

**YÜKSEK VERİMLİ F-SINIFI MİKRODALGA GÜÇ  
YÜKSELTEÇ TASARIMI**

**HIGH EFFICIENCY CLASS-F MICROWAVE POWER  
AMPLIFIER DESIGN**

**FATİH BAYRAKTAR**

**PROF. DR. BİRSEN SAKA**

**Tez Danışmanı**

Hacettepe Üniversitesi  
Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için Öngördüğü  
YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak hazırlanmıştır.

2017

**FATİH BAYRAKTAR'** ın hazırladığı “**Yüksek Verimli F-Sınıfı Mikrodalga Güç Yükselteç Tasarımı**” adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından **ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI'** nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Adnan KÖKSAL  
Başkan

Prof. Dr. Birsen SAKA  
Danışman

Prof. Dr. Çiğdem Seçkin GÜREL  
Üye

Doç. Dr. Asım Egemen YILMAZ  
Üye

Yrd. Doç. Dr. Dinçer GÖKCEN  
Üye

Bu tez Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tarafından **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak onaylanmıştır.

Prof. Dr. Menemşe GÜMÜŞDERELİOĞLU  
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

## YAYINLAMA VE FİKRİ MÜLKİYET HAKLARI BEYANI

Enstitü tarafından onaylanan lisansüstü tezimin/raporumun tamamını veya herhangi bir kısmını, basılı (kağıt) ve elektronik formatta arşivleme ve aşağıda verilen koşullarla kullanıma açma iznini Hacettepe Üniversitesine verdiğimi bildiririm. Bu izinle Üniversiteye verilen kullanım hakları dışındaki tüm fikri mülkiyet haklarım bende kalacak, tezimin tamamının ya da bir bölümünün gelecekteki çalışmalarda (makale, kitap, lisans ve patent vb.) kullanım hakları bana ait olacaktır.

Tezin kendi orijinal çalışmam olduğunu, başkalarının haklarını ihlal etmediğimi ve tezimin tek yetkili sahibi olduğumu beyan ve taahhüt ederim. Tezimde yer alan telif hakkı bulunan ve sahiplerinden yazılı izin alınarak kullanması zorunlu metinlerin yazılı izin alarak kullandığımı ve istenildiğinde suretlerini Üniversiteye teslim etmeyi taahhüt ederim.

- Tezimin/Raporumun tamamı dünya çapında erişime açılabilir ve bir kısmı veya tamamının fotokopisi alınabilir.**

(Bu seçenekle teziniz arama motorlarında indekslenebilecek, daha sonra tezinizin erişim statüsünün değiştirilmesini talep etmeniz ve kütüphane bu talebinizi yerine getirse bile, tezinin arama motorlarının önbelleklerinde kalmaya devam edebilecektir.)

- Tezimin/Raporumun 27/07/2019 tarihine kadar erişime açılmasını ve fotokopi alınmasını (İç Kapak, Özet, İçindekiler ve Kaynakça hariç) istemiyorum.**

(Bu sürenin sonunda uzatma için başvuruda bulunmadığım takdirde, tezimin/raporumun tamamı her yerden erişime açılabilir, kaynak gösterilmek şartıyla bir kısmı ve ya tamamının fotokopisi alınabilir)

- Tezimin/Raporumun .....tarihine kadar erişime açılmasını istemiyorum, ancak kaynak gösterilmek şartıyla bir kısmı veya tamamının fotokopisinin alınmasını onaylıyorum.**

- Serbest Seçenek/Yazarın Seçimi**

27/07/2017

  
(imza)

Öğrencinin Adı Soyadı

Fatih BAYRAKTAR

*Bana her zaman inanan ve güvenen değerli aileme ithafen...*

## ETİK

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada,

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapmadığımı,
- ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversitede veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

