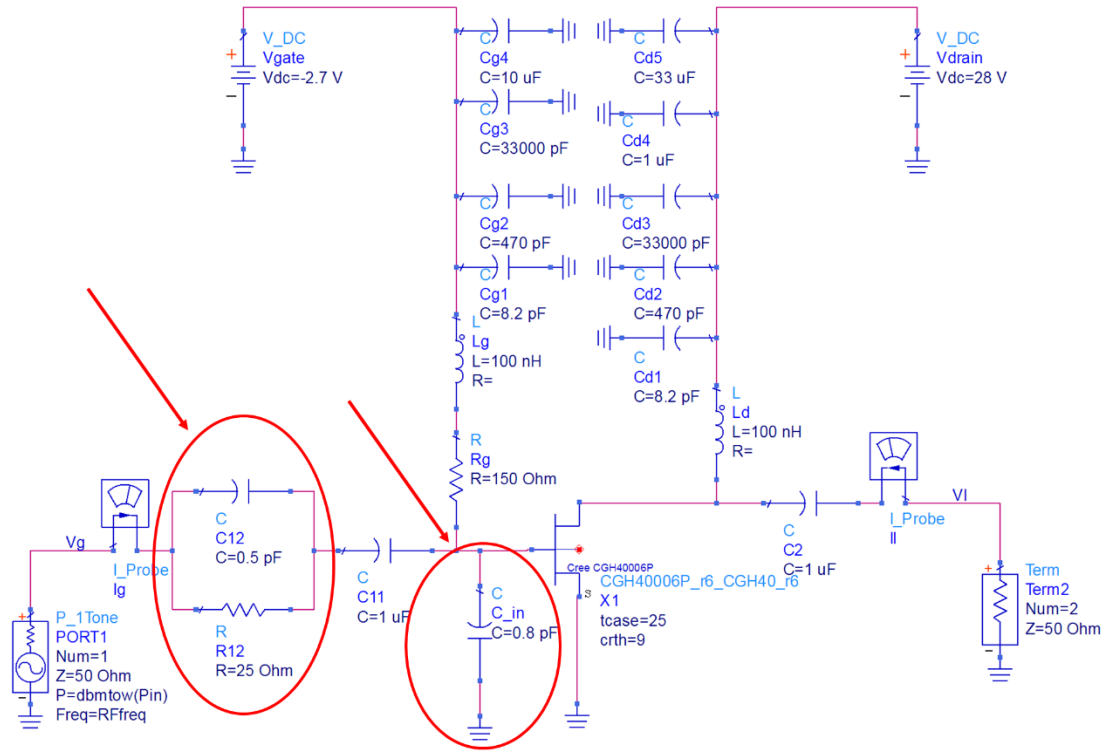


(a)

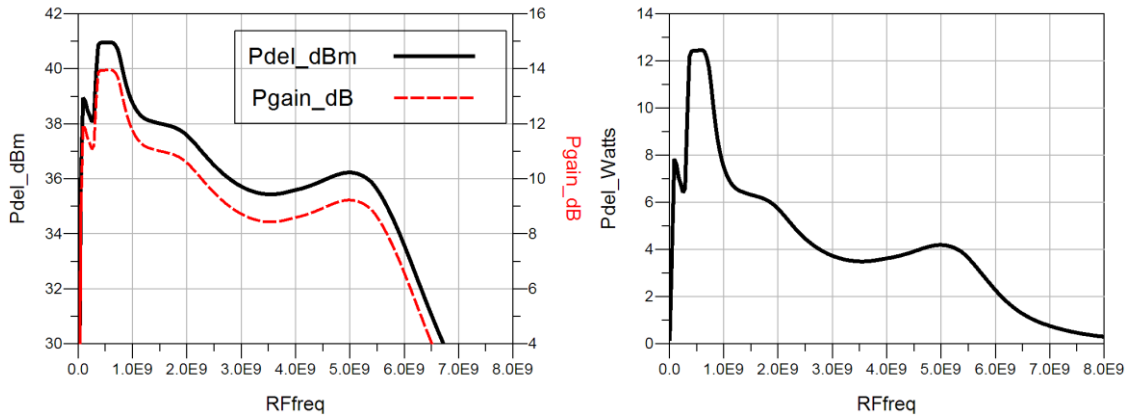


(b)

**Şekil 4.5 :** Transistörün kataloğundaki uygulama devreleri ve örnek alınan kayıplı giriş uyum devresi: (a)Katalogta yer alan uygulama devresi şeması. (b)Katalogda yer alan uygulama devresine ait serim [21].

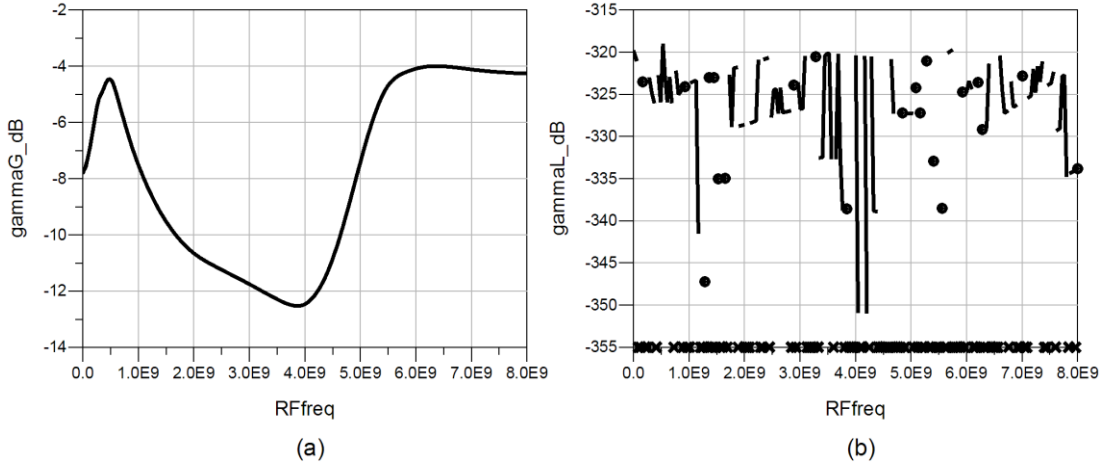


**Şekil 4.6 :** Giriş uyum devresi eklenilen devreye ait şema.



**Şekil 4.7 :** Giriş uyum devresi eklenilen devreye ait kazanç ve yüke aktarılan güç eğrileri.

Bir sonraki adımda, geri besleme devresi yardımıyla, giriş uyumlaştırma devresi ile kısıtlı bir bandda iyi duruma getirilmiş olan giriş yansımalarının, daha geniş bir bandda iyileştirilmesi yapılacak ve kazanç ve yüke aktarılan gücün de geniş bir band aralığında belirli bir seviyenin üzerinde kalması sağlanacaktır. Böylelikle, genişbandlı yükselteç tasarımı yolunda ilk belirtiler ortaya çıkarılmış olacaktır.



**Şekil 4.8 :** Giriş uyum devresi eklenilen devreye ait yansıma başarımları: (a)Giriş yansıması. (b)Çıkış yansıması.

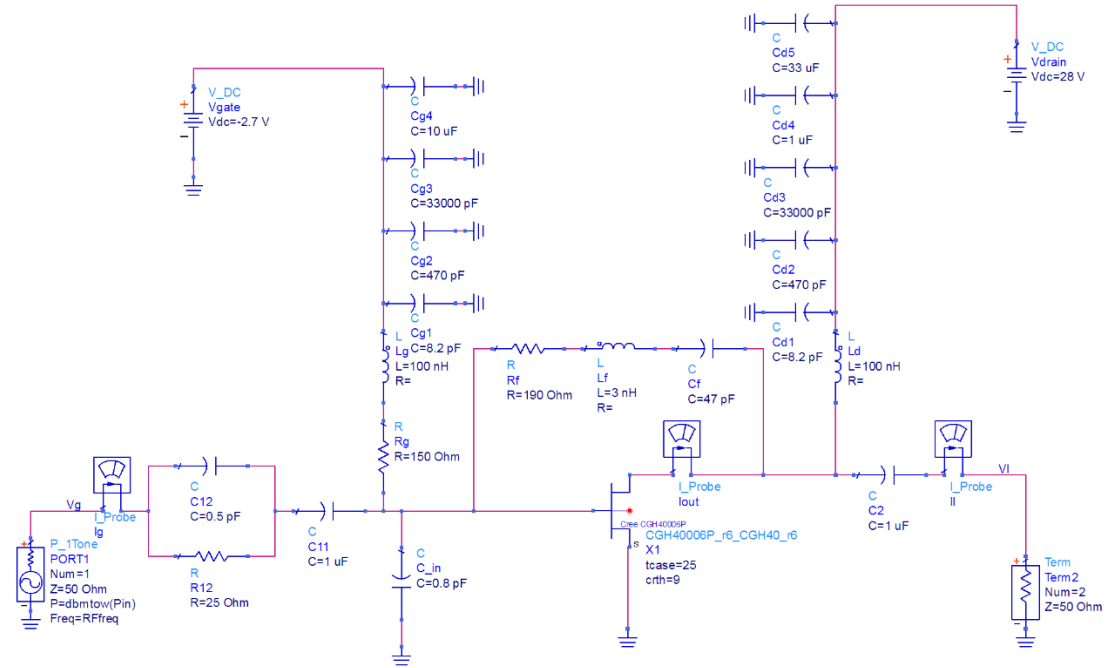
### 4.3 Savak-Geçit Geribeslemesi ile Giriş Yansımasının ve Kazancın

#### Bandgenişliğinin Arttırılması

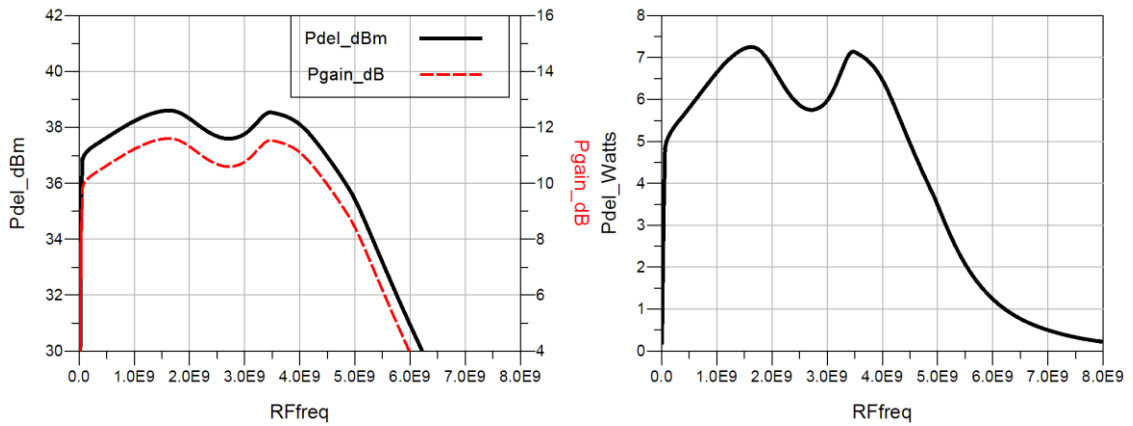
Genişbandlı yükselteç tasarımında karşılaşılan problemlerden ilki olan yüksek giriş yansıması sorunu, 4.2 başlığındaki adımda uygulanan kayıplı uyumlaştırma yöntemiyle kısmen çözülmüştü, ancak yine de yeterli band boyunca giriş yansıması iyileşmemişti. Ayrıca kazanç eğrisi de oldukça değişken bir yapı göstermekteydi. Bu adımda bahsi geçen bu problemleri çözmek amacıyla yüksek bandgenişliği isteyen yükselteç devrelerinde çokça kullanılan geribesleme yapısı ile uyumlaştırma yöntemi uygulanmaktadır.

Geri beslemeli uyumlaştırma için seri R-L-C elemanlarını içeren geri besleme hattı, transistörün savak kolundan geçit koluna doğru sırasıyla geri besleme kapasitesi Cf, geri besleme bobini Lf ve geri besleme direnci Rf elemanlarını içerecek şekilde bağlanmıştır. Daha sonra bu elemanların değerleri ADS programında akordlanarak giriş-çıkış yansımaları ve kazanç eğrisinin şekline göre optimum olarak saptanmıştır. Şekil 4.9, eleman değerleri optimum olarak saptanmış, savak-geçit geri besleme hattını içeren, devrenin geri beslemeli yeni şemasını, Şekil 4.10 ve Şekil 4.11’de bu devreye ait performans sonuçlarını göstermektedir.

Şekil 4.10’da verilen kazanç grafiklerinden görülmektedir ki geri besleme sayesinde geniş bir band boyunca kazançtaki ani değişimler oldukça azalmış, kazanç biraz dalgalı da olsa iyi bir yükselteç karakteristiği ortaya çıkmıştır.



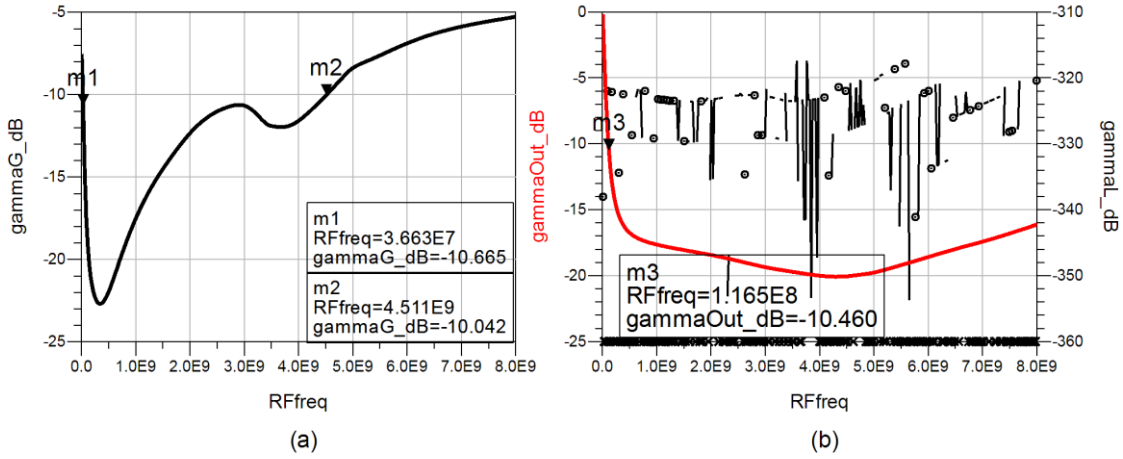
**Şekil 4.9 :** Savak-geçit geribeslemesi eklenilen devreye ait şema.



**Şekil 4.10 :** Savak-geçit geribeslemesi eklenilen devreye ait kazanç ve yüke aktarılan güç eğrileri.

Şekil 4.11(a)'da devrenin girişinde meydana gelen yansıma eğrisi verilmektedir. Bu grafikte görülmektedir ki bir önceki adıma göre devrenin giriş yansıması performansı oldukça artmış, 360MHz'den 4.5GHz'e kadar olan frekans bölgesinde giriş yansıması -10dB'nin altına düşmüştür. Şekil 4.11(b)'deki kırmızı eğri, devrenin çıkış yansımasını yani transistörden devrenin çıkışına doğru bakıldığında meydana gelen yansımayı ifade etmektedir. Yine devrenin çıkış yansıma performansının da 100MHz'den sonraki frekanslarda oldukça iyi, -10 dB ve daha düşük olduğu görülmektedir. Aynı grafikte verilen siyah çizgi-nokta biçimindeki kesikli eğri ise

yükten geri yansıyan yani C2 kapasitöründen yüke doğru bakıldığında meydana gelen yansıma değerlerini göstermektedir. Yükten yansıma çok az, neredeyse hiç olmadığı için grafik bu şekilde -300dB, -400dB arasında kesikli nokta ve çizgilerden oluşmuştur.



**Şekil 4.11 :** Savak-geçit geribeslemesi eklenilen devreye ait yansıma eğrileri: (a)Giriş yansıması. (b)Çıkış yansıması ve yükten yansıma.

Devrenin performansı incelendiğinde, aslında bu adımda devrenin 100MHz-4.5GHz frekansları arasında çalışabilen oldukça genişbandlı bir yükselteç haline geldiği görülmektedir. Ancak kazanç eğrisinin tipi, yüke aktarılan gücün miktarı ve yükseltecin verimi gibi tasarım kriterlerine göre tasarımı ilerletmek ve farklı amaçlara göre tasarımlar yapmak mümkündür.

Mevcut devre için tasarlanacak farklı çıkış uyum devreleri aynı zamanda devrenin bu türden farklı uygulamalar için kullanılabilmesine imkanı sağlayabilir. Bu türden tasarımlar için bir sonraki adımda yük-çekme (load-pull) uygulamaları yapılacak, tasarlanabilecek farklı çıkış uyum devrelerinin olası performansları incelenecek ve yapılabilecek farklı tiplerde güç yükselteci uygulamalarından bahsedilecektir.

#### 4.4 Yük-Çekme Benzeşimleri Yapılarak Çıkış Devresinin Tasarımı

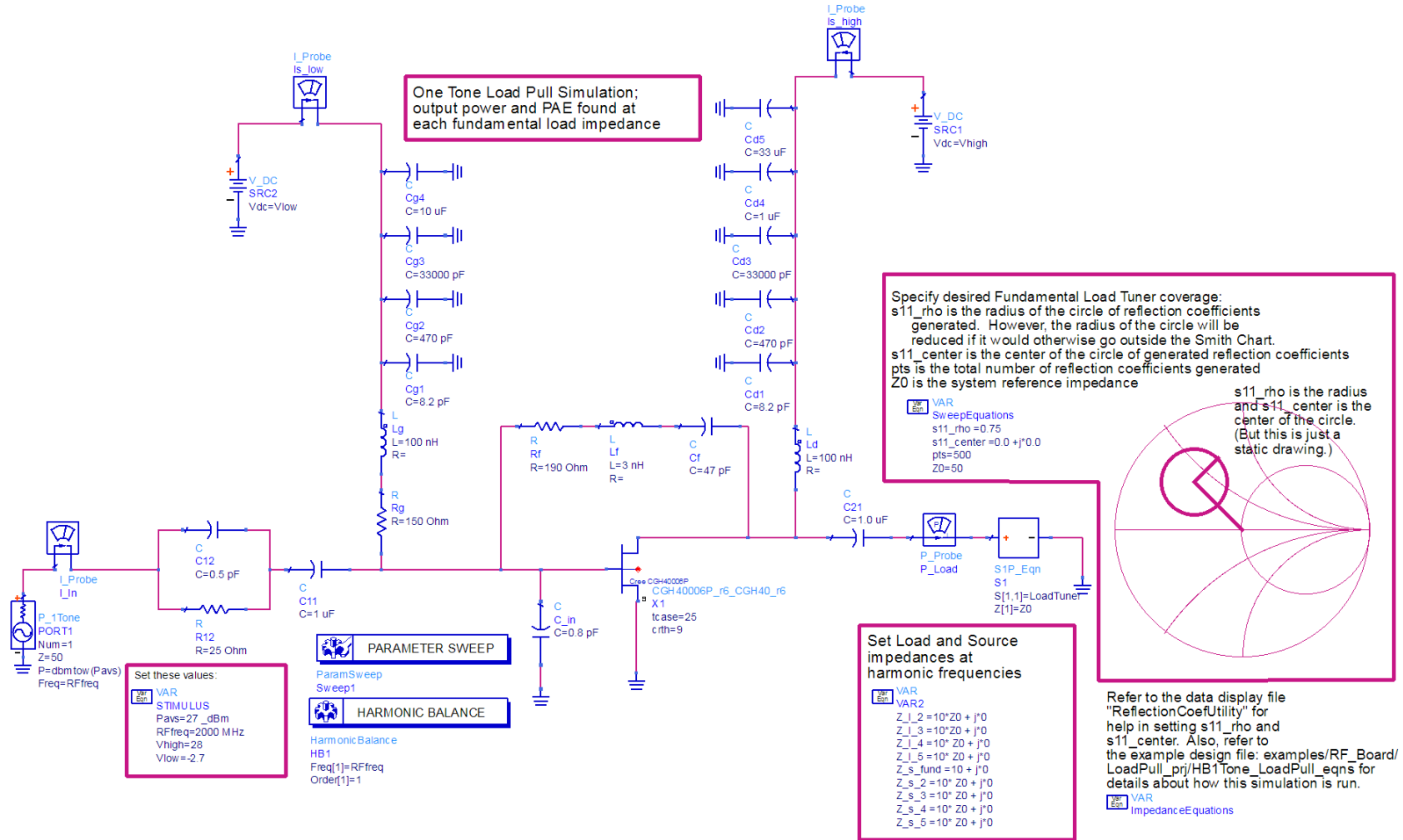
Bu adımda, devreye yük-çekme benzeşimleri uygulanmıştır. Bu benzeşimlerin uygulanmasındaki amaç devrenin çıkışına bağlanacak olan çıkış uyum devresinin sergilemesi gereken performansı elde etmektir.

Yük-çekme simülasyonu, harmonik-denge analizörü ile birlikte çalışarak, belirli bir frekansta: devrenin yüke aktarabileceği güçleri ve devrenin sahip olabileceği güç-

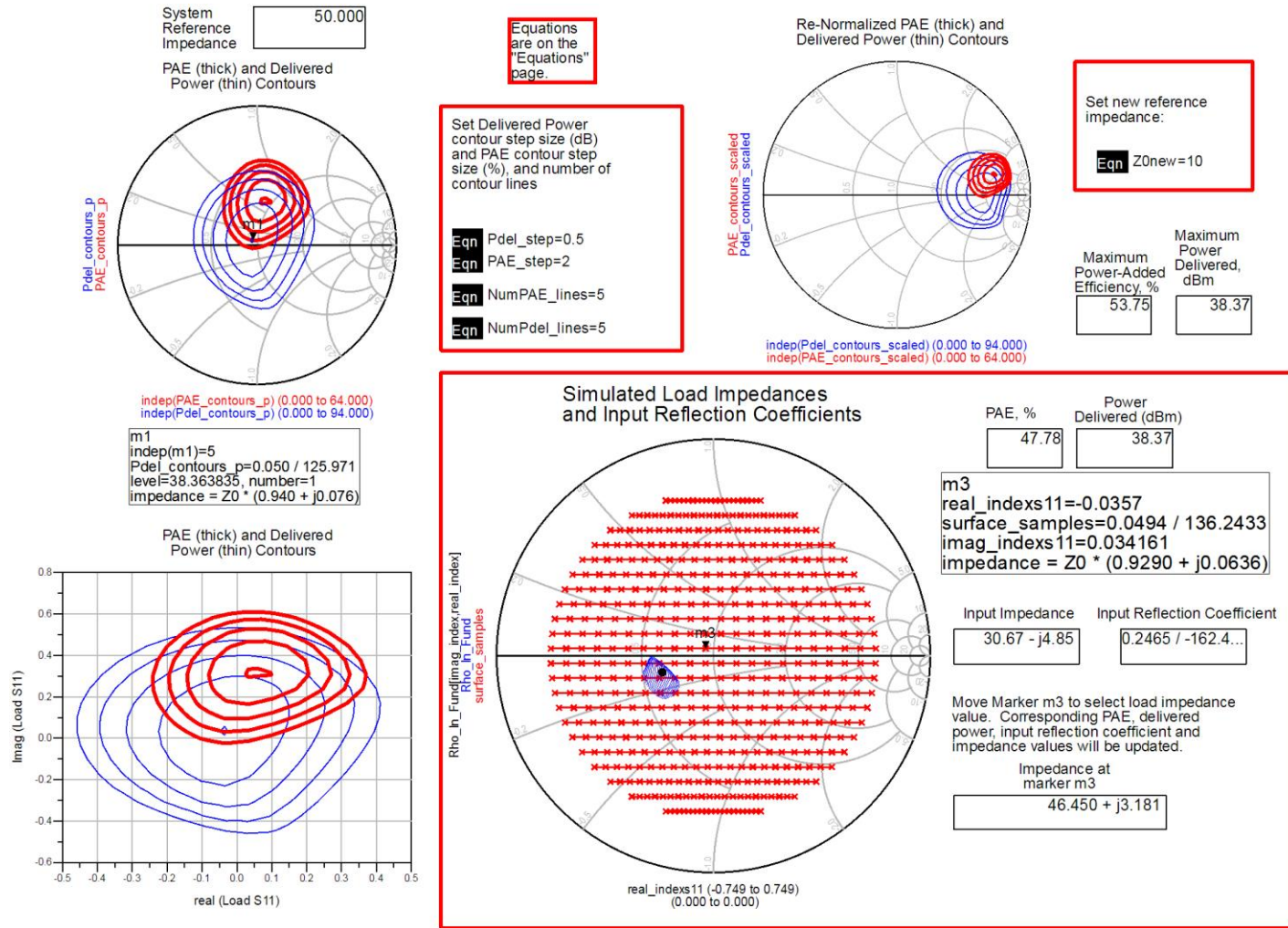
eklemeli verim (PAE) değerlerini çıkışta bulunması gereken empedans ya da yansıma değerlerine göre tespit etmeyi sağlar. Yani belli bir frekansta, belli miktarda gücü yüke aktarmak istiyor isek, bu durum için çıkışta olması gereken empedans ve yansıma değerlerini tespit edip, çıkış uyum devresini tasarlarken bu verileri göz önünde bulundurabiliriz. Benzer şekilde elde etmek istediğimiz PAE verimi için de yük-çekme benzeşimiyle belli bir empedans değeri saptayıp transistör çıkışını bu empedans değeriyle sonlandırarak istediğimiz PAE değerine ulaşabiliriz. Bu işlemler darbandlı devreler için oldukça basittir, birkaç toplu parametrelili eleman ya da birkaç iletim hattı, dar bir frekansta istenilen empedans değerini göstererek uyumlaştırma yapabilir. Fakat çalışma bandı genişledikçe, band içerisinde farklı frekanslar için gerekli olacak farklı empedans değerlerini gerçeklemek biraz sıkıntılı bir uğraştır. Ne var ki genişbandlı uyum devreleri tasarımında sıklıkla kullanılan Gerçel Frekans Teknikleri, buradaki probleme de çözüm getirebilmektedir [1-5]. Yük-çekme yöntemiyle istenilen frekansta elde edilen empedans ya da yansıma değerleri kullanılarak, hedeflenen kazanç fonksiyonuna yakınsama işlemi Gerçel Frekans Teknikleri ile yapılarak devre giriş sürüş fonksiyonunun elde edilmesi ve yine mevcut kaynakta yer alan sentez paketiyle çıkış uyum devresi sentezlenmesi yapılabilmektedir.

Bu çalışmada yük çekme işlemi, ADS programında yer alan temel frekansta yük çekme simülasyonu olan “One Tone Load Pull Simulation” aracı kullanılarak yapılmıştır. Daha önce giriş uyum devresi ve geri besleme devresini tasarladığımız yükselteç, bu araca yerleştirilerek transistörün çalışma frekansında belirli aralıklarla ölçüm alınmıştır. Bu işleme ait şema Şekil 4.12’de verilmektedir. Şekil 4.12 simüle edildiğinde elde edilen sonuçlara ilişkin şema da Şekil 4.13’te yer almaktadır.

Şekil 4.13’te verilenler Şekil 4.12’de benzeşimi yapılan yük-çekme simülasyonuna aittir. Bu şekilde, benzeşim frekansındaki yüke iletilebilecek maksimum güç değeri ve devrenin sahip olabileceği maksimum PAE gibi bilgiler yer almaktadır. Ayrıca sabit kazanç eğrileri ve sabit PAE eğrileri de verilmektedir, bu eğriler yardımıyla istenilen PAE ya da yüke aktarılan güç değeri için transistör çıkışında olması gereken empedans ya da yansıma katsayısı değeri öğrenilebilir.

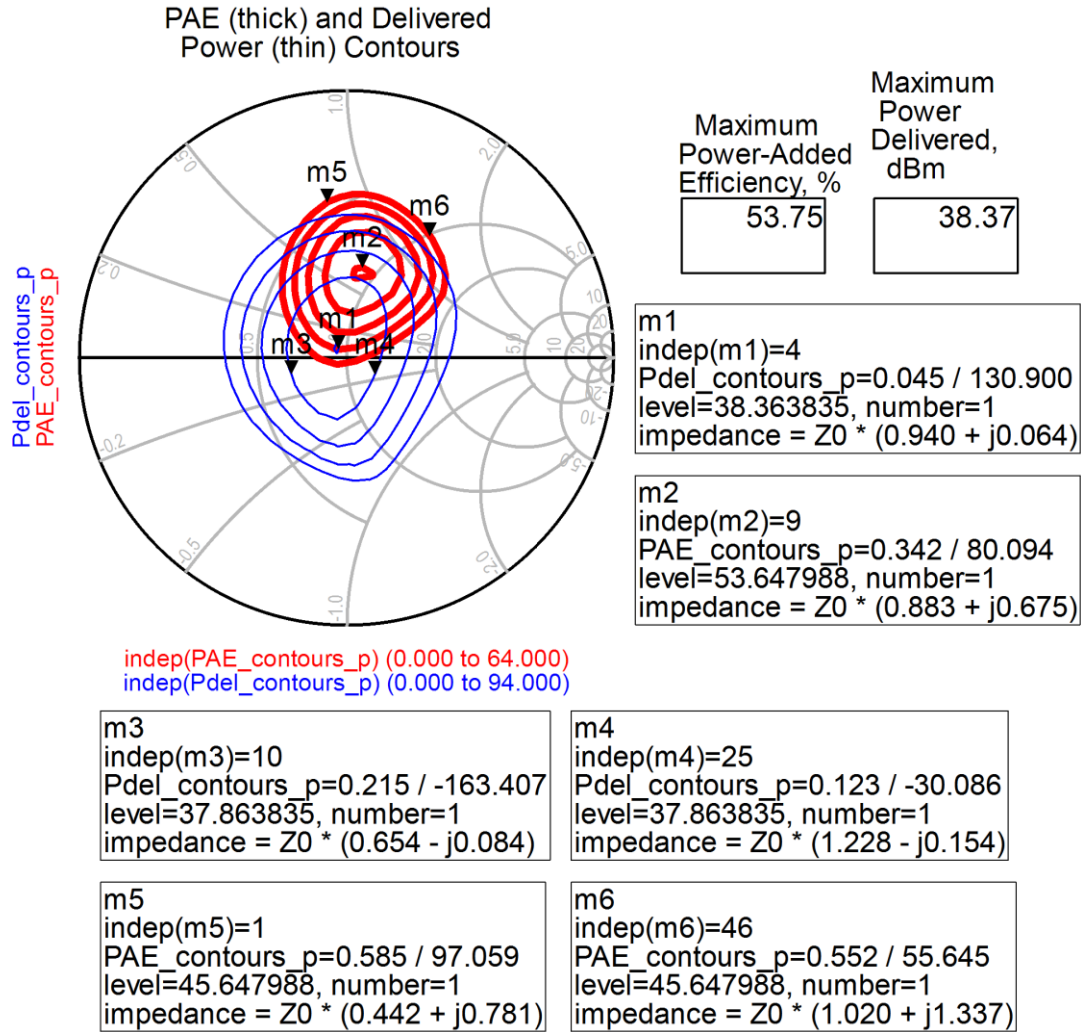


Şekil 4.12 : ADS Programında yük-çekme benzeşimi kurulumu.



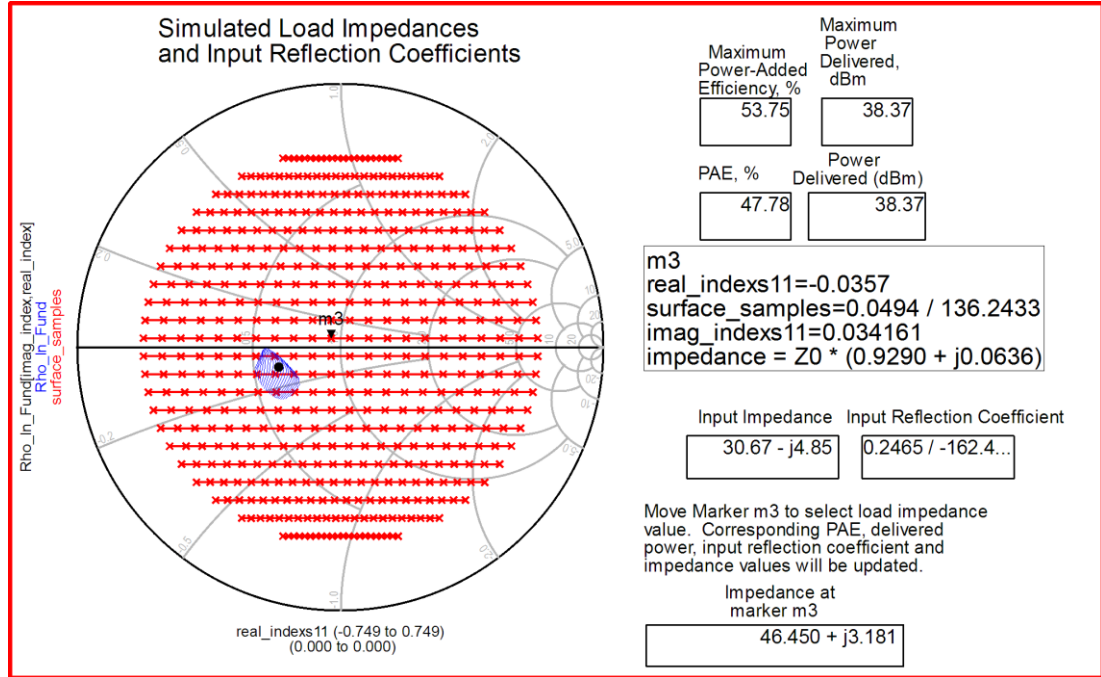
Şekil 4.13 : ADS Programında yük-çekme benzeşiminin verdiği sonuçlar.

Şekil 4.14'te Şekil 4.13'ün içerisinde yer alan sabit kazanç ve sabit PAE çemberlerinin bulunduğu Smith abağı tekrar verilmiştir. Bu çemberler, değerleri merkezden dışarıya doğru azalan ve her bir çember üzerinde sabit olan PAE ya da yüke aktarılan güçü temsil etmektedir. Çember boyunca değişkenlerin değeri sabit olduğundan bunlar sabit kazanç eğrisi gibi isimlerle adlandırılırlar. Örneğin Şekil 4.14'te görüldüğü üzere devremizin 2GHz frekansında yüke aktarabildiği maksimum güç 38.37dBm ve en yüksek PAE'si %53.75 olmaktadır. Sabit kazanç eğrilerinin merkezlerinde okunan değerler de görüldüğü gibi hemen hemen bu değerlere eşittir ve yukarıda anlatıldığı üzere m3 işaretçisi ile m4; m5 işaretçisi ile de m6 aynı çemberler üzerinde olduklarından bunlar için okunan sırasıyla yüke aktarılan güç ve PAE değerleri aynı olmaktadır. Ve konulan işaretçinin bilgi bloğundan bu değerlerin hangi empedans ya da yansıma koşullarında meydana geleceği bilgisi de yer almaktadır.



Şekil 4.14 : Sabit kazanç ve sabit PAE çemberleri.

Yük-çekme simülasyonu sonuç sayfasında bir de Şekil 4.15'te tekrar verilen aşağıdaki sonuçlar yer almaktadır. Şekil 4.15'te Smith abağındaki kırmızı çarpılar ile taranmış noktalar, yük çekme esnasında taranan empedans örneklerini ifade etmektedir. Yüke aktarılan maksimum gücü ya da yükseltecin sahip olabileceği maksimum PAE'yi araştırırken bu sonuçlar Şekil 4.14'te verilen sabit kazanç eğrilerinden daha faydalı olabilmektedir. Çünkü nokta nokta tarama sonucu maksimum değeri tutturmak daha olasıdır, eş kazanç çemberlerinde ise genelde en içte yine bir eş kazanç çemberi yer alır, yani bu şekilde maksimum değil de ona en yakın değerler elde edilebilir. Örneğin Şekil 4.15'te m3 işaretçisi yüke aktarılan gücün maksimum olduğu noktaya yerleştirilmiştir ve değeri de yüke aktarılabilecek maksimum güç değeri olan 38.37dBm'i göstermektedir. Ancak Şekil 4.14'te verilen m1 işaretçisi ise en içte yer alan çember üzerine yerleştirilmiş ve değeri 38.364dBm'dir.



**Şekil 4.15 :** Yük-çekme benzeşiminde kullanılan yük örnekleri ve bunlara karşı gelen çıkış gücü ve PAE değerleri.

Bu adımda, yük çekme işlemleri, frekansın çalışma aralığında farklı türde üç devre için elde edilmiştir. Elde edilen yansıma değerleri ile devrelerin performansları incelenmiştir. Bunun için, 100MHz-8GHz frekans bandında 100MHz artırımlarla daha önce giriş uyum devresi ve geri besleme devresi tasarımı yapılmış olan yükseltecin yük-çekme testleri yapılmış ve elde edilen sonuçlar kaydedilmiştir. İncelenen üç farklı devre şu şekildedir:

- Yüke aktarılan gücün maksimum olduğu devre,
- Maksimum PAE sağlayacak devre,
- Çalışma bandında düz bir kazanç eğrisine sahip devre

Bu devrelerden ilk ikisi, sadece yansıma değerleri kullanılarak gözlemlenmiş, üçüncüsü yani sabit kazançlı devre için ise elde edilen yansıma değerleri kullanılarak basitleştirilmiş gerçek frekans tekniği (SRFT) yardımıyla çıkış uyum devresi elde edilmiştir [1-5]. Bu tasarımlar aşağıda incelenmektedir.

#### 4.4.1 Yüke aktarılan gücün maksimum olduğu devre

Bu devrenin oluşturulması için, daha önceki adımlarda elde edilmiş ve Şekil 4.12’de verilen devre, 100MHz-8GHz frekans bandında her bir 100MHz artım için yük-çekme simülasyonlarına tabi tutulmuştur. Simülasyonlardan elde edilen yüke aktarılabilecek maksimum güç değerleri ve bu güçler için transistör çıkışında olması gereken yansıma katsayısına ait gerçel ve kompleks kısımlar kaydedilerek aşağıdaki Çizelge 4.1 oluşturulmuştur.

**Çizelge 4.1 :** Yüke aktarılacak gücün maksimum olması için elde edilen yansıma değerleri.

| Örnek No | Frekans,<br>GHz | Yansıma<br>Katsayısı<br>Gerçel<br>Kısım | Yansıma<br>Katsayısı<br>Kompleks<br>Kısım | Yüke<br>Aktarılan Güç,<br>dBm |
|----------|-----------------|-----------------------------------------|-------------------------------------------|-------------------------------|
| 1        | 0.1000          | -0.2434                                 | -0.1708                                   | 37.81                         |
| 2        | 0.2000          | -0.1769                                 | -0.1025                                   | 37.89                         |
| 3        | 0.3000          | -0.1784                                 | -0.0342                                   | 38.01                         |
| 4        | 0.4000          | -0.1784                                 | -0.0342                                   | 38.10                         |
| 5        | 0.5000          | -0.1784                                 | -0.0342                                   | 38.20                         |
| 6        | 0.6000          | -0.1784                                 | -0.0342                                   | 38.33                         |
| 7        | 0.7000          | -0.1784                                 | -0.0342                                   | 38.42                         |
| 8        | 0.8000          | -0.1061                                 | -0.1025                                   | 38.50                         |
| 9        | 0.9000          | -0.1769                                 | -0.1025                                   | 38.59                         |
| 10       | 1.0000          | -0.1061                                 | -0.1025                                   | 38.64                         |
| 11       | 1.1000          | -0.1043                                 | -0.1708                                   | 38.71                         |
| 12       | 1.2000          | -0.1043                                 | -0.1708                                   | 38.74                         |
| 13       | 1.3000          | -0.0348                                 | -0.1708                                   | 38.77                         |
| 14       | 1.4000          | -0.0348                                 | -0.1708                                   | 38.77                         |
| 15       | 1.5000          | -0.0354                                 | -0.1025                                   | 38.73                         |
| 16       | 1.6000          | -0.0354                                 | -0.1025                                   | 38.69                         |
| 17       | 1.7000          | -0.0354                                 | -0.1025                                   | 38.61                         |
| 18       | 1.8000          | -0.0357                                 | -0.0342                                   | 38.54                         |
| 19       | 1.9000          | -0.0357                                 | -0.0342                                   | 38.45                         |

**Çizelge 4.1 : (Devamı)**

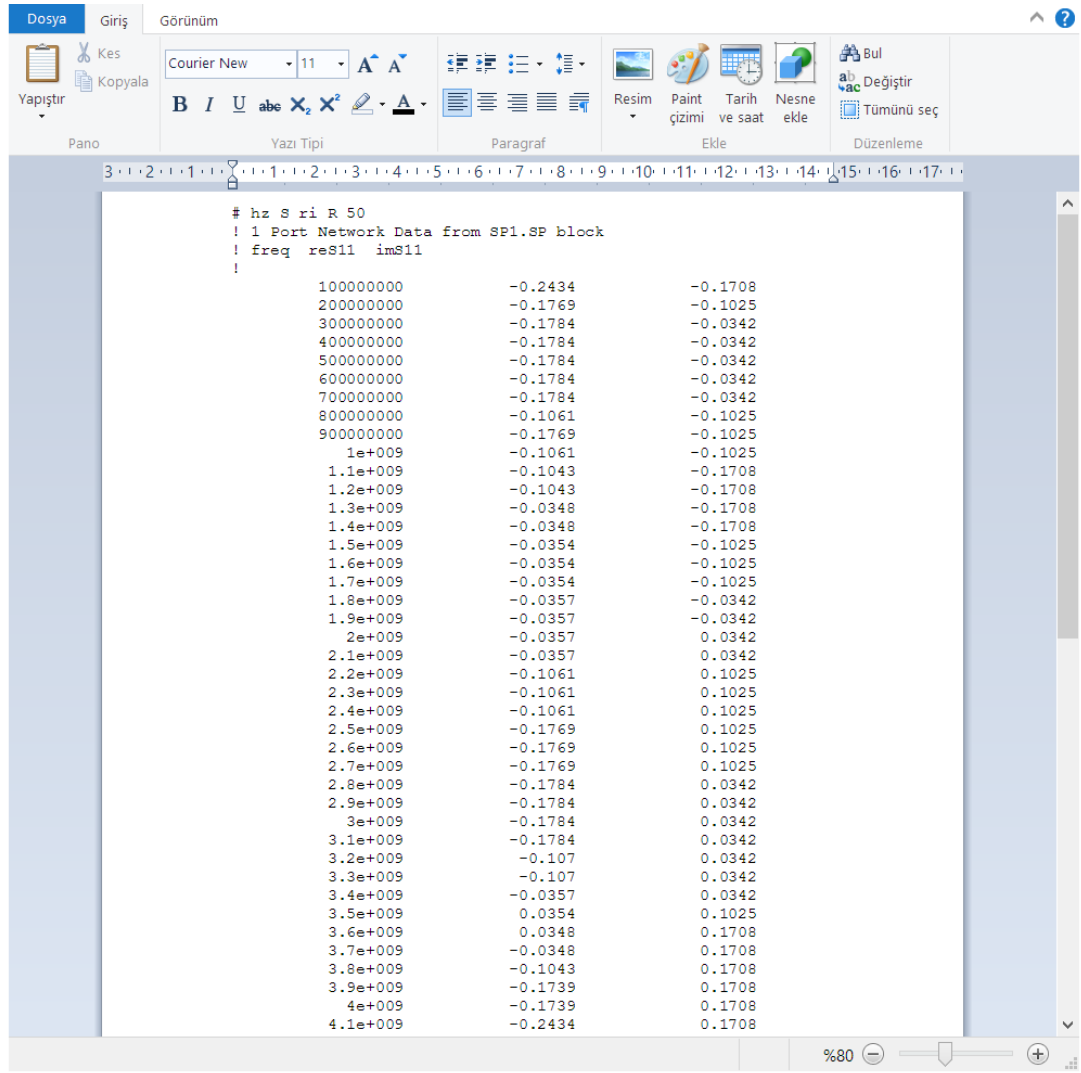
| Örnek No | Frekans,<br>GHz | Yansım<br>Katsayısı<br>Gerçel<br>Kısım | Yansım<br>Katsayısı<br>Kompleks<br>Kısım | Yüke<br>Aktarılan Güç,<br>dBm |
|----------|-----------------|----------------------------------------|------------------------------------------|-------------------------------|
| 20       | 2.0000          | -0.0357                                | 0.0342                                   | 38.37                         |
| 21       | 2.1000          | -0.0357                                | 0.0342                                   | 38.27                         |
| 22       | 2.2000          | -0.1061                                | 0.1025                                   | 38.21                         |
| 23       | 2.3000          | -0.1061                                | 0.1025                                   | 38.14                         |
| 24       | 2.4000          | -0.1061                                | 0.1025                                   | 38.06                         |
| 25       | 2.5000          | -0.1769                                | 0.1025                                   | 38.03                         |
| 26       | 2.6000          | -0.1769                                | 0.1025                                   | 38.00                         |
| 27       | 2.7000          | -0.1769                                | 0.1025                                   | 37.96                         |
| 28       | 2.8000          | -0.1784                                | 0.0342                                   | 37.95                         |
| 29       | 2.9000          | -0.1784                                | 0.0342                                   | 37.94                         |
| 30       | 3.0000          | -0.1784                                | 0.0342                                   | 37.96                         |
| 31       | 3.1000          | -0.1784                                | 0.0342                                   | 38.02                         |
| 32       | 3.2000          | -0.1070                                | 0.0342                                   | 38.14                         |
| 33       | 3.3000          | -0.1070                                | 0.0342                                   | 38.35                         |
| 34       | 3.4000          | -0.0357                                | 0.0342                                   | 38.61                         |
| 35       | 3.5000          | 0.0354                                 | 0.1025                                   | 38.87                         |
| 36       | 3.6000          | 0.0348                                 | 0.1708                                   | 39.08                         |
| 37       | 3.7000          | -0.0348                                | 0.1708                                   | 39.30                         |
| 38       | 3.8000          | -0.1043                                | 0.1708                                   | 39.46                         |
| 39       | 3.9000          | -0.1739                                | 0.1708                                   | 39.55                         |
| 40       | 4.0000          | -0.1739                                | 0.1708                                   | 39.65                         |
| 41       | 4.1000          | -0.2434                                | 0.1708                                   | 39.69                         |
| 42       | 4.2000          | -0.3130                                | 0.1708                                   | 39.66                         |
| 43       | 4.3000          | -0.3825                                | 0.1708                                   | 39.55                         |
| 44       | 4.4000          | -0.3825                                | 0.1708                                   | 39.41                         |
| 45       | 4.5000          | -0.4521                                | 0.1708                                   | 39.22                         |
| 46       | 4.6000          | -0.5307                                | 0.1025                                   | 38.94                         |
| 47       | 4.7000          | -0.5307                                | 0.1025                                   | 38.61                         |
| 48       | 4.8000          | -0.6014                                | 0.1025                                   | 38.22                         |
| 49       | 4.9000          | -0.5352                                | 0.0342                                   | 37.79                         |
| 50       | 5.0000          | -0.5352                                | 0.0342                                   | 37.33                         |
| 51       | 5.1000          | -0.4638                                | 0.0342                                   | 36.95                         |
| 52       | 5.2000          | -0.4638                                | 0.0342                                   | 36.61                         |
| 53       | 5.3000          | -0.4599                                | 0.1025                                   | 36.31                         |
| 54       | 5.4000          | -0.4599                                | 0.1025                                   | 36.04                         |
| 55       | 5.5000          | -0.5307                                | 0.1025                                   | 35.71                         |
| 56       | 5.6000          | -0.5307                                | 0.1025                                   | 35.39                         |
| 57       | 5.7000          | -0.6014                                | 0.1025                                   | 35.02                         |
| 58       | 5.8000          | -0.6014                                | 0.1025                                   | 34.63                         |
| 59       | 5.9000          | -0.6065                                | 0.0342                                   | 34.19                         |
| 60       | 6.0000          | -0.6779                                | 0.0342                                   | 33.74                         |
| 61       | 6.1000          | -0.6779                                | -0.0342                                  | 33.28                         |
| 62       | 6.2000          | -0.6779                                | -0.0342                                  | 32.84                         |

**Çizelge 4.1 : (Devamı)**

| Örnek No | Frekans,<br>GHz | Yansıma<br>Katsayısı<br>Gerçel<br>Kısım | Yansıma<br>Katsayısı<br>Kompleks<br>Kısım | Yüke<br>Aktarılan Güç,<br>dBm |
|----------|-----------------|-----------------------------------------|-------------------------------------------|-------------------------------|
| 63       | 6.3000          | -0.6779                                 | -0.0342                                   | 32.37                         |
| 64       | 6.4000          | -0.6722                                 | -0.1025                                   | 31.90                         |
| 65       | 6.5000          | -0.6014                                 | -0.1025                                   | 31.44                         |
| 66       | 6.6000          | -0.6014                                 | -0.1025                                   | 30.97                         |
| 67       | 6.7000          | -0.5912                                 | -0.1708                                   | 30.49                         |
| 68       | 6.8000          | -0.5912                                 | -0.1708                                   | 30.03                         |
| 69       | 6.9000          | -0.5912                                 | -0.1708                                   | 29.55                         |
| 70       | 7.0000          | -0.5912                                 | -0.1708                                   | 29.07                         |
| 71       | 7.1000          | -0.5078                                 | -0.2391                                   | 28.61                         |
| 72       | 7.2000          | -0.5078                                 | -0.2391                                   | 28.17                         |
| 73       | 7.3000          | -0.5078                                 | -0.2391                                   | 27.72                         |
| 74       | 7.4000          | -0.4886                                 | -0.3075                                   | 27.27                         |
| 75       | 7.5000          | -0.4886                                 | -0.3075                                   | 26.83                         |
| 76       | 7.6000          | -0.4235                                 | -0.3075                                   | 26.40                         |
| 77       | 7.7000          | -0.4235                                 | -0.3075                                   | 25.97                         |
| 78       | 7.8000          | -0.4235                                 | -0.3075                                   | 25.54                         |
| 79       | 7.9000          | -0.4018                                 | -0.3758                                   | 25.12                         |
| 80       | 8.0000          | -0.3400                                 | -0.3758                                   | 24.71                         |

Çizelge 4.1, yükselteç devresinin yüke aktardığı gücün her bir frekans için maksimum değerini ve bu güç değeri için devre çıkışında yer alması gereken yansıma değerini vermektedir. Bu değerler 1 portlu bir devrenin parametrelerini içeren ve ADS (Agilent Inc.) gibi programlarda simülasyon imkanı sunan .s1p uzantılı dosya haline getirilerek devre şemalarında kullanılabilir. Çizelge 4.1’deki verilerin kaydedildiği bir .s1p dosya örneği Şekil 4.16’da verilmektedir. Bu dosyada en baştaki açıklamaların ifade ettiği şekilde ilk sütun frekans sütunu, ikinci ve üçüncü sütunlar ise karşılardaki frekanstaki yansıma katsayısının sırasıyla gerçel ve kompleks kısmını ifade etmektedir. Ayrıca bu değerlerin  $50\Omega$ ’luk normalize empedans değerine göre oluşturulmuş olduğu da yine dosya başındaki açıklamada yer almaktadır.

Bu türden bir dosya ADS programında Şekil 4.17’de verilen şemadaki düzeneyle SNP1 yani 1 portlu bir veri bloğuna tanımlanarak simülasyon ortamında kullanılabilir. Şekil 4.17’de hazırlanan şemayla Çizelge 4.1’de verilen yüke aktarılan gücün maksimum olması için çıkışta olması gereken devre davranışı analiz edilmiş ve bu devreye ilişkin yansıma değerleri ve empedans değişimleri Şekil 4.17’deki gibi çizdirilmiştir. Şekil 4.18’den maksimum güç için, band içerisindeki empedans değişimi ve yansıma katsayısı değişimi gözlenebilir.



Şekil 4.16 : Örnek bir .s1p dosyası içeriği.

## S-Parameter Simulation

Linear Frequency Sweep



S-PARAMETERS

Disp  
Temp

DisplayTemplate

disptemp1

"S\_Params\_Quad\_dB\_Smith"

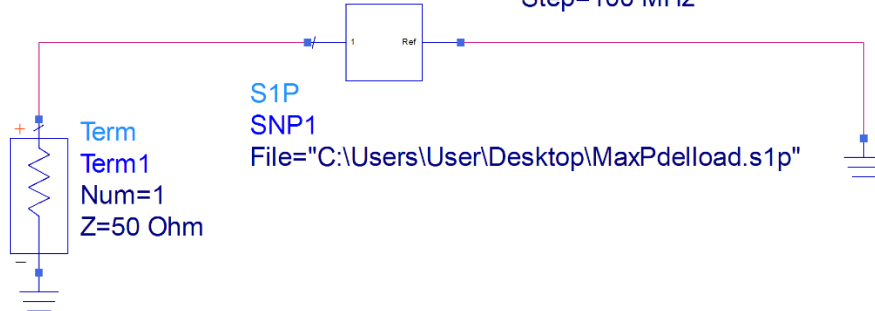
S\_Param

SP1

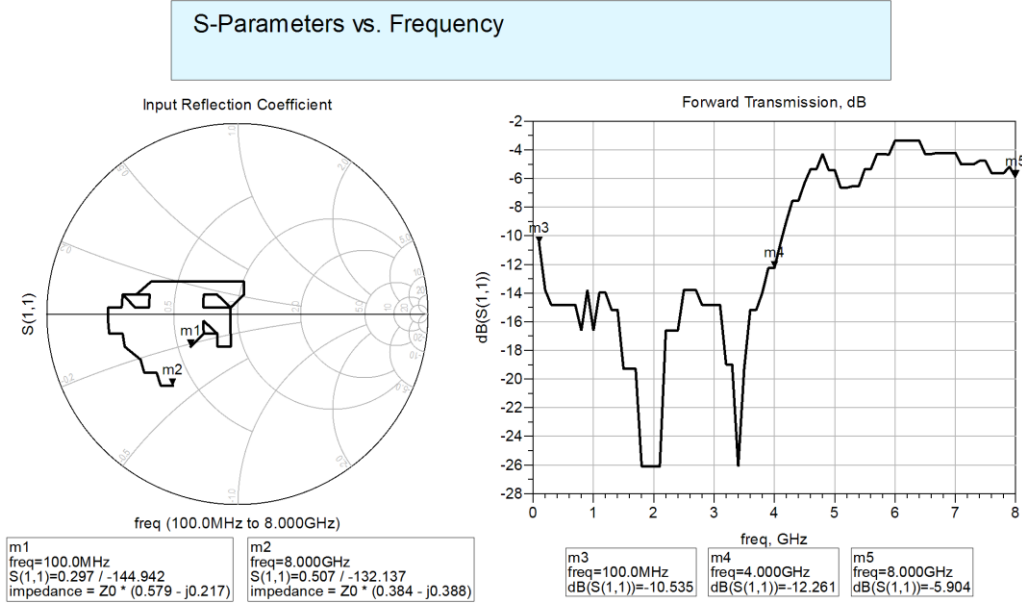
Start=0.1 GHz

Stop=8.0 GHz

Step=100 MHz

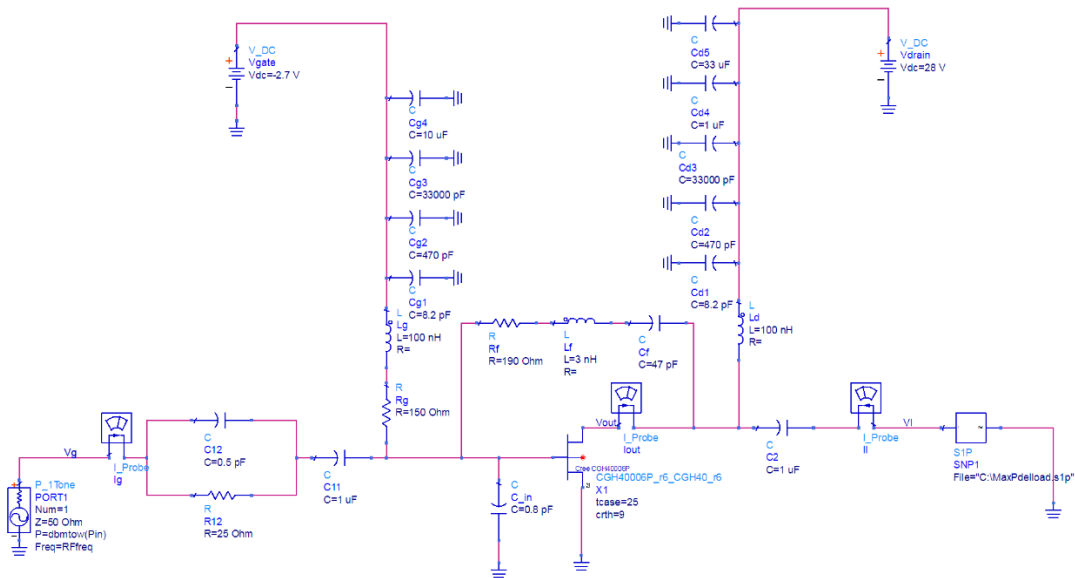


Şekil 4.17 : .s1p uzantılı dosyanın ADS'te kullanılması.

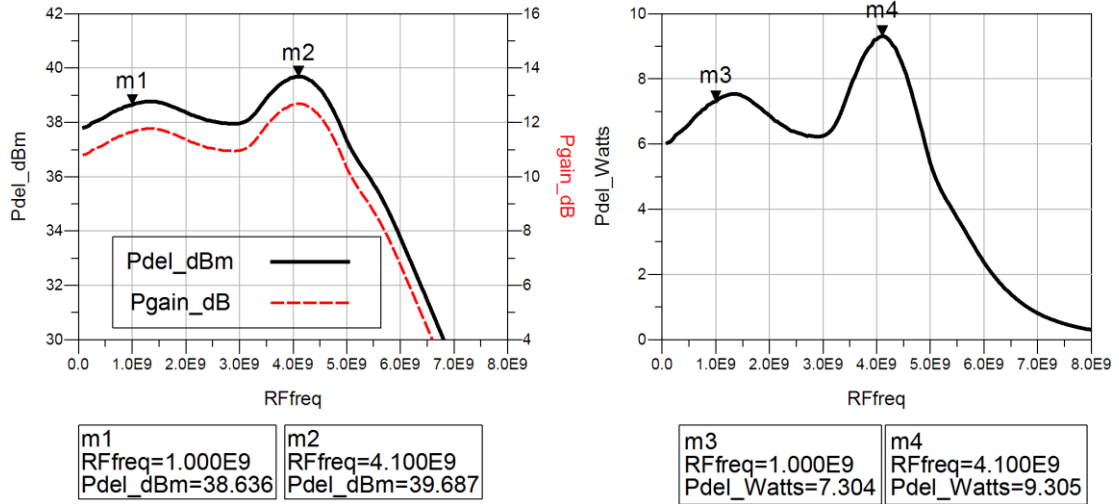


**Şekil 4.18 :** Yüke aktarılabilecek maksimum güç için yansımaya ve empedans değerlerinin ADS'te çizdirilmesi.

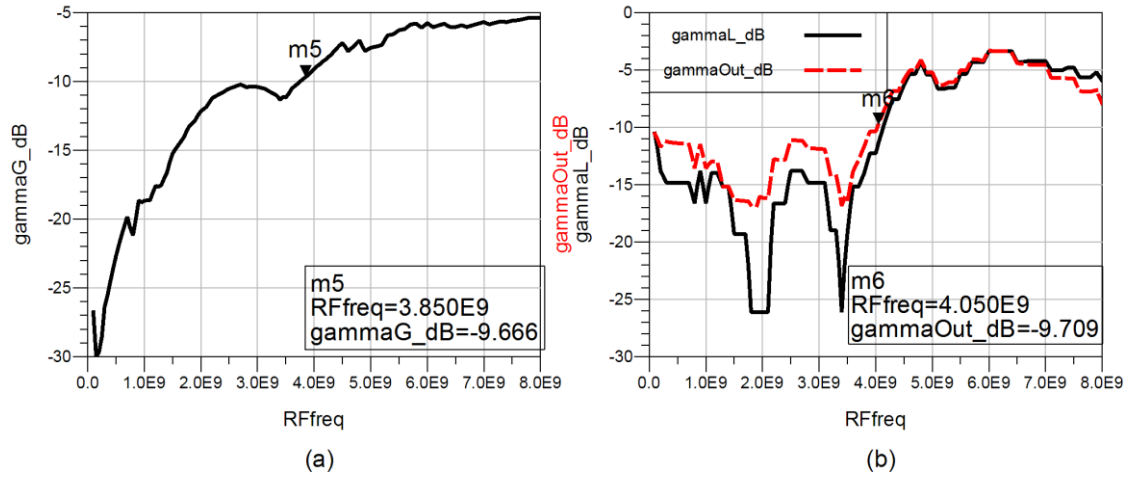
Gerçekten de Şekil 4.18'de verilen bu yansımaya değerleri için karşılıklarında verilen gücün yüke aktarılıp aktarılmadığını gözlemlemek amacıyla Çizelge 4.1'de yer alan veriler ile oluşturulan SNP1 veri bloğu daha önce giriş kısmını ve geri beslemesini tasarladığımız devrenin sonuna bağlanmış ve devre bu şekilde harmonik-denge benzeşimine tabi tutulmuştur. Bu işlemi gösteren şema Şekil 4.19'da ve bu işlem sonucunda elde edilen sonuçlar Şekil 4.20 ve Şekil 4.21'de verilmektedir.



**Şekil 4.19 :** Sonlandırması yüke aktarılabilecek maksimum güce göre yapılan devre.



**Şekil 4.20 :** Yüke aktarılabilecek maksimum güçle sonlandırılmış devreye ilişkin kazanç ve yüke aktarılan güç grafikleri.



**Şekil 4.21 :** Yüke aktarılabilecek maksimum güçle sonlandırılmış devreye ilişkin yansımalar: (a)Giriş yansıması. (b)Çıkış yansıması ve yükten yansıma.

Şekil 4.20’de verilen grafikler incelendiğinde sonuçların Çizelge 4.1’de verilen yüke aktarılan güç değerleri ile uyumlu olduğu görülmektedir. Böyle bir tasarım ile 6-9.3W çıkış gücüne sahip bir yükselteç yapılabilir. Ne var ki Şekil 4.21 incelendiğinde yansımaların bandı biraz kısıtladığı görülmektedir. Giriş yansıması ancak yaklaşık 3.8GHz’e kadar -10dB altında seyretmektedir. Çıkış yansımalarına bakıldığında ise transistörden hemen sonra çıkışa doğru bakıldığında (gammaOut) ve C2 kapasitöründen sonra çıkışa bakıldığında (gammaLoad) görülen yansımaların her ikisinin de 4GHz’e kadar -10dB altında olduğu gözlemlenmektedir.

#### 4.4.2 Maksimum PAE sağlayacak devre

Bir önceki örnekte yapılan adımlara benzer şekilde, bu kısımda da yük-çekimi simülasyonları ile yükseltecin PAE'sini maksimum yapacak yük empedansları çekilmiş ve tablo şeklinde kaydedilmiştir. Bu tablodaki değerler kullanılarak .s1p uzantılı veri dosyası oluşturulmuş ve bu dosya ADS programında Şekil 4.19'daki gibi bir düzeneğe SNP1 veri bloğuna yerleştirilerek harmonik-denge analizine tabi tutulmuş ve sonuçlar elde edilmiştir. Farklı frekanslarda PAE'nin maksimum değerleri ve bu değerlere karşı yükün göstermesi gereken yansıma katsayıları Çizelge 4.2'de verilmektedir.

**Çizelge 4.2 :** PAE'nin maksimum olması için elde edilen yansıma değerleri.

| Örnek No | Frekans,<br>GHz | Yansıma<br>Katsayısı<br>Gerçel<br>Kısım | Yansıma<br>Katsayısı<br>Kompleks<br>Kısım | PAE, % |
|----------|-----------------|-----------------------------------------|-------------------------------------------|--------|
| 1        | 0.1000          | -0.1629                                 | -0.3075                                   | 47.87  |
| 2        | 0.2000          | -0.1043                                 | -0.1708                                   | 48.44  |
| 3        | 0.3000          | -0.1061                                 | -0.1025                                   | 49.46  |
| 4        | 0.4000          | -0.1061                                 | -0.1025                                   | 50.29  |
| 5        | 0.5000          | -0.1061                                 | -0.1025                                   | 50.77  |
| 6        | 0.6000          | -0.0354                                 | -0.1025                                   | 51.38  |
| 7        | 0.7000          | -0.0348                                 | -0.1708                                   | 51.79  |
| 8        | 0.8000          | 0.0348                                  | -0.1708                                   | 51.95  |
| 9        | 0.9000          | 0.0348                                  | -0.1708                                   | 52.27  |
| 10       | 1.0000          | 0.1043                                  | -0.1708                                   | 52.34  |
| 11       | 1.1000          | 0.1061                                  | -0.1025                                   | 52.21  |
| 12       | 1.2000          | 0.1769                                  | -0.1025                                   | 52.29  |
| 13       | 1.3000          | 0.1784                                  | -0.0342                                   | 52.40  |
| 14       | 1.4000          | 0.1784                                  | -0.0342                                   | 52.52  |
| 15       | 1.5000          | 0.1784                                  | 0.0342                                    | 52.75  |
| 16       | 1.6000          | 0.1769                                  | 0.1025                                    | 52.97  |
| 17       | 1.7000          | 0.1739                                  | 0.1708                                    | 53.15  |
| 18       | 1.8000          | 0.1693                                  | 0.2391                                    | 53.24  |
| 19       | 1.9000          | 0.0977                                  | 0.3075                                    | 53.51  |
| 20       | 2.0000          | 0.0326                                  | 0.3075                                    | 53.75  |
| 21       | 2.1000          | 0.0309                                  | 0.3758                                    | 54.14  |
| 22       | 2.2000          | -0.0309                                 | 0.3758                                    | 54.49  |
| 23       | 2.3000          | -0.0863                                 | 0.4441                                    | 54.93  |
| 24       | 2.4000          | -0.1439                                 | 0.4441                                    | 55.51  |
| 25       | 2.5000          | -0.2015                                 | 0.4441                                    | 56.18  |
| 26       | 2.6000          | -0.2590                                 | 0.4441                                    | 56.92  |
| 27       | 2.7000          | -0.2782                                 | 0.3758                                    | 57.36  |
| 28       | 2.8000          | -0.2782                                 | 0.3758                                    | 56.93  |
| 29       | 2.9000          | -0.2932                                 | 0.3075                                    | 56.25  |

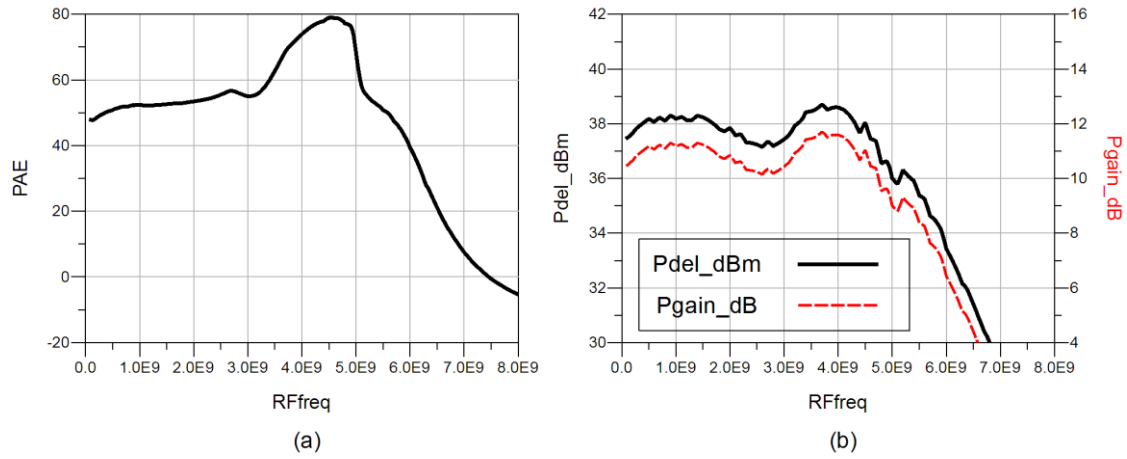
**Çizelge 4.2 : (Devamı)**

| Örnek No | Frekans,<br>GHz | Yansım<br>Katsayısı<br>Gerçel<br>Kısım | Yansım<br>Katsayısı<br>Kompleks<br>Kısım | PAE, % |
|----------|-----------------|----------------------------------------|------------------------------------------|--------|
| 30       | 3.0000          | -0.3047                                | 0.2391                                   | 55.63  |
| 31       | 3.1000          | -0.2434                                | 0.1708                                   | 55.74  |
| 32       | 3.2000          | -0.1769                                | 0.1025                                   | 56.39  |
| 33       | 3.3000          | -0.1769                                | 0.1025                                   | 58.04  |
| 34       | 3.4000          | -0.1061                                | 0.1025                                   | 60.25  |
| 35       | 3.5000          | -0.1043                                | 0.1708                                   | 63.14  |
| 36       | 3.6000          | -0.1016                                | 0.2391                                   | 66.22  |
| 37       | 3.7000          | -0.0977                                | 0.3075                                   | 69.28  |
| 38       | 3.8000          | -0.1545                                | 0.3758                                   | 71.38  |
| 39       | 3.9000          | -0.2164                                | 0.3758                                   | 73.12  |
| 40       | 4.0000          | -0.2782                                | 0.3758                                   | 74.77  |
| 41       | 4.1000          | -0.3400                                | 0.3758                                   | 76.30  |
| 42       | 4.2000          | -0.4018                                | 0.3758                                   | 77.66  |
| 43       | 4.3000          | -0.4636                                | 0.3758                                   | 78.80  |
| 44       | 4.4000          | -0.5254                                | 0.3758                                   | 79.64  |
| 45       | 4.5000          | -0.5538                                | 0.3075                                   | 80.50  |
| 46       | 4.6000          | -0.6189                                | 0.3075                                   | 80.92  |
| 47       | 4.7000          | -0.6189                                | 0.3075                                   | 81.06  |
| 48       | 4.8000          | -0.6841                                | 0.3075                                   | 80.53  |
| 49       | 4.9000          | -0.7109                                | 0.2391                                   | 79.62  |
| 50       | 5.0000          | -0.7109                                | 0.2391                                   | 72.19  |
| 51       | 5.1000          | -0.6712                                | 0.1733                                   | 61.03  |
| 52       | 5.2000          | -0.5364                                | 0.1040                                   | 56.98  |
| 53       | 5.3000          | -0.5364                                | 0.1040                                   | 55.32  |
| 54       | 5.4000          | -0.5364                                | 0.1040                                   | 54.14  |
| 55       | 5.5000          | -0.6079                                | 0.1040                                   | 52.98  |
| 56       | 5.6000          | -0.6079                                | 0.1040                                   | 52.04  |
| 57       | 5.7000          | -0.6794                                | 0.1040                                   | 50.17  |
| 58       | 5.8000          | -0.6794                                | 0.1040                                   | 48.36  |
| 59       | 5.9000          | -0.6835                                | 0.0347                                   | 45.45  |
| 60       | 6.0000          | -0.7554                                | 0.0347                                   | 42.67  |
| 61       | 6.1000          | -0.7554                                | -0.0347                                  | 39.30  |
| 62       | 6.2000          | -0.7554                                | -0.0347                                  | 35.60  |
| 63       | 6.3000          | -0.7554                                | -0.0347                                  | 31.24  |
| 64       | 6.4000          | -0.6794                                | -0.1040                                  | 27.64  |
| 65       | 6.5000          | -0.6794                                | -0.1040                                  | 24.29  |
| 66       | 6.6000          | -0.6794                                | -0.1040                                  | 21.00  |
| 67       | 6.7000          | -0.6712                                | -0.1733                                  | 17.98  |
| 68       | 6.8000          | -0.6005                                | -0.1733                                  | 15.38  |
| 69       | 6.9000          | -0.6005                                | -0.1733                                  | 13.06  |
| 70       | 7.0000          | -0.6005                                | -0.1733                                  | 10.89  |
| 71       | 7.1000          | -0.5893                                | -0.2427                                  | 8.95   |
| 72       | 7.2000          | -0.5893                                | -0.2427                                  | 7.21   |
| 73       | 7.3000          | -0.5200                                | -0.2427                                  | 5.71   |

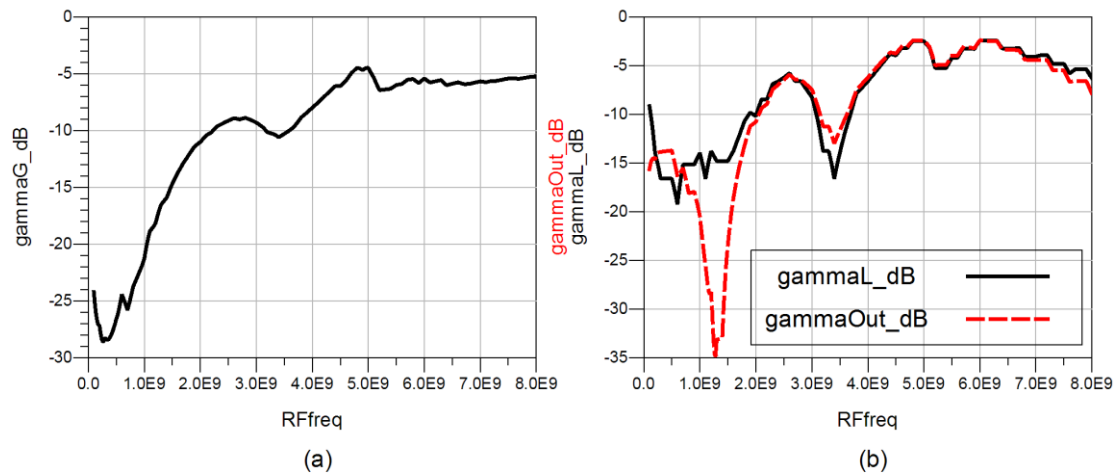
**Çizelge 4.2 : (Devamı)**

| Örnek No | Frekans,<br>GHz | Yansıma<br>Katsayısı<br>Gerçel<br>Kısım | Yansıma<br>Katsayısı<br>Kompleks<br>Kısım | PAE, % |
|----------|-----------------|-----------------------------------------|-------------------------------------------|--------|
| 74       | 7.4000          | -0.5200                                 | -0.2427                                   | 4.32   |
| 75       | 7.5000          | -0.5200                                 | -0.2427                                   | 3.04   |
| 76       | 7.6000          | -0.4507                                 | -0.2427                                   | 1.92   |
| 77       | 7.7000          | -0.4390                                 | -0.3120                                   | 0.96   |
| 78       | 7.8000          | -0.4390                                 | -0.3120                                   | 0.06   |
| 79       | 7.9000          | -0.4390                                 | -0.3120                                   | -0.76  |
| 80       | 8.0000          | -0.3714                                 | -0.3120                                   | -1.48  |

Çizelge 4.2’deki yüklerin yükselteç çıkışına bağlanmasıyla elde edilen sonuçlar Şekil 4.22 ve Şekil 4.23’de yer almaktadır.



**Şekil 4.22 :** Maksimum PAE’ye göre sonlandırılmış devreye ilişkin PAE, kazanç ve yüke aktarılan güç grafikleri: (a)PAE grafiği. (b)Kazanç ve yüke iletilen güç grafiği.



**Şekil 4.23 :** Maksimum PAE’ye göre sonlandırılmış devreye ilişkin, yansıma grafikleri: (a)Giriş yansıması. (b)Çıkış yansıması ve yükten yansıma.

Şekil 4.22(a)'da frekansa bağlı PAE değerlerinin grafiği yer almaktadır. Bu değerlerin Çizelge 4.2'deki değerlerle uyumlu olduğu görülmektedir. Şekil 4.22(b)'de ise bu devrenin yaklaşık 100MHz-4.5GHz bandında çıkışa 38dBm civarında güç aktardığı görülmektedir. Ancak Şekil 4.23'te gözlemlendiği üzere yansımaların performansının çok iyi olmadığı söylenebilir. Özellikle çıkış yansımaları band içerisinde -10 dB üzerine çıkabilmektedir.

Yükseltecin veriminin incelendiği bu kısımda belirtilmesi gerekir ki verimi yüksek olan güç yükselteci türleri doğrusallıktan uzaklaşmaktadırlar. Bu kısımda yapılan yük çekme analizlerinde de yükseltecin çalışma sınıfı dikkate alınmayıp yalnızca geniş bir band boyunca yükseltecin sağlayabileceği en yüksek verimler araştırılmıştır. Doğrusal yükselteç türü olan A sınıfı güç kuvvetlendiricileri idealde (transformatörlü kuplajlama ile) maksimum %50 verimle çalıştırılabilir. Ancak Şekil 4.22(a)'da da görüldüğü üzere yük çekme sonucu elde edilen sonlandırma devreye bağlandığında bazı frekans bölgelerinde verim %50, hatta %75'in üzerine çıkmaktadır. Bu durum, yükseltecin A sınıfından farklı bir sınıfta (C, E, F sınıfı gibi) çalıştığı ve doğrusallığını kaybettiği şeklinde yorumlanabilir. Bu nedenle burada elde edilen verilerden tasarım yapılmak istenirse yükseltecin çıkışındaki dalga formlarını da incelemek ve yüksek verimli yükselteç türleri konusunda titiz araştırma yapmak gerekir. Bu çalışmada genişbandlı tasarım, çalışma bandında yüke aktarılacak gücü sabit seviyede tutmayı yani düz kazanç seviyesini amaçladığından verim konusu detaylı incelenmemiş, ancak yük çekme analizi ile çıkış devresi tasarımı konusunda verimin de göz önünde bulundurulabileceği gösterilmek istendiğinden bu kısım dahil edilmiştir. İlerleyen bölümlerde düz kazanç karakteristiğine sahip devre tasarımı ele alınmıştır.

#### **4.4.3 Çalışma bandında düz kazanç eğrisine sahip devre**

Genişbandlı haberleşme sistemlerinde, işaretin farklı frekanslarda sabit kazançta gönderilmesi için ve kazanç varyasyonlarına bağlı oluşabilecek birtakım sorunların önüne geçmek amacıyla güç yükseltecinin kazancının geçirme bandında genellikle olabildiğince sabit bir değerde seyretmesi istenir. Biz de tasarım sürecine bu adımda düz kazançlı bir güç yükselteci tasarlayacak şekilde devam ediyoruz.

Yükselteç kazancının olabildiğince düz olmasının yanı sıra, olabildiğince yüksek olması da istenildiğinden, yük-çekme analizlerinden elde ettiğimiz ve yüke maksimum güç aktarma durumları için elde edilen Çizelge 4.1'deki değerler üzerinden bir yol

haritası çizmek gerekmektedir. Yükseltecin hedeflediğimiz çalışma bandı olan 800MHz-3.9GHz’te olabildiğince yüksek ve olabildiğince düz bir kazanç karakteristiği elde etmek için, Çizelge 4.1’de bu band içerisinde gözlenen en düşük çıkış gücünü seçmemiz ve düz kazanç eğrisinin seviyesi olarak bu güç seviyesini hedeflememiz gerekmektedir. Çünkü çıkışa aktarılacak güç değerinin yüksekliği bu tablodakiler ile sınırlıdır ve istediğimiz band için, sabit giriş gücüne karşılık düz bir kazanç elde etmek istiyorsak bu güç seviyesi ancak band içindeki en düşük güç seviyesi olabilir.

Çizelge 4.1’de seçtiğimiz band olan 800MHz-3.9GHz aralığında karşılaşılan en düşük güç seviyesinin yaklaşık 38dBm olduğu görülmektedir. Bu nedenle daha önce giriş ve geri besleme kısmını tasarladığımız devreye yeniden yük-çekme simülasyonları yapılarak yüke aktarılan gücün 38dBm’e en yakın olduğu yansıma değerleri tespit edilmiş ve Çizelge 4.1’deki 38dBm’den büyük değerlerin yer aldığı satırlar güncellenmiş ve bu şekilde Çizelge 4.3 elde edilmiştir.

**Çizelge 4.3 : Düz kazanç için elde edilen yansıma değerleri.**

| Örnek No | Frekans,<br>GHz | Yansıma<br>Katsayısı<br>Gerçel<br>Kısım | Yansıma<br>Katsayısı<br>Kompleks<br>Kısım | Yüke<br>Aktarılan Güç,<br>dBm |
|----------|-----------------|-----------------------------------------|-------------------------------------------|-------------------------------|
| 1        | 0.1000          | -0.2434                                 | -0.1708                                   | 37.81                         |
| 2        | 0.2000          | -0.1769                                 | -0.1025                                   | 37.89                         |
| 3        | 0.3000          | -0.1784                                 | -0.0342                                   | 38.01                         |
| 4        | 0.4000          | -0.1769                                 | -0.1025                                   | 38.03                         |
| 5        | 0.5000          | -0.2497                                 | 0.0342                                    | 37.99                         |
| 6        | 0.6000          | -0.2497                                 | -0.0342                                   | 38.05                         |
| 7        | 0.7000          | -0.2477                                 | -0.1025                                   | 38.04                         |
| 8        | 0.8000          | -0.3184                                 | -0.1025                                   | 38.01                         |
| 9        | 0.9000          | -0.3130                                 | -0.1708                                   | 38.01                         |
| 10       | 1.0000          | -0.3047                                 | -0.2391                                   | 37.97                         |
| 11       | 1.1000          | -0.3825                                 | -0.1708                                   | 38.02                         |
| 12       | 1.2000          | -0.2932                                 | -0.3075                                   | 37.96                         |
| 13       | 1.3000          | -0.2932                                 | -0.3075                                   | 37.98                         |
| 14       | 1.4000          | -0.3184                                 | -0.1025                                   | 37.96                         |
| 15       | 1.5000          | -0.2497                                 | 0.0345                                    | 37.99                         |
| 16       | 1.6000          | -0.1769                                 | 0.1025                                    | 38.02                         |
| 17       | 1.7000          | -0.1769                                 | 0.1025                                    | 38.02                         |
| 18       | 1.8000          | -0.1769                                 | 0.1025                                    | 38.02                         |
| 19       | 1.9000          | -0.1769                                 | 0.1025                                    | 38.03                         |
| 20       | 2.0000          | -0.1769                                 | 0.1025                                    | 38.04                         |
| 21       | 2.1000          | -0.1769                                 | 0.1025                                    | 38.05                         |

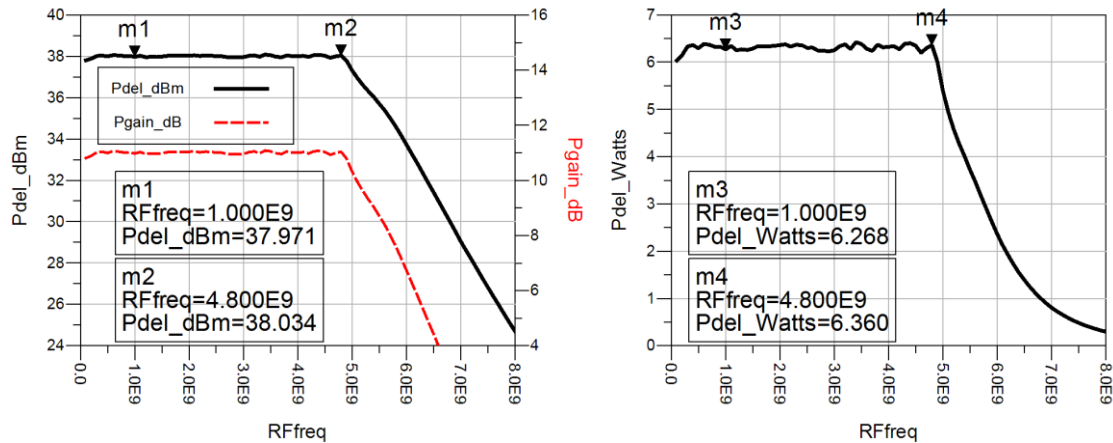
**Çizelge 4.3 : (Devamı)**

| Örnek No | Frekans,<br>GHz | Yansım<br>Katsayısı<br>Gerçel<br>Kısım | Yansım<br>Katsayısı<br>Kompleks<br>Kısım | Yüke<br>Aktarılan Güç,<br>dBm |
|----------|-----------------|----------------------------------------|------------------------------------------|-------------------------------|
| 22       | 2.2000          | -0.1739                                | 0.1708                                   | 38.01                         |
| 23       | 2.3000          | -0.1739                                | 0.1708                                   | 38.04                         |
| 24       | 2.4000          | -0.1739                                | 0.1708                                   | 38.03                         |
| 25       | 2.5000          | -0.1739                                | 0.1708                                   | 38.00                         |
| 26       | 2.6000          | -0.1769                                | 0.1025                                   | 38.00                         |
| 27       | 2.7000          | -0.1769                                | 0.1025                                   | 37.96                         |
| 28       | 2.8000          | -0.1784                                | 0.0342                                   | 37.95                         |
| 29       | 2.9000          | -0.1784                                | 0.0342                                   | 37.94                         |
| 30       | 3.0000          | -0.1784                                | 0.0342                                   | 37.96                         |
| 31       | 3.1000          | -0.1784                                | 0.0342                                   | 38.02                         |
| 32       | 3.2000          | -0.1784                                | -0.0342                                  | 38.04                         |
| 33       | 3.3000          | -0.2497                                | -0.0342                                  | 37.98                         |
| 34       | 3.4000          | -0.2497                                | -0.0342                                  | 38.08                         |
| 35       | 3.5000          | -0.2434                                | 0.1708                                   | 38.05                         |
| 36       | 3.6000          | -0.3211                                | -0.0342                                  | 37.98                         |
| 37       | 3.7000          | -0.3047                                | 0.2391                                   | 37.95                         |
| 38       | 3.8000          | -0.2932                                | 0.3075                                   | 38.04                         |
| 39       | 3.9000          | -0.4599                                | 0.1025                                   | 38.00                         |
| 40       | 4.0000          | -0.4401                                | 0.2391                                   | 38.01                         |
| 41       | 4.1000          | -0.3166                                | 0.4441                                   | 38.02                         |
| 42       | 4.2000          | -0.4636                                | 0.3758                                   | 37.97                         |
| 43       | 4.3000          | -0.4636                                | 0.3758                                   | 38.05                         |
| 44       | 4.4000          | -0.4636                                | 0.3758                                   | 38.06                         |
| 45       | 4.5000          | -0.4636                                | 0.3758                                   | 38.03                         |
| 46       | 4.6000          | -0.4636                                | 0.3758                                   | 37.92                         |
| 47       | 4.7000          | -0.4886                                | 0.3075                                   | 37.99                         |
| 48       | 4.8000          | -0.5912                                | 0.1708                                   | 38.03                         |
| 49       | 4.9000          | -0.5352                                | 0.0342                                   | 37.79                         |
| 50       | 5.0000          | -0.5352                                | 0.0342                                   | 37.33                         |
| 51       | 5.1000          | -0.4638                                | 0.0342                                   | 36.95                         |
| 52       | 5.2000          | -0.4638                                | 0.0342                                   | 36.61                         |
| 53       | 5.3000          | -0.4599                                | 0.1025                                   | 36.31                         |
| 54       | 5.4000          | -0.4599                                | 0.1025                                   | 36.04                         |
| 55       | 5.5000          | -0.5307                                | 0.1025                                   | 35.71                         |
| 56       | 5.6000          | -0.5307                                | 0.1025                                   | 35.39                         |
| 57       | 5.7000          | -0.6014                                | 0.1025                                   | 35.02                         |
| 58       | 5.8000          | -0.6014                                | 0.1025                                   | 34.63                         |
| 59       | 5.9000          | -0.6065                                | 0.0342                                   | 34.19                         |
| 60       | 6.0000          | -0.6779                                | 0.0342                                   | 33.74                         |
| 61       | 6.1000          | -0.6779                                | -0.0342                                  | 33.28                         |
| 62       | 6.2000          | -0.6779                                | -0.0342                                  | 32.84                         |
| 63       | 6.3000          | -0.6779                                | -0.0342                                  | 32.37                         |
| 64       | 6.4000          | -0.6722                                | -0.1025                                  | 31.90                         |

**Çizelge 4.3 : (Devamı)**

| Örnek No | Frekans,<br>GHz | Yansıma<br>Katsayısı<br>Gerçel<br>Kısım | Yansıma<br>Katsayısı<br>Kompleks<br>Kısım | Yüke<br>Aktarılan Güç,<br>dBm |
|----------|-----------------|-----------------------------------------|-------------------------------------------|-------------------------------|
| 65       | 6.5000          | -0.6014                                 | -0.1025                                   | 31.44                         |
| 66       | 6.6000          | -0.6014                                 | -0.1025                                   | 30.97                         |
| 67       | 6.7000          | -0.5912                                 | -0.1708                                   | 30.49                         |
| 68       | 6.8000          | -0.5912                                 | -0.1708                                   | 30.03                         |
| 69       | 6.9000          | -0.5912                                 | -0.1708                                   | 29.55                         |
| 70       | 7.0000          | -0.5912                                 | -0.1708                                   | 29.07                         |
| 71       | 7.1000          | -0.5078                                 | -0.2391                                   | 28.61                         |
| 72       | 7.2000          | -0.5078                                 | -0.2391                                   | 28.17                         |
| 73       | 7.3000          | -0.5078                                 | -0.2391                                   | 27.72                         |
| 74       | 7.4000          | -0.4886                                 | -0.3075                                   | 27.27                         |
| 75       | 7.5000          | -0.4886                                 | -0.3075                                   | 26.83                         |
| 76       | 7.6000          | -0.4235                                 | -0.3075                                   | 26.40                         |
| 77       | 7.7000          | -0.4235                                 | -0.3075                                   | 25.97                         |
| 78       | 7.8000          | -0.4235                                 | -0.3075                                   | 25.54                         |
| 79       | 7.9000          | -0.4018                                 | -0.3758                                   | 25.12                         |
| 80       | 8.0000          | -0.3400                                 | -0.3758                                   | 24.71                         |

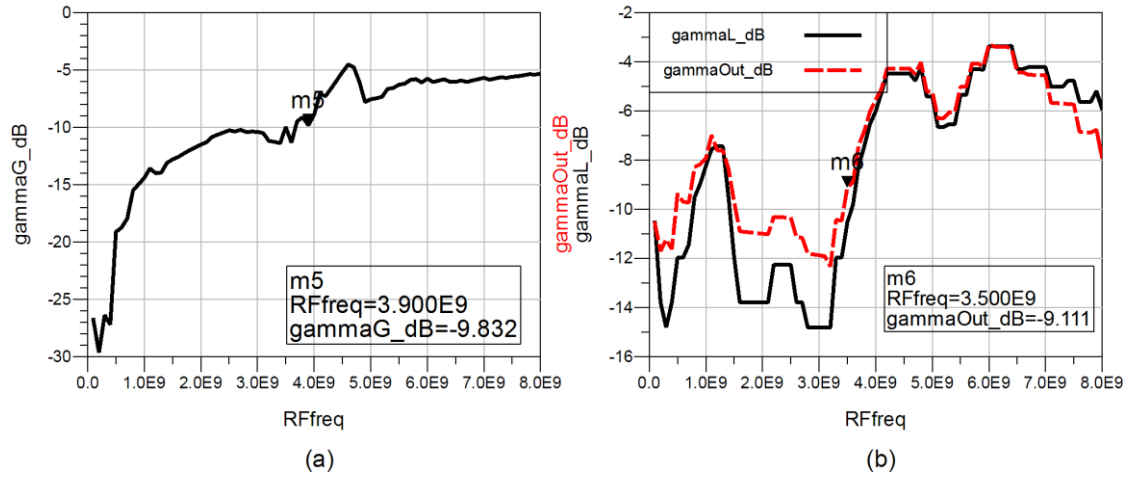
Çizelge 4.3'te görülmektedir ki yaklaşık 300MHz'den 4.1GHz'e kadar yüke aktarılan güç 38dBm olarak elde edilmiştir. Çizelge 4.3'te verilen bu değerler de .slp uzantılı dosya şekline getirilerek tıpkı önceki devre türleri gibi ADS programında yükselteç çıkışına bağlanmış ve harmonik-denge simülasyonu yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 4.24 ve Şekil 4.25'te yer almaktadır.



**Şekil 4.24 :** Düz kazanç eğrisine göre sonlandırılmış devreye ilişkin kazanç ve yüke aktarılan güç grafikleri.

Şekil 4.24'te görüldüğü gibi yük-çekimi ile elde edilen sonuçlar doğru bir şekilde geniş bir band boyunca sabit bir kazanç karakteristiğine neden olmuştur. Yaklaşık 300MHz-

4.1GHz aralığında yükselteç sabit bir şekilde 11dB kazanç sağlamakta ve yüke 38dBm'lik güç aktarılmaktadır.



**Şekil 4.25 :** Düz kazanç eğrisine göre sonlandırılmış devreye ilişkin yansıma grafikleri: (a)Giriş yansıması. (b)Çıkış yansıması ve yükten yansıma.

Şekil 4.25(a)'da görülen giriş yansıması da 3.5 GHz'e kadar -10 dB altında seyretmekte, ancak Şekil 4.25(b)'de verilen çıkış ve yük yansımaları band içerisinde kimi yerlerde -10 db üzerine çıkmaktadır. Bu nedenle çıkış uyum devresi için bu türden bir devre tasarlanmak istenirse, çıkış yansımalarını da azaltacak şekilde ve gerekirse düz kazanç karakteristiğini bir miktar bozacak şekilde olması gerekmektedir.

Aşağıda, devrenin çıkışına bağlanarak böyle geniş bir bandda sabit kazancı gerçekleştirecek bir çıkış devresi tasarım örneği yapılmıştır. Tasarım adımları açıklanarak üretim işlemi ve ölçüm sonuçları Bölüm 5'te verilmiştir.

#### 4.5 Düz Kazanlı Yükselteç Çıkış Devresinin Tasarımı

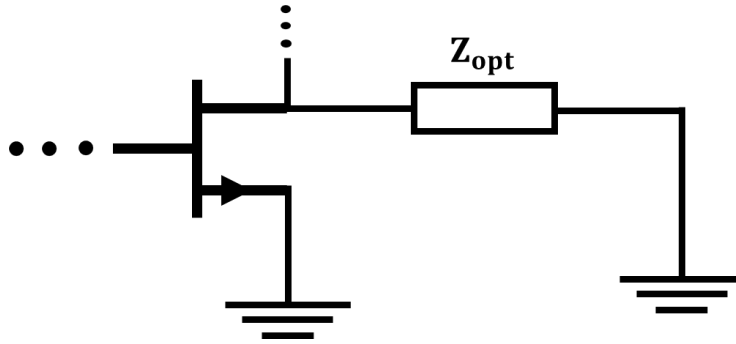
Bu bölümde yapılan çalışmalar, 112E238 kodlu Tübitak 1001 projesine dayalı olarak bu projede edinilen bilgilerle yapıldığını belirtmek gerekir [19].

Bu kısımda, düz kazanlı yükselteç için çıkış uyum devresi tasarımı hedeflenmiştir. Bu amaçla Çizelge 4.3'te yer alan veriler kullanılarak SRFT yardımıyla çalışma bandında olabildiğince düz kazançla sahip olacak yükseltecin çıkış uyum devresi tasarımı yapılmıştır [1-9].

Düz kazancı sağlayabilmek için, Çizelge 4.3'teki yansıma değerleri, transistörden çıkışa bakıldığında görülmesi gereken devreye ait olduğu göz önünde bulundurularak, bu problem bir tekli uyumlaştırma problemi şeklinde ele alınmıştır. Bu problemin

çözümünde, genişbandlı tekli ve ikili uyum devrelerinin sentezinde yapılan çalışmalarca başarısını göstermiş olan SRFT algoritması kullanılmıştır [1-9].

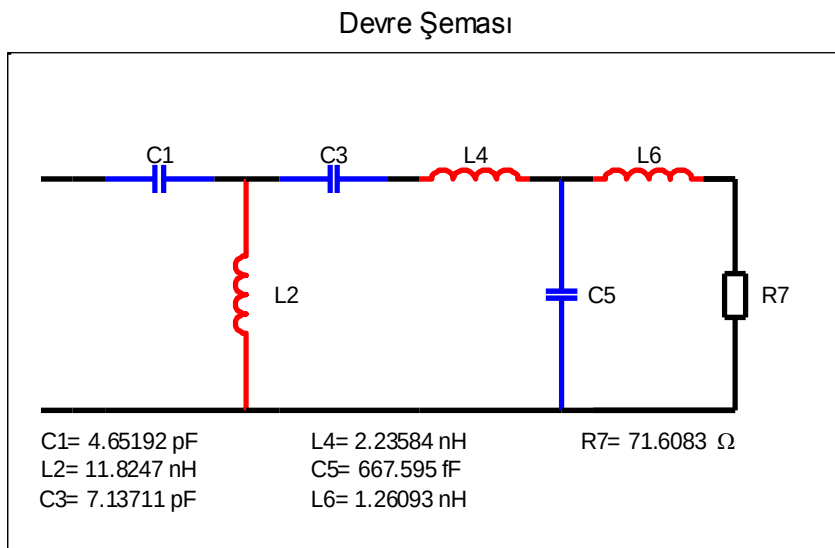
Düz kazanç karakteristiğini elde etmek amacıyla sentezlenecek olan kayıpsız iki kapılı devre için, giriş ve geri besleme kısımları mevcut yükselteç devresinin şeması, Şekil 4.26’da verildiği gibi basitleştirilmiş halde düşünülmüştür. Burada transistörün çıkışı  $Z_{opt}$ , yani daha önce yük-çekme yöntemiyle elde edilen ve band boyunca düz kazancı sağlayan empedans değerleri ile sonlandırılmaktadır.



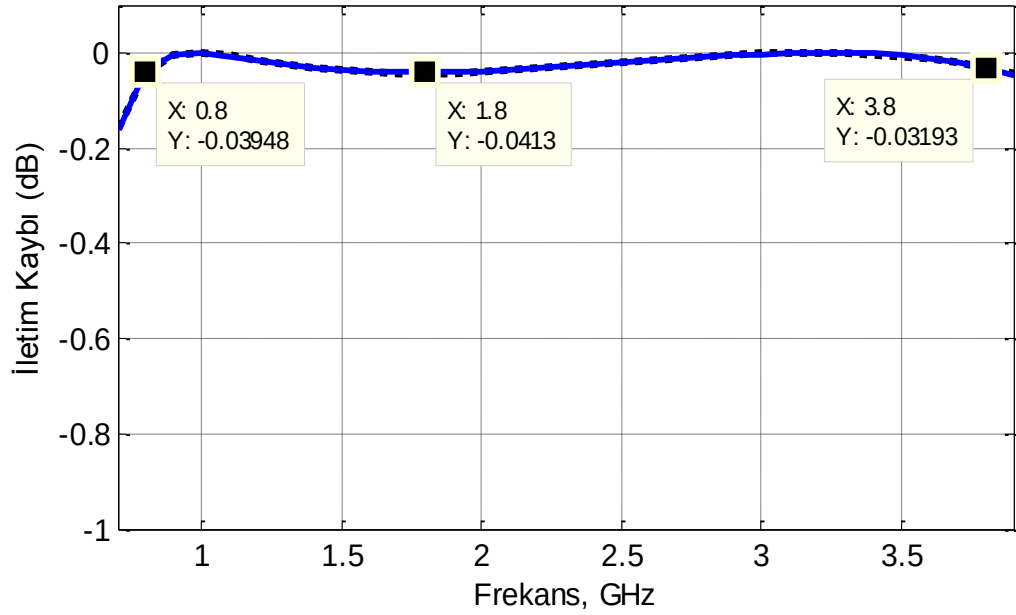
**Şekil 4.26 :** Çıkış uyum devresi sentezinde ele alınacak devre bölümü.

Şekil 4.26’daki transistör çıkışından yüke doğru bakıldığında  $Z_{opt}$  empedansını modelleyecek kayıpsız iki kapılı devrenin giriş sürüş fonksiyonu, SRFT yaklaşımıyla elde edilmiş ve sentez paketleri ile sentezlenmiştir [1].

SRFT algoritması ve sentez paketi yardımı ile elde edilen devre Şekil 4.27’de ve yine Matlab’de bu araçlar ile elde edilmiş devrenin iletim kaybı performansı Şekil 4.28’de yer almaktadır.

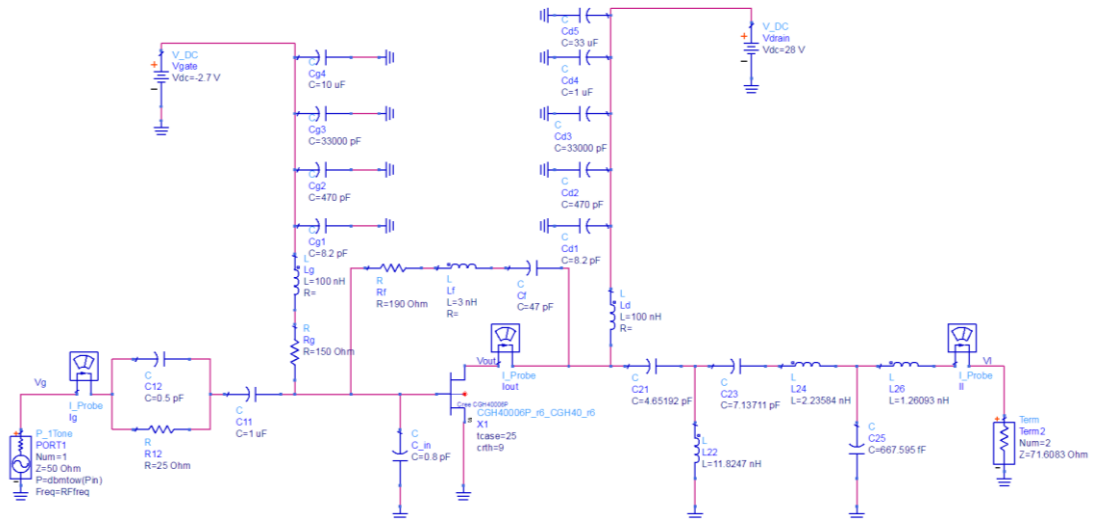


**Şekil 4.27 :** SRFT algoritmasıyla tasarlanan çıkış uyum devresi.

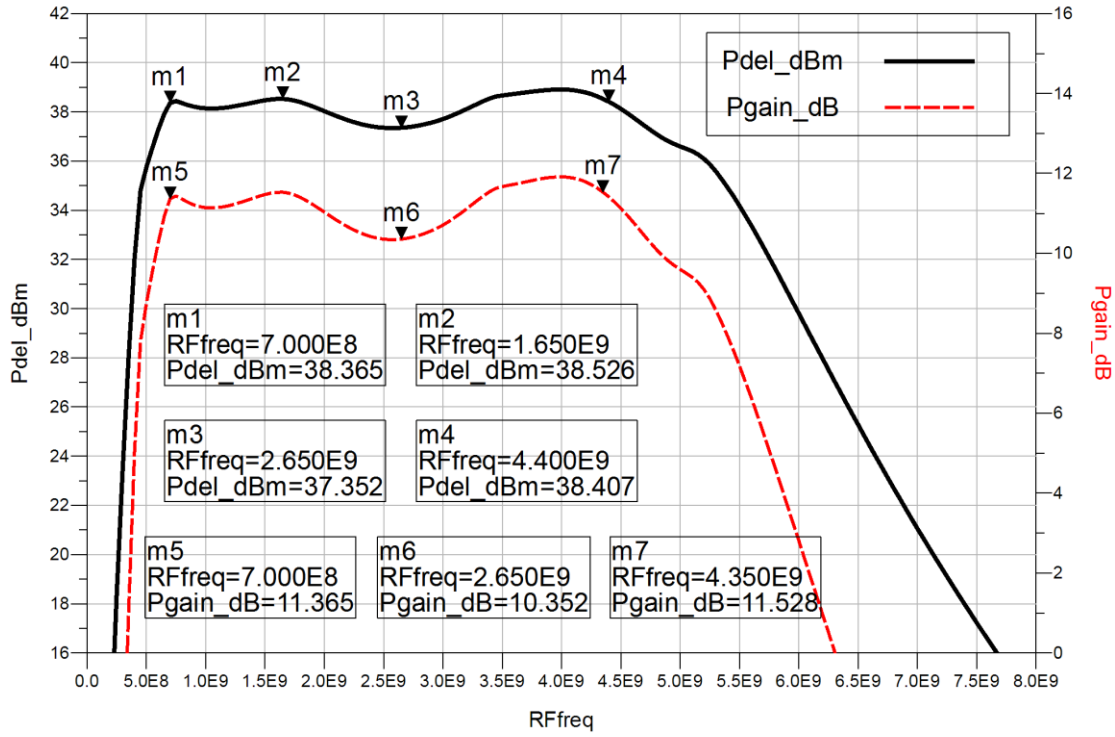


**Şekil 4.28 :** SRFT ile tasarlanan çıkış uyum devresine ait iletim kaybı grafiği.

Şekil 4.27’de verilen SRFT algoritması ile elde edilen devre, yükselteç çıkışına bağlanarak Şekil 4.29’daki devre şeması oluşturulmuştur. Bu şemada, çıkış uyum devresi, zaten bir kapasitör (C21) ile başladığından daha önceki adımlarda RF yolunda DC işaretleri engellemek amacıyla kullanılan C2 kapasitesi devreden çıkarılmıştır. Bu şemanın benzeşim sonucu olarak kazanç ve yüke aktarılan güce ait grafik Şekil 4.30’da; devrenin giriş-çıkış yansımaları ise Şekil 4.31’de verilmektedir.



**Şekil 4.29 :** SRFT algoritmasıyla tasarlanan çıkış uyum devresi bağlanarak oluşturulan yükselteç devresi.

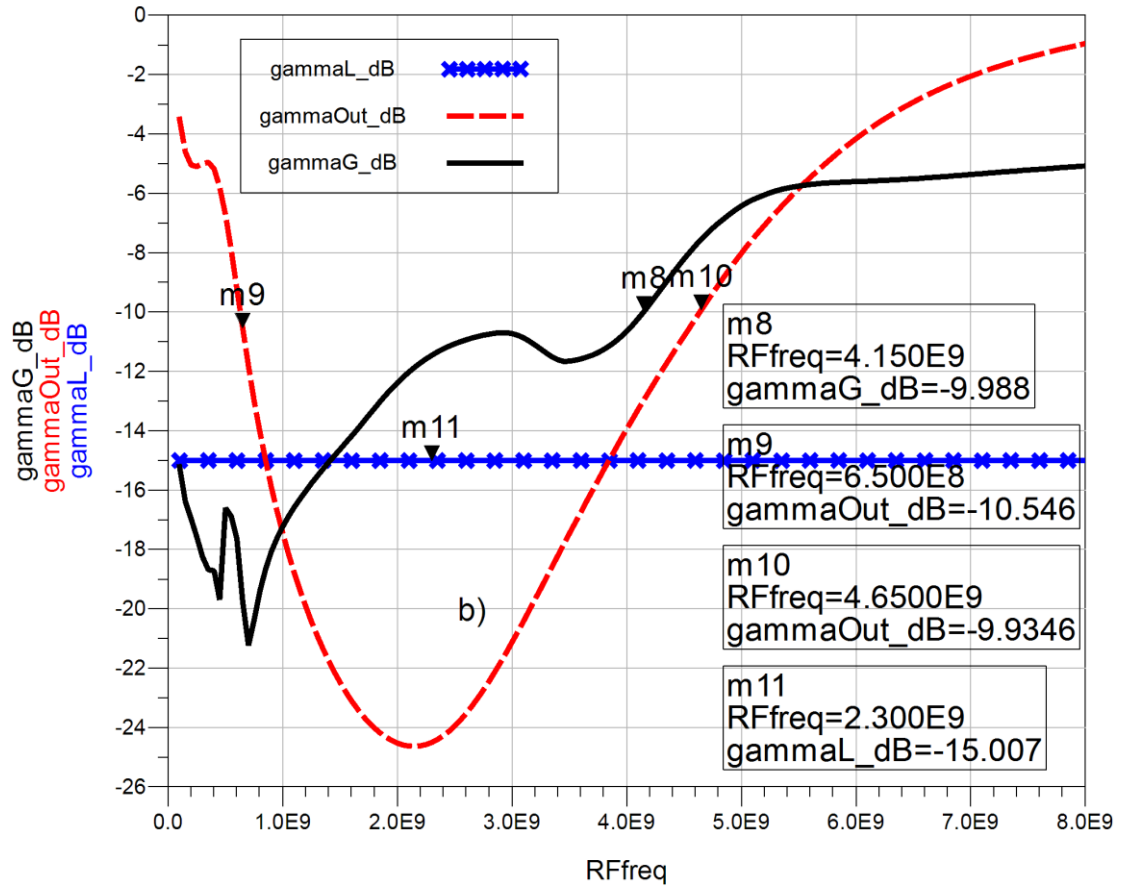


**Şekil 4.30 :** Çıkış uyum devresi bağlanan yükseltecin kazanç performansı.

Şekil 4.30’da verilen kazanç ve yüke aktarılan gücü ifade eden eğrilerden gözlemlenmektedir ki kullanılan SRFT algoritması ile oldukça genişbandlı bir yükselteç tasarımı yapılmıştır. Yaklaşık olarak 650MHz-4.5GHz bandında 38dBm civarında çıkış gücü vermektedir.

Yüke aktarılan güce ilişkin eğrinin, yük-çekme yöntemleri kullanılarak yansıma katsayılarından elde edilen tüm band boyunca sabit 38dBm olduğu Şekil 4.24’deki gibi değil de biraz dalgalı oluşunun sebebi, SRFT algoritmasıyla tasarlanan devrenin üretim kolaylığı için 6 adet kayıpsız eleman içerecek şekilde ayrıca devrenin yansıma performanslarına da dikkat edilerek tasarlanmış olmasıdır. Çünkü Şekil 4.24’deki kazanca ilişkin yansıma değerleri daha öncede bahsedildiği gibi çok iyi değildir, band içerisinde -10dB üstüne çıkmaktadır. Ayrıca tasarımın, 6 eleman ile sonuçlanması da bunun bir sebebidir. SRFT algoritması çalıştırılırken dalgalılık (ripple) faktörü daha düşük seçilerek, daha düz bir kazanç eğrisini daha fazla elemanla da elde etmek mümkündür. Ancak bu çalışmada ileride üretim kolaylığı sağlaması nedeniyle de 6 elemanlı yapı tercih edilmiştir. Ayrıca 6 elemanlı yapı biri alçak geçiren, diğeri yüksek geçiren olmak üzere iki adet T devresi topolojisinde elde edilmiştir. Bu tip topolojinin bir avantajı da, az sayıda toprak bağlantısı (iki adet pi devresi olsaydı toprak bağlantısı sayısı artacaktı) içermesidir. RF hatlarının toprağa bağlanmasın mikrodalga devre

tasarımcıları için bir sorun teşkil ettiği düşünüldüğünde, tasarımdaki etkinliğin yanı sıra pratik gerçekleştirmede sağlayacağı basitlik de ortaya çıkmaktadır. Dahası, Bölüm 5’de de değinileceği üzere, devredeki alçak geçiren bölümün toplu parametrelili elemanlarının, dağıntık parametrelili elemanlara dönüştürülerek üretimin daha da basitleştirilmesi ve dağıntık parametrelili elemanların bir takım faydalarından yararlanılması konusunda imkan sağlanmış olmaktadır.



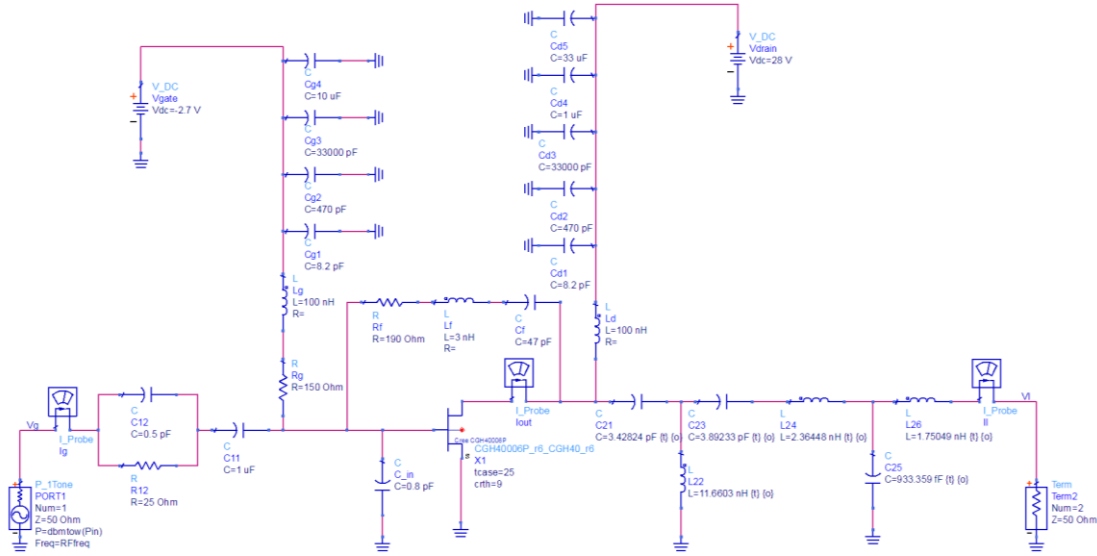
**Şekil 4.31 :** Çıkış uyum devresi bağlanan yükseltecin giriş ve çıkış yansımaları.

Şekil 4.31’de verilen yansıma eğrileri yorumlandığında, giriş yansımasının 4.1GHz’e kadar -10dB ve altında, transistör çıkışında görülen yansımanın ise 650MHz-4.6GHz bandı içerisinde -10dB’nin altında olduğu görülmektedir. Çıkış uyum devresinden yüke bakıldığında görülen yansıma ise tüm band boyunca oldukça düşük, -15dB mertebelerindedir.

Yukarıda tasarımı yapılmış olan genişbandlı yükselteç devresinin, her ne kadar performansı iyi olsa da Şekil 4.27’de dikkat edileceği üzere çıkış uyum devresi standart mikrodalga sonlandırma empedansı olan 50Ω’dan farklı bir empedans değeri ile sonlanmıştır. Bu nedenle tasarlanan yükseltecin kullanılabilir olması için çıkış

empedansının  $50\Omega$  yapılması gerekmektedir. Ne var ki SRFT algoritması ve sentez paketiyle elde edilen devrenin sonlandırması  $50\Omega$ 'a çok yakın bir değerdedir ( $71.6\Omega$ ). Bu nedenle bu devre üzerinden ADS programında yapılacak optimizasyon ile çıkışı  $50\Omega$  olacak şekilde yeni eleman değerleri tespit edilmiştir.

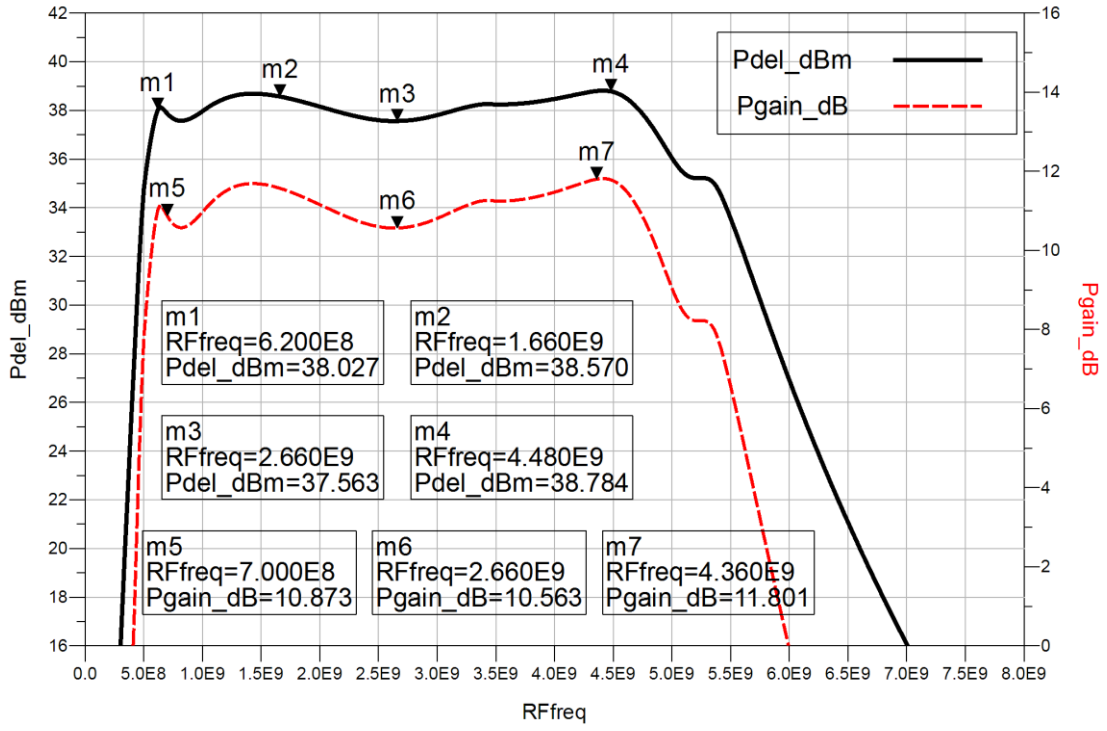
Çıkış uyum devresi  $50\Omega$  sonlandırmaya göre optimize edilmiş yükselteç devre şeması eleman değerleriyle birlikte Şekil 4.32'te; bu yeni devreye ait başarımlar grafikleri de Şekil 4.33 ve Şekil 4.34'te verilmektedir.



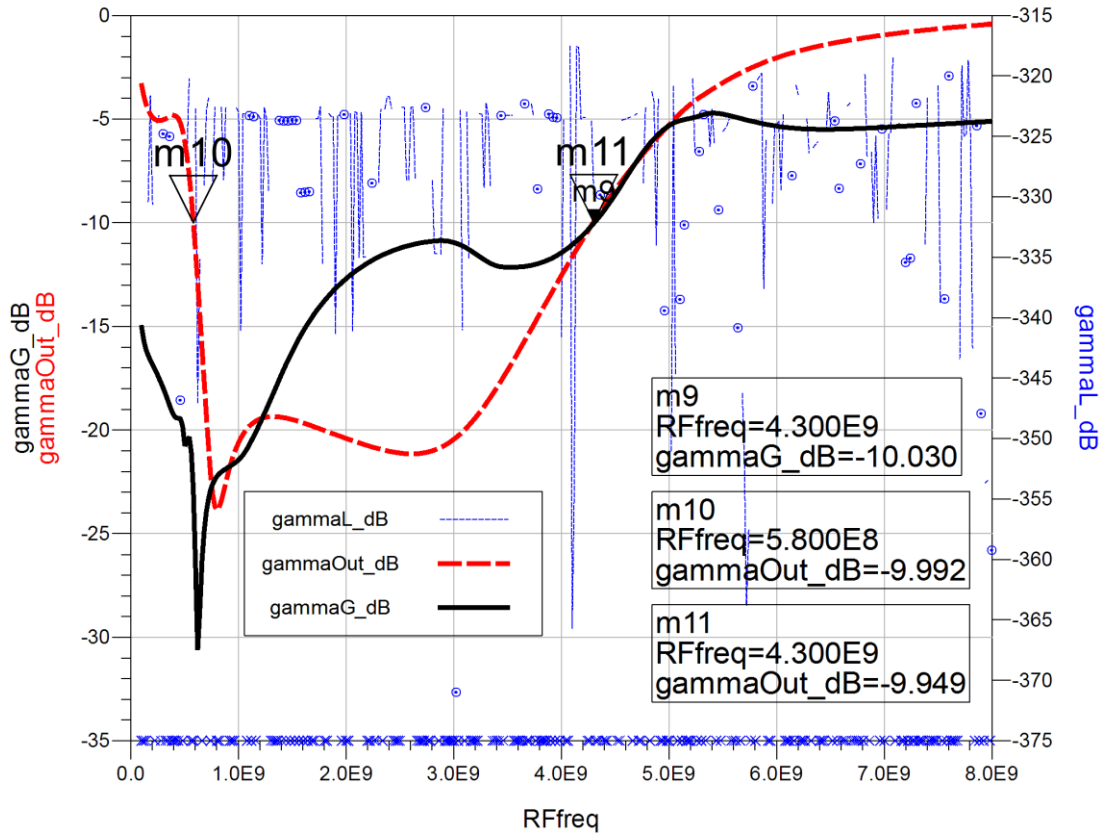
**Şekil 4.32 :** Sonlandırması  $50\Omega$  olacak şekilde çıkış uyum devresinin elemanları optimize edilmiş devre.

Şekil 4.32, Şekil 4.29'daki devrenin sonlandırması  $50\Omega$  olacak şekilde çıkış uyum elemanlarının optimize edilmesiyle elde edilen yeni devre şemasını göstermektedir. Şekil 4.33'de de bu devreye ait kazanç ve yüke aktarılan güç performansı yer almaktadır.

Şekil 4.33'den görüldüğü gibi yüke aktarılan güç halen 600MHz-4.5GHz bandında 38dBm civarındadır ve düz kazanç karakteristiğinde olduğu, dalgalanma miktarının az olduğu görülmektedir. Şekil 4.34'de verilen yansıma performansları incelendiğinde de giriş yansımasının 4.3GHz'e kadar, çıkış yansımasının da 600MHz-4.3GHz bandı içerisinde -10dB ve altında olduğu görülmektedir.



Şekil 4.33 : Çıkış uyum devresi, sonlandırması 50Ω olacak şekilde optimize edilmiş devrenin kazanç başarımı.



Şekil 4.34 : Çıkış uyum devresi, sonlandırması 50Ω olacak şekilde optimize edilmiş devrenin yansıma başarımları.

Yukarıda verilen sonuçlarla genişbandlı yükseltecin ideal devresinin tasarımı Şekil 4.32'deki şemayla tamamlanmıştır. Devre girişte 4 adet ( $C_{in}$ , C11, C12, R12), çıkışta 6 adet (C21, L22, C23, L24, C25, L26) uyumlaştırma elemanları ile 3 adet ( $R_f$ ,  $L_f$ ,  $C_f$ ) geri besleme elemanı içermekte ve 600MHz-4.3GHz bandında 27dBm'lik giriş gücüne karşılık yüke ~38dBm'lik çıkış gücü aktarabilmekte ve band boyunca ~11dB kazanç sağlamaktadır. İdeal devre için tasarım burada sonlandırılırken, bir sonraki bölümde devrenin üretimine yönelik yapılan işlemlere yer verilecek, serimde oluşacak iletken yapılarla birlikte elektromanyetik ve şematik içeriğin birlikte simüle edildiği eş-simülasyon (co-simulation) sonuçları ve gerçek modeli kullanılan toplu parametrelili elemanlar ile yapılan simülasyon sonuçlar paylaşılacaktır.

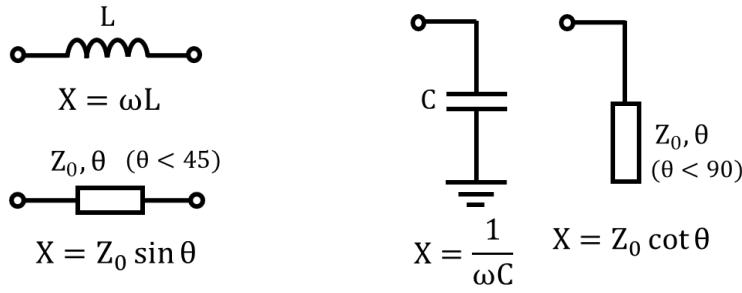
## **5. ÜRETİME YÖNELİK HAZIRLIKLAR VE BİR PROTOTİP ÜRETİMİ**

Bu bölümde, bir önceki bölümde ideal tasarımı tamamlanan genişbandlı güç yükselteciye ait devrenin prototip üretimine yönelik yapılan çalışmalara yer verilmiştir. Bu bölümde yapılan çalışmaları özetlemek gerekirse, öncelikle üretim kolaylığı sağlamak amacıyla devredeki bazı toplu elemanlar, dağınık parametrelili elemanlara dönüştürülmüş, ardından mikroşerit hatların ve toplu elemanları birbirine bağlamak amacıyla kullanılacak iletken hatların yer aldığı şema oluşturularak performansı incelenmiş ve ardından serimi tasarlanan devredeki elektromanyetik etkilerin devre performansına olan etkisinin de gözlemlendiği eş-simülasyon yapılmıştır. Son olarak eş simülasyon üzerinde gerekli uyumlaştırma elemanları için üreticilerden temin edilen gerçek eleman modelleri de kullanılarak yapılan simülasyon ve optimizasyonlarla devre üretime hazır hale getirilmiştir. Bu çalışmalar aşağıda ilgili başlıklar altında daha da detaylandırılacaktır.

### **5.1 Toplu Parametrelili Elemanların Dağınık Parametrelili Elemanlara Dönüştürülmesi**

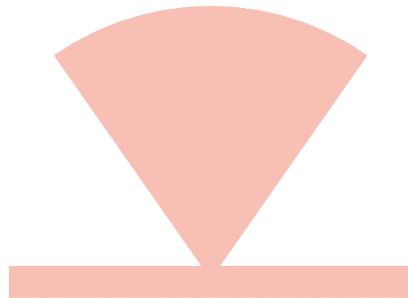
Mikrodalga mühendisliğinde, mikroşerit hat teorilerinden bilinmektedir ki: seri bir bobin, seri bir iletim hattı ile; seri koldan toprağa uzanan bir kapasite ise yine seri koldan çıkan bir açık devre iletim hattı ile belli koşullar altında gerçekleştirilebilmektedir. Ve toplu elemanlar yerine dağınık parametrelili elemanların kullanılması devrenin performansı ve üretim açısından kolaylık sağlayabilir.

Örneğin seri koldan toprağa giden bir kapasitörü toprağa bağlamak için “via” adı verilen ve endüktans oluşturduğundan devre performansında değişikliğe neden olan devre kartının katmanlarını birbirine bağlayan yapıların kullanımından bu yöntemlerle kaçınılabilir. Seri bobin ve toprağa giden paralel kapasitöre karşılık gelen bu yapıların birbirinin eşdeğerliğini gösteren çizimler ve bağıntıları Şekil 5.1’de yer almaktadır [20].



**Şekil 5.1 :** Toplu eleman-dağınık parametrelili eleman denklikleri.

Bölüm 4’de tasarımı tamamlanan ideal devrenin toplu elemanlarından giriş uyum devresindeki C\_in kapasitesi ile çıkış uyum devresindeki C25 kapasitörü, L24 ve L26 bobinleri Şekil 5.1’deki yöntemler ile dağınık parametrelili elemanlara dönüştürülmüştür. Buna göre, L24 ve L26 bobinleri, seri iletim hattı, C\_in ve C25 kapasitörleri de radyal açık devre hatlar şeklinde gerçekleştirilmiştir. Bobinlerin dönüştürüldüğü iletim hatlarına ait parametreler Şekil 5.1 yardımıyla, kapasitörlerin dönüştürüldüğü radyal açık devre hatların parametreleri ise devre üzerinde akordlanarak saptanmıştır. Bir radyal açık devre elemanı örneği Şekil 5.2’de verilmiştir. Bu eleman seri koldan çıkan koni biçimindeki bir açık devre hattıdır. Genişbandlı bir kapasitör etkisi göstermektedir. Bu nedenle tasarımdaki C\_in ve C25 kapasitörleri bu şekilde gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.2’de görülen şekilde seri koldan bir yöne doğru tek bir koni biçiminde açık devre hat olabileceği gibi, aynı noktadan karşıt yönlerde doğru çıkan iki farklı açık devre hat şeklinde de gerçekleştirilebilir. Nitekim C25 kapasitörü bu şekilde gerçekleştirilmiştir. Bu hattın parametreleri olan giriş kısmının kalınlığı, yarıçap ve uygun açılar değeri akordlanarak saptanmıştır.



**Şekil 5.2 :** Broadband kapasitör olarak kullanılan radyal açık devre hat.

Örnek olarak 2.36nH değerindeki L24 bobininin iletim hattına nasıl dönüştürüldüğünden bahsedilmek istenirse: öncelikle iletim hattı ve bobin için empedans ifadelerini Eşitlik 5.1’deki biçimde birbirine eşitlemek gerekir. Eşitliğin

bobin tarafındaki ifadesi tamamen bilinen değerlerden oluşmaktadır. İletim hattına ait parametreler ise belirsizdir. Ancak bu parametreler birbirine bağlı olduğu için, bir tanesine keyfi bir değer atayarak, diğerini tespit edebilme şansımız vardır. L24 için bu işlem yapılacak olursa:

$$\omega L = Z_0 \sin \theta \quad (5.1)$$

Eşitlik 5.1’de yer alan  $\omega = 2\pi f$  açısal frekansı, L bobinin endüktansını,  $Z_0$  iletim hattını sahip olacağı endüktansı ve  $\theta$  ise iletim hattının sahip olacağı elektriksel uzunluğu ifade eder. Bu eşitlikte L24=2.36nH için endüktans değeri yerine yazılırsa, ve  $\omega = 2\pi f$  değeri için  $f$  frekans değeri çalışma bandının ortalarına gelen 2.4GHz değeri seçilirse, eşitliğin sol tarafı hesaplanabilir ve Eşitlik 5.2’deki biçime gelir.

$$35.588 = Z_0 \sin \theta \quad (5.2)$$

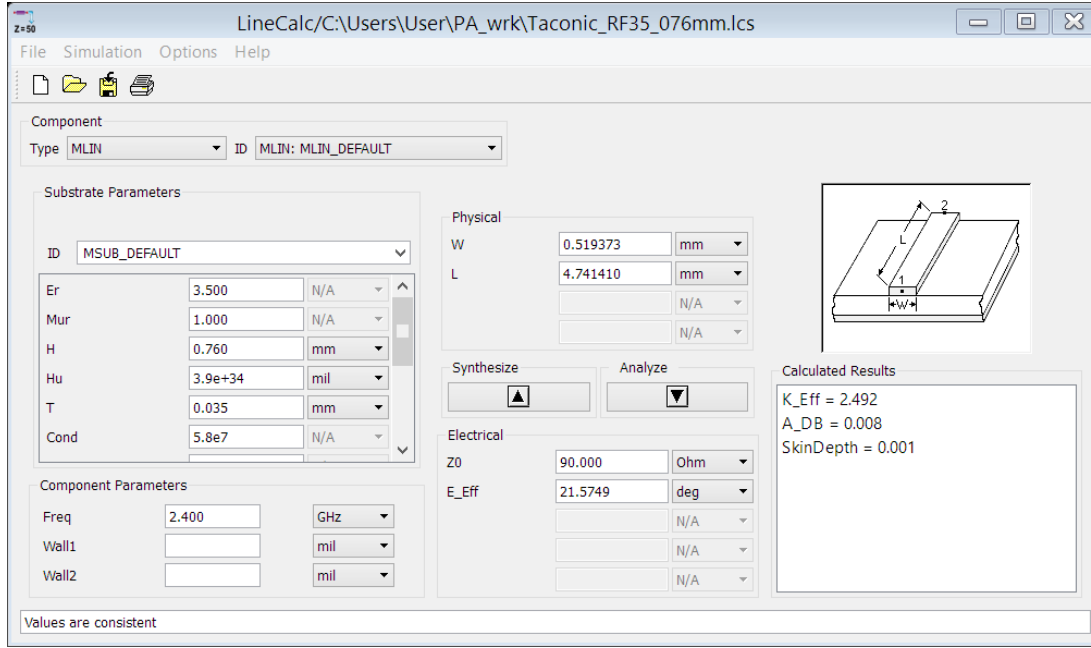
Bu eşitlikten de  $Z_0$  keyfi bir değer örneğin  $90\Omega$  seçilecek olursa buna bağlı olarak  $\theta = 21,5749$  olarak hesaplanır. Böylece bu bobinin karşı geldiği iletim hattına ait  $Z_0$  ve  $\theta$  değeri elde edilmiş olur. Bu değerler de mikrodalga benzeşim programlarında yer alan mikroserit hat boyutlarını hesaplama araçlarında kullanılarak belli bir taban malzemesi için iletim hattının sahip olması gereken genişlik ve uzunluk ölçüleri elde edilir.

Bu çalışmada taban malzemesi olarak kaybının düşük olması gibi nedenlerle mikrodalga devrelerinde sıklıkla kullanılan Taconic RF-35 prototip üretim kartı tercih edilmiş ve hat hesapları buna göre yapılmıştır [23]. Kullanılan taban malzemesine ait özellikler sıralanacak olursa: yükseklik  $H = 0.76$  mm, dielektrik sabiti  $\epsilon_r = 3,5$ , manyetik geçirgenlik  $\mu_r = 1$ , metal kalınlığı  $T = 0.043$ mm, kayıp tanjantı  $\tan_d = 0.0025$  ve iletkenlik bakırın iletkenliği olan  $\text{Cond} = 5.8E^7$ ’dir.

Yukarıda verilen taban için L24 bobini yerine kullanılacak iletim hattı boyutları ADS’in “LineCalc” aracıyla hesaplanabilir. Bu araca ait ekran görüntüsü Şekil 5.3’de yer almaktadır. Bu şekilde solda taban malzemesine ait değerler girilmiş, sağ alt tarafta da Eşitlik 5.1 yardımıyla elde ettiğimiz hattın empedans ve elektriksel uzunluk parametreleri girilmiş ve sağ üstte görülen W genişlik ve L uzunluk değerleri elde edilmiştir.

Benzer işlem L26 bobinine de uygulanmış ve karşı geldiği iletim hattı parametreleri elde edilmiştir. Ancak tasarımın genişbanlı olması sebebiyle, elde edilen hat değerleri

için devrenin performansı tüm band boyunca istediğimiz seviyede olmamaktadır. Çünkü bobinlerin empedanslarını hesaplarken kullandığımız  $\omega = 2\pi f$  parametresindeki  $f = 2,4\text{GHz}$  olarak seçtiğimiz frekans değeri band içerisinde sonuçların 2.4GHz'den uzaklaştıkça değişmesine neden olur. Bu nedenle, iletim hatlarının yerleştirildiği şemada, bu iletim hatları hesaplanan değerler üzerinden tekrar optimize edilmiştir.

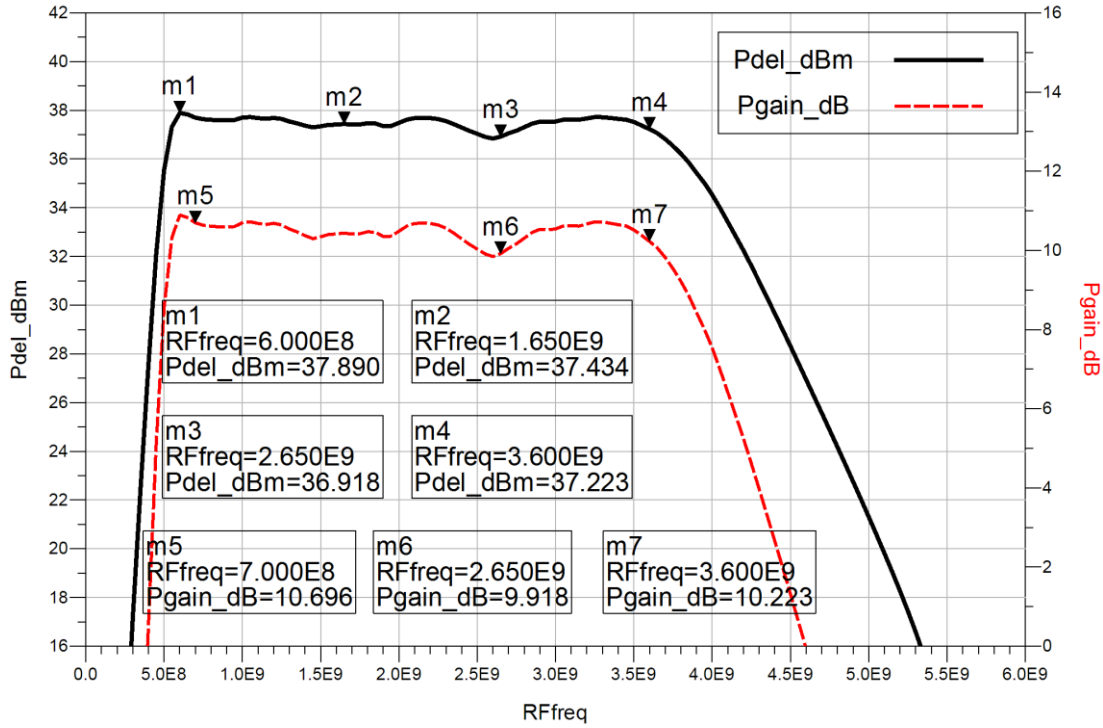


**Şekil 5.3 :** Mikroşerit hat boyutlarının hesaplandığı ADS'in LineCalc aracı.

## 5.2 Devreye Gerekli İletim Hatlarının Dahil Edilmesi

Genişbandlı yükselteç devresinin, uyumlaştırma amacıyla ya da toplu elemanları birbirine lehimlemek suretiyle bağlamak amacıyla kullanılan iletim hatlarıyla oluşturulmuş şeması Şekil 5.4'de yer almaktadır. Bu Şekilde, iletim hatları hesaplanarak ve optimize edilerek yerleştirilmiş, ara bağlantıları sağlayacak iletim hatları da performansı en az etkileyecek şekilde akordlanarak ve elemanların montajını lehimleme ile yapabilecek şekilde minimum genişlik ve uzunluk seviyeleri dikkate alınarak oluşturulmuştur. Şekil 5.4'te devredeki elemanların değerleri ve hatların boyutları da görülmektedir, bu devreye ait sonuçlar Şekil 5.5 ve Şekil 5.6'de yer almaktadır.

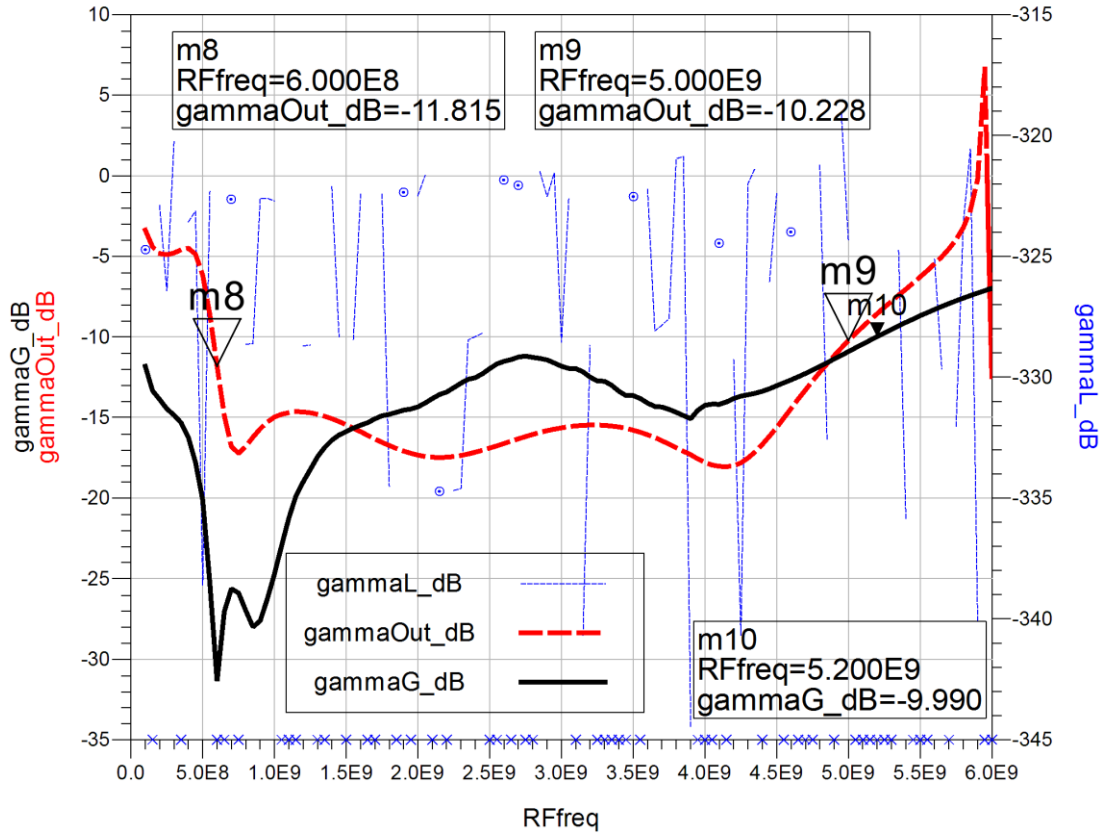




**Şekil 5.5 :** Mikroşerit hatların da dahil edildiği devrenin kazanç başarımı.

Şekil 5.5'te, Şekil 5.4'te verilen, daha önce Bölüm 4'te ideal tasarımı tamamlanmış devrenin, iletim hatlarının ve iletken yapıların dahil edilerek üretime yönelik olarak hazırlandığı haline ait kazanç ve yüke aktarılan güç performansları yer almaktadır. Şekil 5.5 incelendiğinde, ideal devreninkine göre kazanç bandgenişliğinin üst kesim frekansının gerilediği, 3.6GHz civarına indiği görülmektedir. Alt kesim frekansında da değişiklik olmasına rağmen alt kesim frekansı halen istediğimiz aralığı kapsamakta ve 600MHz civarındadır. Bununla birlikte, band içerisinde yüke aktarılan güç seviyesi 38dBm'in biraz altına gerilemiştir. Bu değişimlere, bağlantı elemanı olarak ilave edilen iletim hatları neden olmuştur. Ancak elemanları birbirlerine bağlamak amacıyla bu hatların kullanımı zaruridir.

Şekil 5.6'da ise iletim hatları eklenerek ortaya çıkan devrenin yansıma performansları yer almaktadır. Bu şekilden görüldüğü gibi giriş ve çıkış yansımaları istenilen bandda oldukça iyi durumdadır. Giriş yansıması yaklaşık 5.2GHz'e kadar -10dB altında seyretmekte; çıkış yansıması da 550MHz-5GHz gibi bir banda -10dB altında hatta çoğunlukla -15dBlerde seyretmektedir. Yük yansıması ise -300dB mertebelerindedir yani neredeyse hiç yoktur.

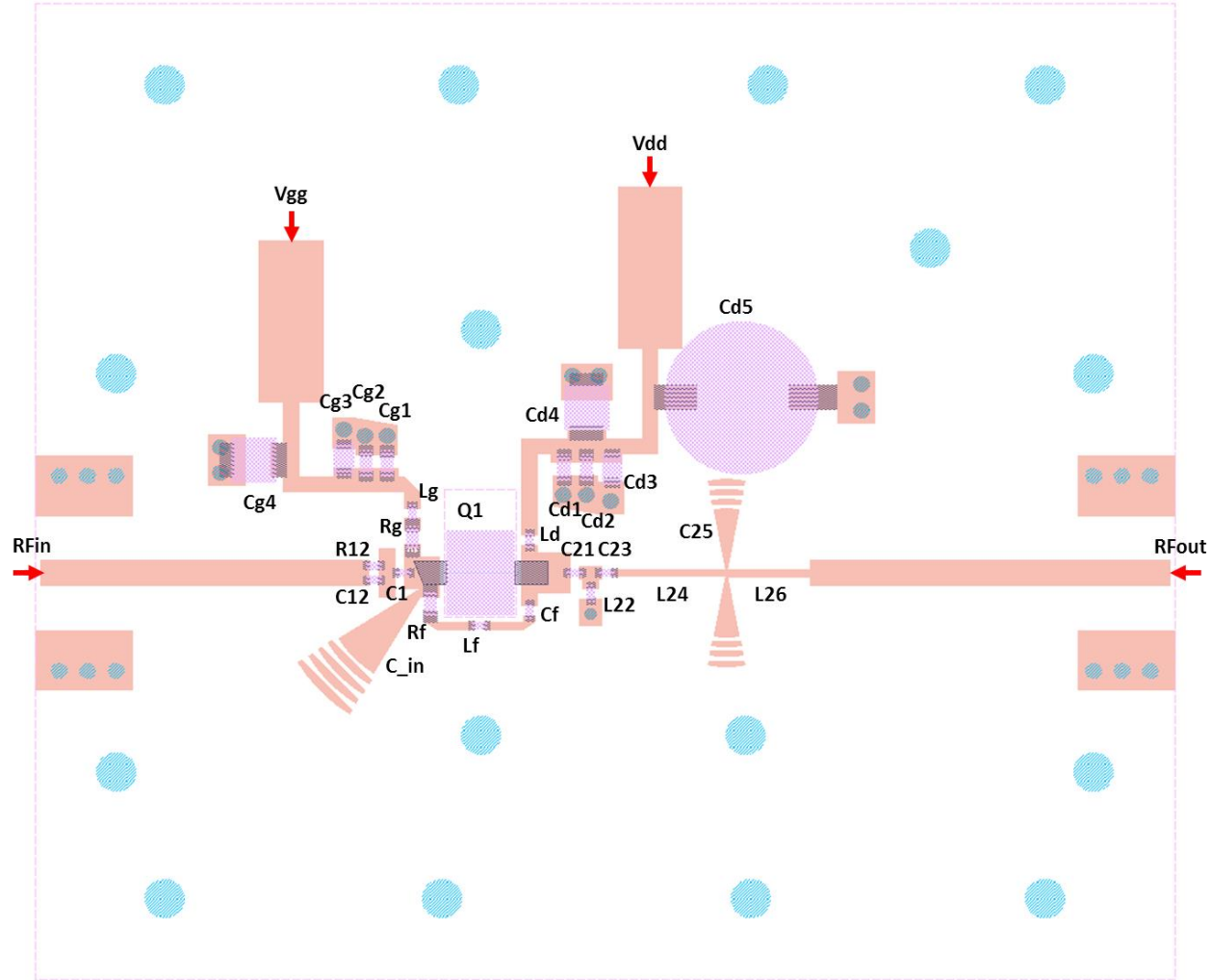


Şekil 5.6 : Mikroşerit hatların da dahil edildiği devrenin yansıma başarımı.

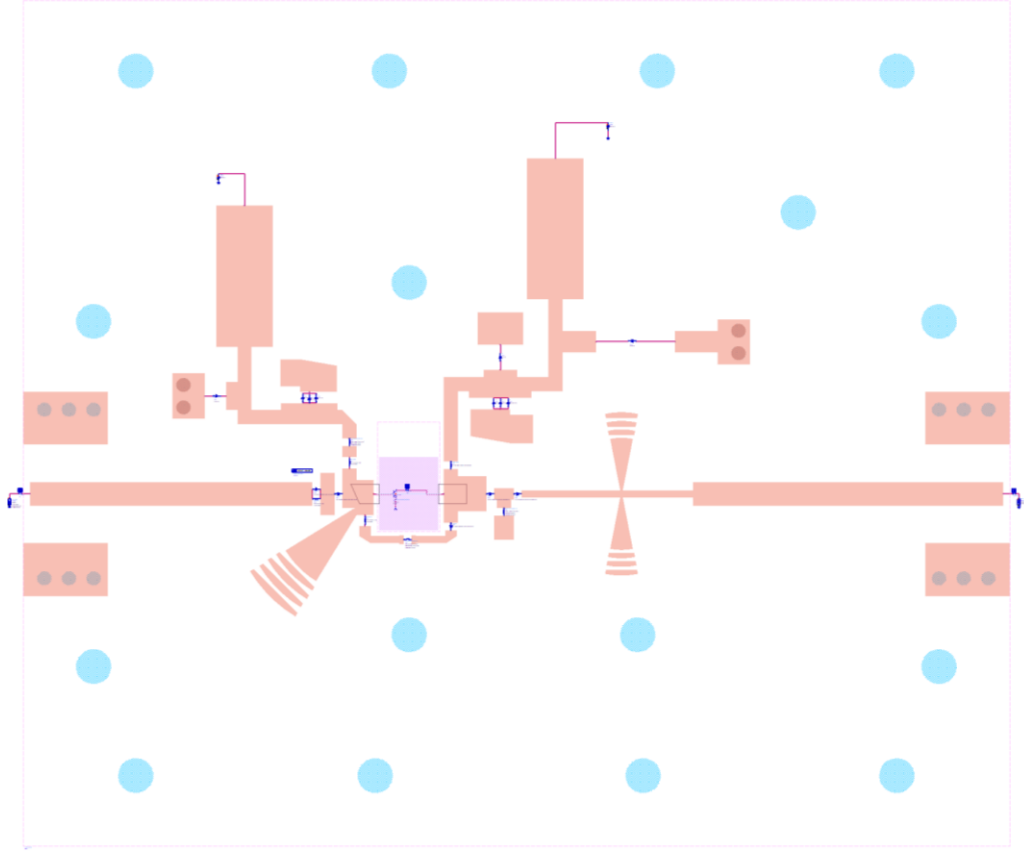
### 5.3 Devrenin Seriminin Oluşturulması ve Eş-Simülasyonu

Şekil 5.4’de verilen devre şeması yardımıyla yükselteç devresine ait serim oluşturulmuş, konnektör bağlantı hatları ve ısınacak transistörü soğutmak amacıyla bağlanacak soğutucu bağlantı delikleri de ilave edilerek Şekil 5.7’deki haliyle serim tasarımı tamamlanmıştır.

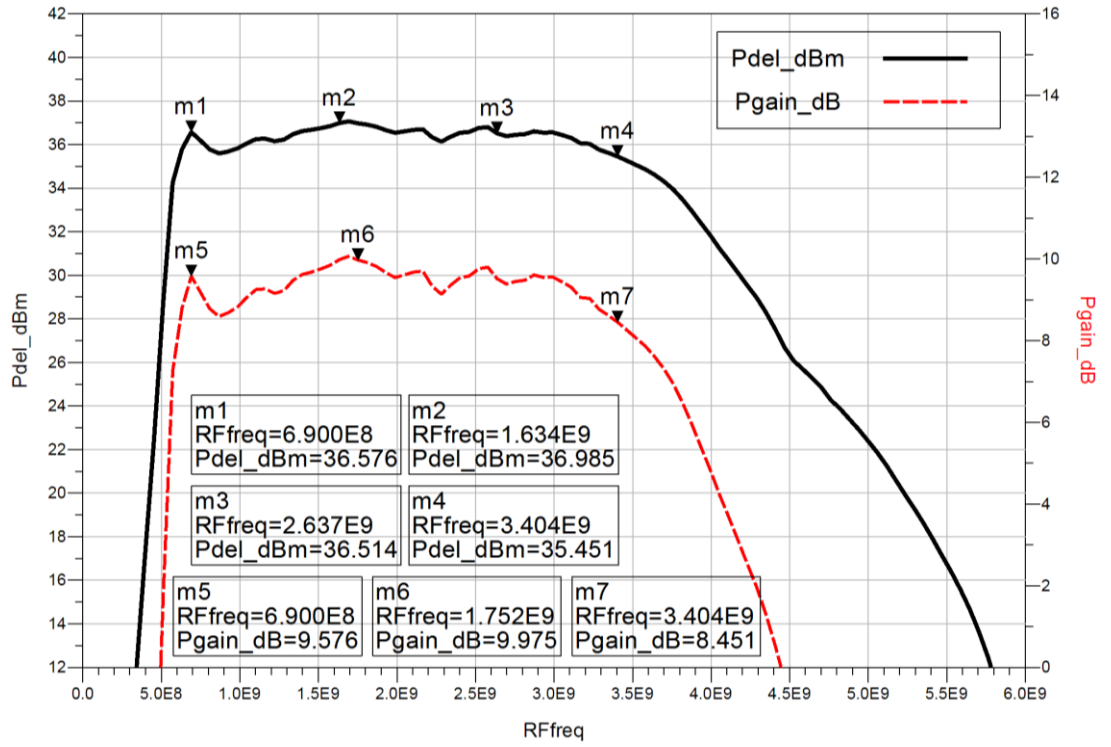
Devrenin üretimine yönelik yapılan çalışmada, Şekil 5.7’te oluşturulan serim kullanılarak serimde yer alan yapıların devre üzerindeki etkisini de görmek amacıyla serimdeki bu yapıların elektromanyetik etkileriyle devre performansını birlikte simüle eden eş-simülasyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Üreticiden temin edilen eleman modellerinin de eş simülasyona dahil edilmesiyle tasarım sonlandırılmıştır. Buna göre Şekil 5.8 eş-simülasyon kurulumunu, Şekil 5.9 ve Şekil 5.10’da gerçek eleman modellerinin yer aldığı bu eş-simülasyona ait sonuçları göstermektedir.



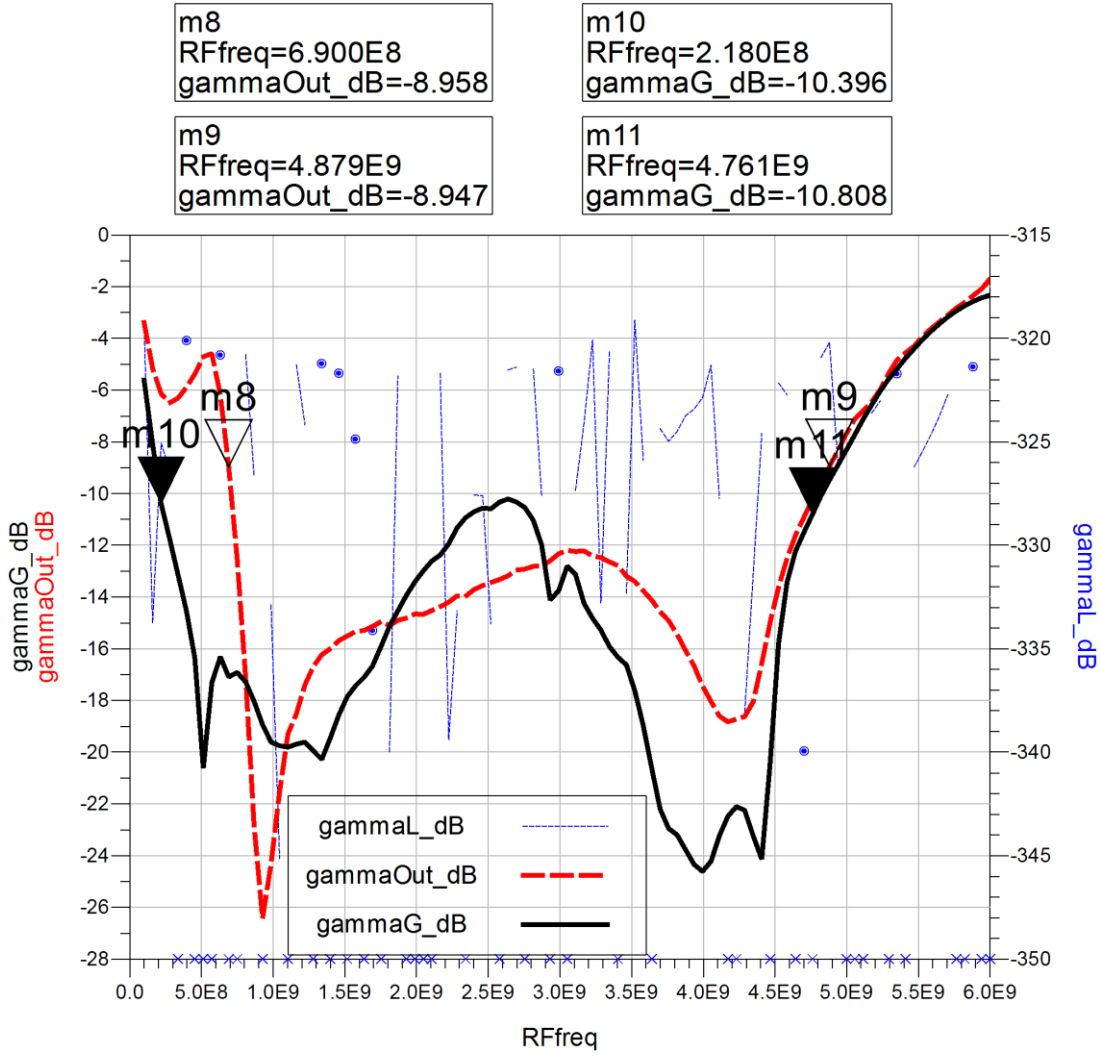
Şekil 5.7 : Devrenin serimi.



Şekil 5.8 : Devrenin eş-simülasyon şeması.



Şekil 5.9 : Devrenin eş-simülasyon kazanç başarımı.



**Şekil 5.10 :** Devrenin eş-simülasyon yansıma başarımları.

Şekil 5.9 ve Şekil 5.10, serim tasarımı tamamlanan ve serimiyle birlikte eş-simülasyona tabi tutulan devreye ait sırasıyla kazanç ve yansıma grafikleridir. Şekil 5.9’da yükseltecin bandının yaklaşık 650MHz-3.4GHz olduğu ve bu band içerisinde yüke aktarılan gücün yaklaşık 36dBm olduğu ve kazancın yaklaşık 9.5dB olduğu görülmektedir.

Daha önce elde edilen grafiklerle karşılaştırılacak olursa bandın bir miktar daraldığı, kazancın da düştüğü görülmektedir. Bunun nedeni, devre serimindeki elektromanyetik etkiler ve gerçek eleman modellerinin kayıplı olmasıdır. Devrenin yansıma performansı ise oldukça iyi, band içerisinde giriş ve çıkış yansımalarının her ikisi de -10dB’nin altında seyretmektedir.

Bu sonuçlarla birlikte devrenin tasarımı sonlandırılmış ve bir prototip üretimi yapılmıştır.

Devrenin en son halinde kullanılan, Şekil 5.9 ve Şekil 5.10 başarımlarının elde edildiği, devredeki gerçek eleman modelleri Çizelge 5.1’de verilmektedir.

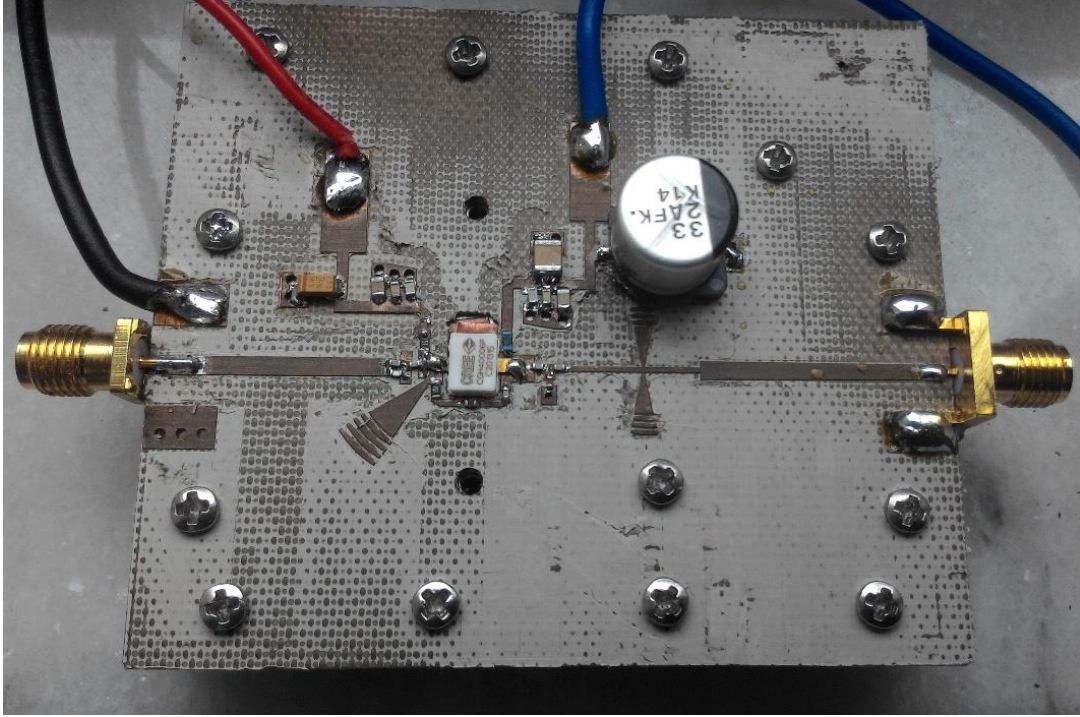
**Çizelge 5.1 : Devrede kullanılan elemanlar**

| Eleman   | Marka, model ve parça kodu                  |
|----------|---------------------------------------------|
| Q1       | CREE CGH40006P, 6W GaN HEMT Güç Transistörü |
| C1       | Murata GJM1555C1H470JB0, 47pF               |
| C12      | Murata GJM1555C1H1R0CB01, 1pF               |
| R12      | ATC 504L25R0FTNCFT, 25Ω                     |
| C21      | Murata GJM1555C1H3R3GB01, 3.3pF             |
| L22      | Johanson Technology JTI0402, 10nH           |
| C23      | Murata GJM1555C1H2R4CB01, 2.4pF             |
| Cf       | Murata GJM1555C1H470JB0, 47pF               |
| Lf       | Johanson Technology JTI0402, 1.5nH          |
| Rf, Rg   | 150Ω Resistor 603                           |
| Ld       | Murata LQW18AN68NG00, 68nH                  |
| Lg       | Johanson Technology JTI0402, 68nH           |
| Cg1, Cd1 | ATC 600S8R2BT250XT, 8.2pF                   |
| Cg2, Cd2 | AVX Corp. 06031C471JAZ2A, 470pF             |
| Cg3, Cd3 | 33nF Capacitor 805                          |
| Cg4      | Kemet T491A106K016AT, 10μF                  |
| Cd4      | AVX Corp. 12101C105KAT2A, 1μF               |
| Cd5      | PANASONIC EEE-FK2A330P, 33μF                |

#### 5.4 Prototip Üretimi ve Ölçüm Sonuçları

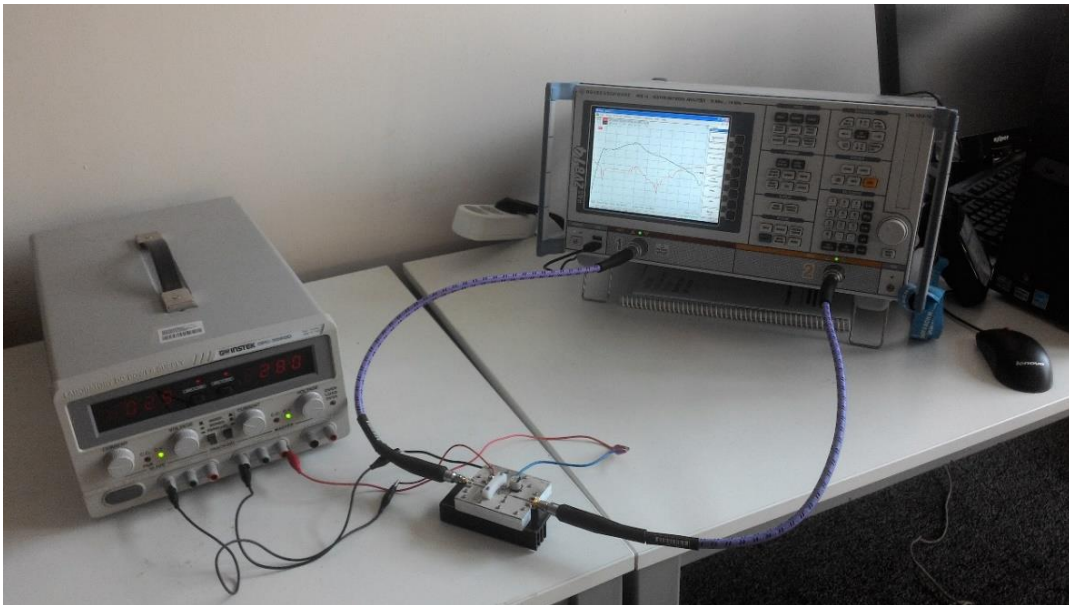
Serimi Şekil 5.7’de verilen devrenin bir prototip üretimi gerçekleştirilmiştir. Devre kartı LPKF Protomat H-100 prototip kart (PCB) kazıma makinası ile kazınarak ve devre elemanları kart üzerine lehimlenerek, ayrıca transistörün fazla ısıdan zarar görmemesi amacıyla devre kartı soğutucu görevi görecektir alüminyum metal blok

üzerine monte edilerek prototip üretimi gerçekleştirilmiştir. Prototip devreye ait fotoğraf Şekil 5.11’de yer almaktadır.



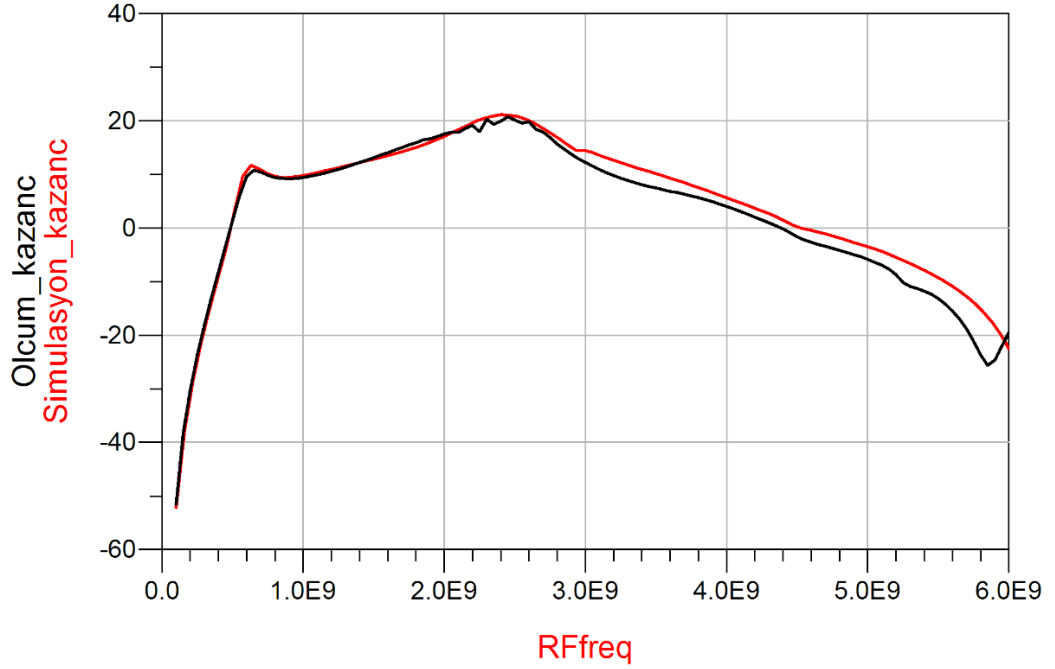
Şekil 5.11 : Üretimi Yapılan prototip yükselteç devresi.

Üretilen devre, Rohde-Schwarz firmasının ZVB14 (10MHz-14GHz) model lineer vektör devre analizörü (VNA) cihazında küçük işaretler için ölçüme tabi tutulmuş ve sonuçların simülasyon sonuçlarıyla uyumlu olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 5.12 ölçüm düzeneğinin fotoğrafını göstermektedir.

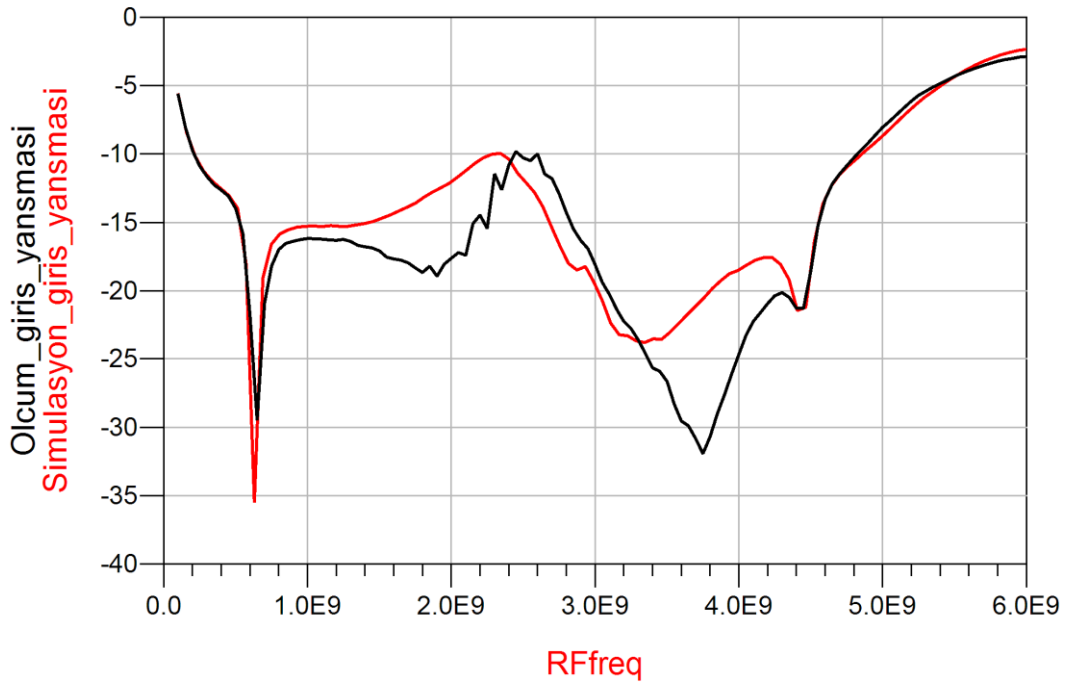


Şekil 5.12 : Prototip yükselteç devresi ölçüm düzeneği.

Küçük işaretler için elde edilmiş olan ölçüm sonucu da Şekil 5.13’de yer almaktadır. Şekil 5.13’te görüldüğü üzere, kazanç ve yansıma başarımları simülasyon sonuçlarına oldukça yakındır. Bu da devrenin küçük işaret bölgesinde çok iyi çalıştığını göstermektedir.



Şekil 5.13 : Prototip yükselteç devresi küçük işaret ölçüm ve simülasyon kazanç sonuçları.

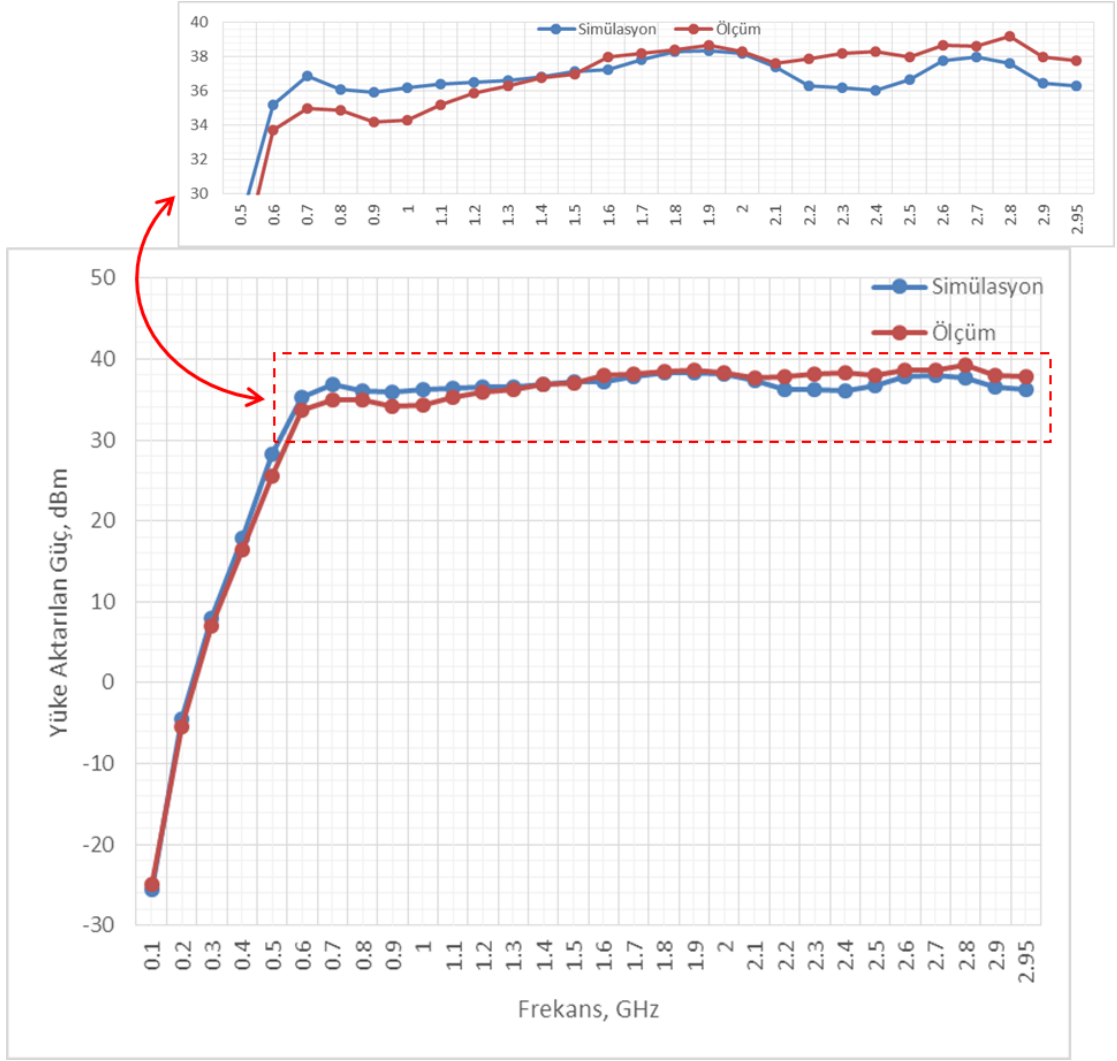


Şekil 5.14 : Prototip yükselteç devresi küçük işaret ölçüm ve simülasyon giriş yansıması sonuçları.

Büyük işaret ölçümü için, devrenin girişine sinyal üretici bağlanılmış ve çıkışına da spektrum analizörü bağlanmıştır. Girişe bağlanan sinyal üretici, devrenin tasarlandığı çalışma giriş gücü olan 27dBm verecek şekilde ayarlanmış ve frekansı 100MHz'den 3GHz'e kadar 100MHz'lik artımlarla kaydırılarak devre çıkışında bulunan spektrum analizöründen çıkış gücü okunmuş ve frekansa bağlı olarak kaydedilmiştir. Kullanılan sinyal üretici Rohde-Schwarz SMB100A (100KHz-12.75GHz) model ve spektrum analizörü de GW Instek GSP 830 (9KHz-3GHz) modeldir. Spektrum analizörünün 3 GHz'e kadar ölçüm yapabiliyor olmasından dolayı ölçümler 3GHz'e kadar yapılabilmektedir. Ayrıca spektrum analizörü maksimum 30dBm gücü ölçme kapasitesinde olduğundan güç yükselteci devresi ile spektrum analizörü arasında 20dBm'lik zayıflatıcı kullanılmış, devrenin performansı elde edilirken bu zayıflatıcının azalttığı güç miktarı ve kablo kayıpları göz önünde bulundurularak gerekli hesaplama işlemleri yapılmıştır. Ayrıca her bir örnek frekansında Id drain akımları da yükseltecin verimini hesaplamak üzere kaydedilmiştir. Buna göre ölçüm düzeni Şekil 5.15'te ve yüke aktarılan güce ait 27dBm sabit giriş gücüne göre frekans boyunca çıkış gücünün gösterildiği sonuçlar da Şekil 5.16'da verilmektedir. Giriş gücünün değiştirilerek çıkış gücünün ölçüldüğü sonuçlar da Şekil 5.17'de yer almaktadır. Ayrıca ölçülen savak, Id akımları ile hesaplanan güç yükseltecine ait güç eklemeli verimler de frekansa bağlı olarak Şekil 5.18'de verilmektedir.



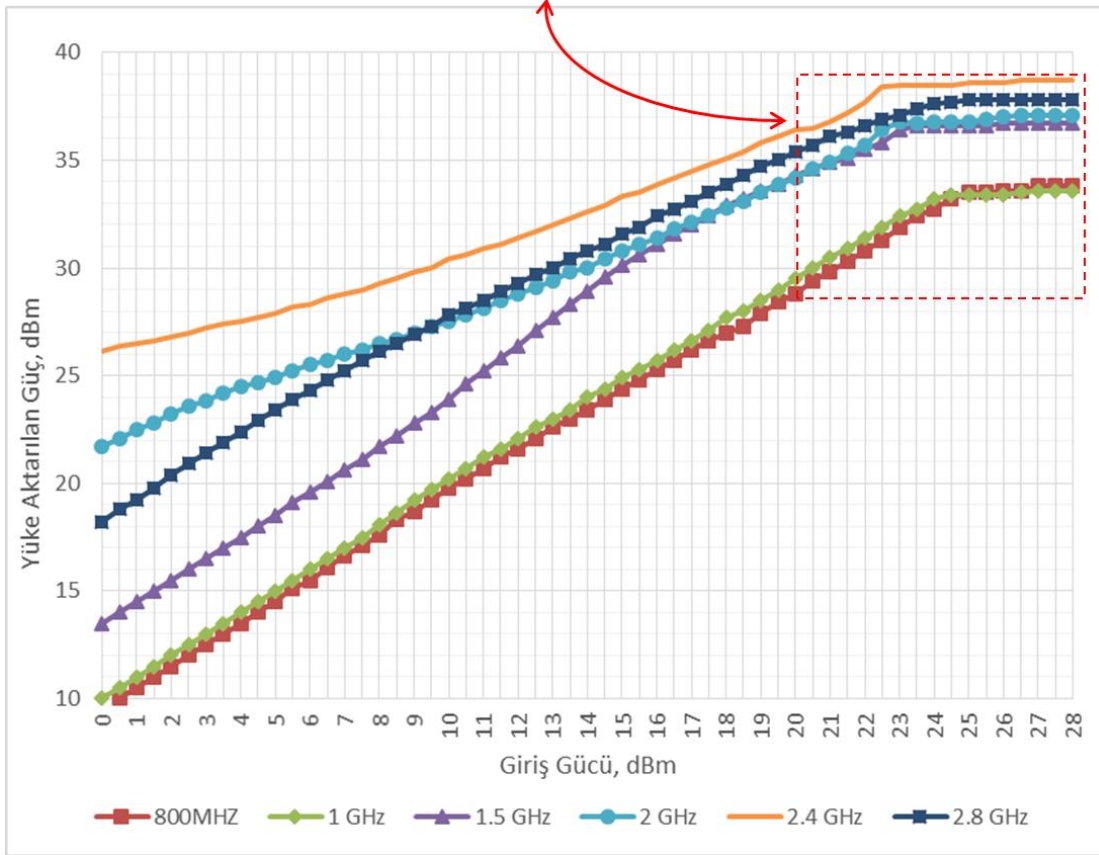
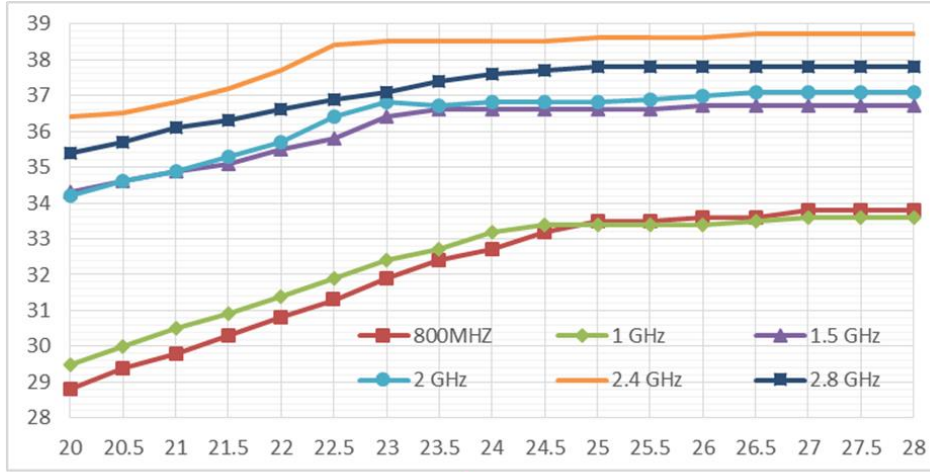
**Şekil 5.15 :** Prototip yükselteç devresi büyük işaret ölçüm düzeneği.



**Şekil 5.16 :** Prototip yükselteç devresi büyük işaret ölçüm sonuçları.

Şekil 5.16’da verilen sonuçlar yükseltecin simülasyonla uyumlu çalıştığını göstermektedir. Çalışma bandının özellikle ilk kısmı olan 0.8-1GHz bölgesinde yaklaşık 2dBm gibi bir farkla simülasyon değerinin altında kalsa da sonraki kısımlarda ve alt kesim frekanslarında tasarımı yapılan devrenin simülasyon eğrisini neredeyse aynen izlemektedir. Bu da prototip devrenin oldukça tatmin edici sonuçlar verdiğini ortaya koymaktadır.

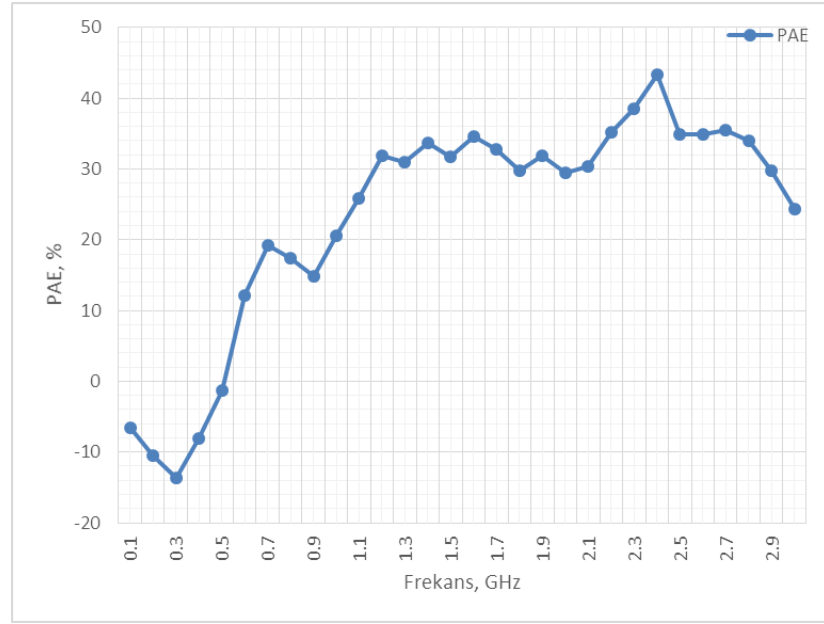
Şekil 5.17’de devrenin ölçüm verileri üzerinden çizdirilmiş, farklı frekanslardaki giriş gücünün değişimine göre çıkış gücü performansı verilmektedir. Bu şekilden görülmektedir ki transistör, 23-25dBm giriş gücü seviyelerine kadar doğrusal bölgede çalışırken bu seviyelerde saturasyona girmektedir. Yine şekilden anlaşılabileceği üzere transistör frekans arttıkça daha yüksek çıkış güçlerine ulaşmaktadır fakat daha erken saturasyona uğramaktadır.



**Şekil 5.17 :** Artan giriş gücüne karşılık çıkış güçleri.

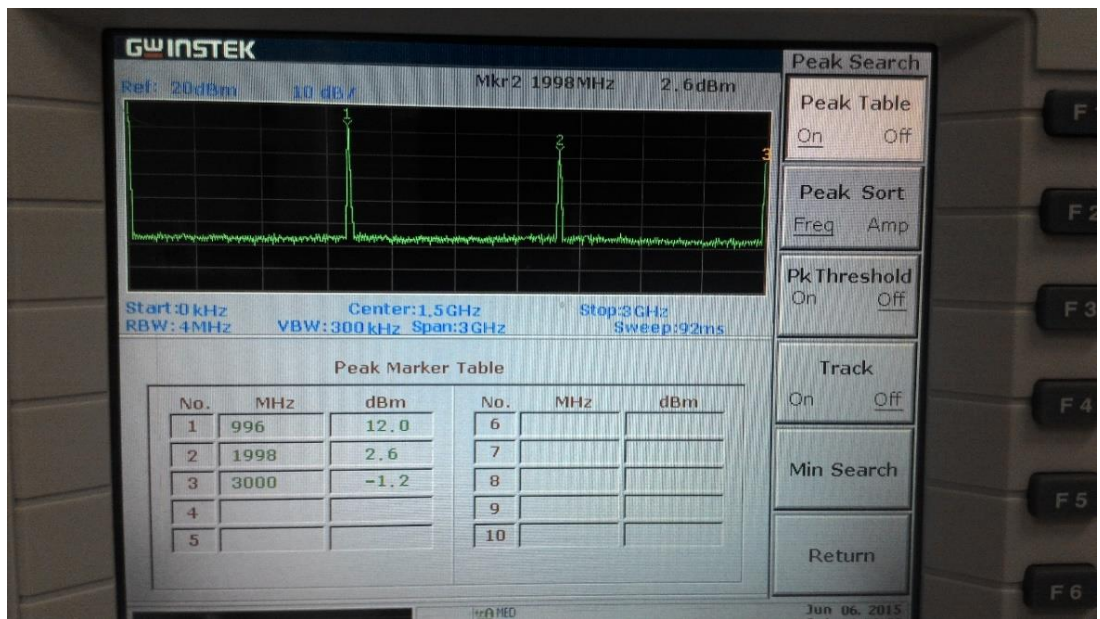
Şekil 5.18’de devrenin ölçülen savak akımları kullanılarak çizdirilmiş güç eklemeli verim grafiği yer almaktadır. Tasarlanılan devre tamamen kazanç odaklı olarak tasarlanmış ve tasarımda verimler dikkate alınmamış olsa da, üretilen yükseltecin PAE performansı da fikir vermesi açısından incelenmiştir. Buna göre PAE eğrisi de biçim yönüyle kazanç karakteristiğine benzemektedir. Transistörün veriminin band içerisinde çoğunlukla %30 seviyelerinde olduğu görülmektedir. Özellikle belirtmek gerekir ki ISM bandı olan 2.45GHz frekansında devrenin kazanç, yansıma ve veri

karakteristikleri oldukça iyi çıkmıştır. Her ne kadar genişbandlı bir tasarım yapılmışsa da devre bu frekans değerinde kullanılmak üzere de tercih edilebilir.



**Şekil 5.18 :** Devrenin güç eklemeli verim (PAE) başarımı.

Ayrıca devrenin harmonik performansı da belirli frekanslar üzerinden incelenmiş ve onun da oldukça iyi olduğu gözlemlenmiştir. Gözlemlere göre en yakın harmonik değeri temel işaretin yaklaşık 8-10dBm altında kalmaktadır yani genliği, temel işaretin genliğinden yaklaşık 10 kat daha düşüktür. Örnek olarak Şekil 5.19’da 1GHz temel ton işareti için ölçülmü yapılmış olan çıkış güç spektrumu görülmektedir ve burada yer alan ikinci ve üçüncü harmoniğe ait değerler yine şekilde yer almaktadır.



**Şekil 5.19 :** Devrenin 1GHz’deki harmonik performansı.



## 6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Çalışmada, doğrusal olmayan bir eleman yani bir büyük işaret güç transistörü kullanılarak, oldukça geniş bir banda sahip mikrodalga güç yükselteci tasarımı anlatılmış, tasarım adımlarındaki tüm detaylara yer verilerek yapılan bir örnek tasarım üzerinden, genişbandlı bir güç yükselteci tasarım metodolojisi sunulmuş ve bu türden devreler için tasarımcılara yardımcı olabilecek bir yol haritası çizilmiştir.

Tasarım, farklı adımlardan oluşmuş, karşılaşılan problemlere çeşitli yaklaşımlarda çözümler getirilerek doğrusal olmayan aktif bir devre elemanı kullanılarak tasarım hedefi olan oldukça genişbandlı bir yükselteç devresinin tasarımı yapılmıştır. Tasarım sonucu gözlemlenen simülasyon sonuçları oldukça tatmin edici nitelikte çıkmıştır. İdeal ve serim tasarımı tamamlanan devrenin daha sonra prototip üretimi de tamamlanıp testlere tabi tutulmuş ve elde edilen ölçüm sonuçlarına da yer verilmiştir. Yapılan küçük işaret ve büyük işaret ölçümleri, devrenin başarılı bir şekilde çalıştığını göstermektedir.

Bu çalışmada ayrıca büyük işaret bölgesinde çalışabilecek şekilde modeli oluşturulmuş doğrusal olmayan elemanın, modeli üzerinden simülasyon ortamında yapılacak tasarımının gerçek koşullar altında yani prototipinin ölçümleriyle ne kadar tutarlı olacağı incelenmiştir. Simülasyon ve ölçüm sonuçlarının yakınlığı da model üzerinden yapılacak tasarımların güvenilirliğini göstermiştir.

Bu çalışmanın devamı olarak, genişbandlı yükseltecin girişine birden fazla RF işareti (multi-tone) uygulandığı tipteki ve bu türden tasarımların performansını arttırmaya yönelik çalışmalar ve mevcut tasarıma benzer genişbandlı tasarımlarda band içine düşen harmoniklerin etkisini azaltmaya yönelik çalışmalar düşünülmektedir.

Bu çalışmada, doğrusal olmayan davranış sergileyen bir eleman içeren genişbandlı bir güç yükseltecinin tasarımı her ne kadar bir örnek üzerinden anlatılmışsa da, uygun yöntemler geliştirilebilir niteliktedir ve paylaşılan bilgilerin doğrusal olmayan eleman içeren devre, özellikle güç yükselteci tasarımcıları için faydalı olacağı ümit edilmektedir.



## KAYNAKLAR

- [1] **Yarman, B. S.** (2010). Design of ultra wideband power transfer networks. John Wiley & Sons.
- [2] **Yarman, B. S.** (2008). Design of ultra wideband antenna matching networks: via simplified real frequency technique. Springer Science & Business Media.
- [3] **Yarman, B. S., ve Carlin, H. J.** (1982). A simplified" real frequency" technique applied to broad-band multistage microwave amplifiers. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Cilt 30, No 12, Sf. 2216-2222.
- [4] **Carlin, H. J., ve Yarman, B. S.** (1983). The double matching problem: analytic and real frequency solutions. Circuits and Systems, IEEE Transactions on, Cilt 30, Sf. 15-28.
- [5] **Yarman, B. S.** (1982). Broadband matching a complex generator to a complex load. Doktora tez, Cornell University.
- [6] **Kopru, R., Kuntman, H., & Yarman, B. S.** (2014). On numerical design technique of wideband microwave amplifiers based on GaN small-signal device model. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Cilt 81, Sf. 71-87.
- [7] **Kopru, R., Kuntman, H., ve Yarman, B. S.** (2013). Novel approach to design ultra wideband microwave amplifiers: Normalized gain function method. *Radioengineering*, Cilt 22, No. 3, Sf. 672-686.
- [8] **Kopru, R., Kilinc, S., Aksen, A., ve Yarman, B. S.** (2014). Design and Implementation of Wideband Microwave Amplifiers Based on Normalized Gain Function. *2014 IEEE Benjamin Franklin Symposium on Microwave and Antenna Sub-Systems, Radar, Telecommunications, and Biomedical Applications.*, BenMAS 2014, Philadelphia PA, ABD, 27-27 Eylül 2014.
- [9] **Kilinc, S., Kopru, R., Aksen, A., & Yarman, B. S.** (2014). Mixed Element Wideband Microwave Amplifier Design via Simplified Real Frequency Technique. *14th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, IEEE, Marrakech, Fas, 12-14 Aralık 2014.
- [10] **Pelaez Perez, Ana Maria** (2012). X-Parameters Based Analytical Design Of Non-Linear Microwave Circuits. Application to Oscillator Design, Doktora tezi, Universidad Politecnica de Madrid.
- [11] **Baylis, C., Marks, R.J., Martin, J., Miller, H., ve Moldovan, M.,** (2011). Going Nonlinear, *Microwave Magazine, IEEE*, Vol. 12, No. 2, Sf. 55-64.

- [12] **Heimlich, M.** (2011). Get on th Same Nonlinear Page, *Microwave Magazine, IEEE*, Cilt 12, Sayı 14, Sf. 32-37.
- [13] **Curtice, W.R.** (1980). A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuits, *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Cilt 53, Sayı 5, Sf. 1593-1600.
- [14] **Angelov, I., Zirath, H., ve Rosman, N.** (1992). A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices, *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Cilt 40, Sayı 12, Sf. 2258-2266.
- [15] **Verspecht, J. Root, D. E.** (2006). Polyharmonic distortion modeling, , *Microwave Magazine, IEEE*, Cilt 7, Sayı 3, Sf. 44-57.
- [16] **Bode, H. W.** (1945). *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*. New York: D. Van Nostrand Company, Inc.
- [17] **Gonzalez, G.** (1984). *Microwave transistor amplifiers: Analysis and Design*. Englewood Cliffs, N. J. : Prentice-Hall Inc.
- [18] **Kopru, R.** (2013). A Semi-Analytic Method To Design Wideband Microwave Amplifiers. Doktora tezi, Istanbul Teknik Universitesi, Eylül 2013, Istanbul/Türkiye.
- [19] **Yarman, B. S., Köprü, R., Kilinc, S., Amin, H.Y.** (2015) Genişband Mikrodalga Yükselteç Tasarımı İçin Yarı-Analitik Yöntemler Geliştirilmesi Ve Bir Yükselteç Üretimi", 112E238 Kodlu devam eden Tubitak ARDEB 1001 Projesi.
- [20] **Randall W. R.** (1994). *HF Filter Design and Computer Simulation*, Noble Publishing Corporation.
- [21] **Url1** <<http://www.cree.com/rf/products/general-purpose-broadband-28-v/packaged-discrete-transistors/cgh40006p>>, alındığı tarih: 04.05.2015.
- [22] **Url2** <[http://www.cree.com/~media/Files/Cree/RF/Papers%20and%20Articles/App\\_of\\_NonLinear\\_Models\\_for\\_GaN\\_HEMT\\_PA\\_Design.pdf](http://www.cree.com/~media/Files/Cree/RF/Papers%20and%20Articles/App_of_NonLinear_Models_for_GaN_HEMT_PA_Design.pdf)>, alındığı tarih: 04.05.2015.
- [23] **Url3** <<http://www.taconic-add.com/pdf/rf35.pdf>> alındığı tarih: 04.05.2015.

## ÖZGEÇMİŞ

**Ad Soyad** : Sedat KILINÇ  
**Doğum Yeri ve Tarihi** : Kocasinan 15.11.1990  
**E-Posta** : sdtkilinc@gmail.com

### ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2012, Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
- **Yükseklisans** : 2015, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, Telekomünikasyon Mühendisliği Program

### MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

Araştırma Görevlisi, İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 2012-Devam ediyor.

### TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- -

### DİĞER YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- Kopru R., **Kilinc S.**, Aydın C., Atilla D.C., Karakus C., ve Yarman B.S.B., (2014). Ultra Wideband Matching Network Design For A V-Shaped Square Planar Monopole Antenna. International Journal of Microwave And Wireless Technologies, Cilt.6, Sf. 555-564.

- **Kilinc, S.**, Kopru, R., Aksen, A., ve Yarman, B. S. (2014). Mixed Element Wideband Microwave Amplifier Design via Simplified Real Frequency Technique. *14th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, IEEE, Marrakech, Fas, 12-14 Aralık 2014.
- Kopru, R., **Kilinc, S.**, Aksen, A., ve Yarman, B. S. (2014). Unit Element Bandpass Filter Design Via Simplified Real Frequency Technique For Uwb Microstrip Patch Antenna. *14th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, IEEE, Marrakech, Fas, 12-14 Aralık 2014.
- **Kilinc, S.**, Kopru, R., ve Yarman, B. S. (2014). Design and Realization of Wideband Matching Networks in Richards Domain. *2014 IEEE Benjamin Franklin Symposium on Microwave and Antenna Sub-Systems, Radar, Telecommunications, and Biomedical Applications.*, BenMAS 2014, Philadelphia PA, ABD, 27-27 Eylül 2014.
- Kopru, R., **Kilinc, S.**, Aksen, A., ve Yarman, B. S. (2014). Design and Implementation of Wideband Microwave Amplifiers Based on Normalized Gain Function. *2014 IEEE Benjamin Franklin Symposium on Microwave and Antenna Sub-Systems, Radar, Telecommunications, and Biomedical Applications.*, BenMAS 2014, Philadelphia PA, ABD, 27-27 Eylül 2014.
- **Kilinc S.**, Kopru R., ve Yarman B.S.B. (2014). Bir Genişband Empedans Uyum Devresinin Richards Uzayında Eş Uzunluklu Birim Elemanlar İle Sentezlenmesi, URSI-Türkiye 2014 Bilimsel Kongresi ve Ulusal Genel Kurulu, ELAZIĞ, TÜRKİYE, 28-30 Ağustos 2014.
- Kopru R., **Kilinc S.**, ve Yarman B.S.B. (2014) Gerçek Frekans Tekniği Kullanarak Mikroşerit Yama Anten Uyum Devresi Tasarımı, URSI-Türkiye 2014 Bilimsel Kongresi ve Ulusal Genel Kurulu, ELAZIĞ, TÜRKİYE, 28-30 Ağustos 2014.