27/07/2017

FATİH BAYRAKTAR

## ÖZET

# YÜKSEK VERİMLİ F-SINIFI MİKRODALGA GÜÇ YÜKSELTEÇ TASARIMI

**Fatih BAYRAKTAR**

**Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü**

**Tez Danışmanı: Prof. Dr. Birsen SAKA**

**Temmuz 2017, 63 sayfa**

Modern radar ve haberleşme uygulamalarında verici sisteminin çıkış gücü, tasarımlarda belirleyici faktördür. Bunun sonucunda yüksek güç çıkışı sağlayabilen güç yükselteçlerinin tasarımı önem kazanmıştır, fakat bu durumda tüketilen gücün fazla olması problem oluşturmuştur. Bu problemi çözmek için büyük soğutma sistemi kullanılan düzenekler üretilmiştir. Bu çözüm, sistemi büyütür ve maliyeti arttırır. Günümüz teknolojisinin küçük ve taşınabilir sistemlere yönelmesi ve enerji tüketimini azaltarak maliyeti düşürmek istemesiyle yeni çözümler gerekmiştir. Bu durumda çözüm olarak güç yükselteçlerinde tüketilen güç seviyesini düşürerek, güç yükseltecinin verimini arttırmak hedeflenmiştir. Anahtarlamalı güç yükselteç tasarımları (E-sınıfı veya F-sınıfı gibi) yüksek verim sunmaktadır. F-sınıfı güç yükselteç tasarımında, tek ve çift harmonikler uygun empedans değerine sahip olacak şekilde tasarlanır. Akım ve gerilim dalga biçimlerinin iç içe girmesi, her bir harmoniğin kontrolü ile azalır ve bunun sonucunda güç yükseltecinin güç tüketimi düşer. Bu tez çalışması kapsamında 2.6 GHz frekansında 41.93 dBm çıkış gücü sağlayan %72.2 akaç verimliliğine sahip F-sınıfı güç yükselteç tasarımı yapılmıştır.

**Anahtar kelimeler:** F-sınıfı, mikrodalga frekansı, yüksek verim, yüksek güç, harmonik, anahtarlamalı

# **ABSTRACT**

## **HIGH EFFICIENCY CLASS-F MICROWAVE POWER AMPLIFIER DESIGN**

**Fatih BAYRAKTAR**

**Master of Science, Department of Electrical and Electronics  
Engineering**

**Supervisor: Prof. Dr. Birsen SAKA**

**July 2017, 63 pages**

Modern radar and communications applications, the transmitter output power is the decisive factor in the design of the system. As a result of this, the design of power amplifiers that can provide a high power output has gained importance, but in this case, the consumed power has created more problems. Great cooling system that uses manufactured devices to solve this problem. This solution increases the system cost increases. Turn to the system of today's technology small and portable, and wanted to reduce costs by reducing energy consumption, new solutions are required. In this case as the solution by lowering the level of power that is consumed in the power amplifier, aimed to increase the efficiency of the power amplifier. Switched mode power amplifier designs (the Class E or Class F), high efficiency offers. Class-F power amplifier design are designed to be appropriate to have even and odd harmonics in the impedance value. Current and voltage waveforms, with the control of each harmonic is reduced to overlap and as a result, the power consumption of the power amplifier is reduced. In this thesis study, Class-F power amplifier with 72.2% drain efficiency, which provides an output power of 41.93 dBm at 2.6 GHz frequency has been designed.

**Keywords:** Class-F, microwave frequency, high efficiency, high power, harmonics, switchmode

## TEŞEKKÜR

Tez çalıőmasının başından itibaren sabırlı ve anlayıőlı bir Şekilde danıőmanlıđını yapan, karőılaőtıđım her tŧrlŧ problemde yol gŧstermeye çalışması açısından benden yardımlarını esirgemeyen değerli tez danışmanım Prof. Dr. Birsen SAKA'ya teőekkŧr ederim.

Ayrıca hayatım boyunca desteğini benden esirgemeyen bana her zaman gŧvenen, inanan ve destekleyen aileme ve bu noktaya gelene kadar ŧzerimde emeği olan tŧm hocalarıma ve bŧyŧklerime Őŧkranlarımı sunarım.

Tez alıőması kapsamında malzeme temini ve ŧlŧm altyapısı sağlayan alıőtıđım Őirket Meteksan Savunma Sanayii A.Ő.'ye teőekkŧr ediyorum. Bu tez çalışmasında katkısı olan Akif Alperen COŐKUN'a ve ayrıca benden desteklerini esirgemeyen çalışma arkadaşlarıma teőekkŧr ediyorum.



# İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET .....	i
ABSTRACT .....	ii
TEŞEKKÜR .....	iii
İÇİNDEKİLER.....	iv
ÇİZELGELER .....	vi
ŞEKİLLER .....	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR .....	x
1. GİRİŞ .....	1
2. MİKRODALGA GÜÇ YÜKSELTEÇLERİ .....	3
2.1. Temel Güç Yükselteç Parametreleri.....	3
2.1.1. Doğrusallık.....	3
2.1.2. Kazanç ve Maksimum Çıkış Gücü.....	5
2.1.3. Verim.....	5
2.1.4. Kararlılık .....	6
2.1.5. S-Parametreleri.....	9
2.1.6. Yük Çekme Analizi.....	9
2.1.7. DC Eğilimleme .....	10
2.1.8. Yarı İletkenler .....	11
2.2. Mikrodalga Güç Yükselteç Tasarım Topolojileri.....	12
2.2.1. A-Sınıfı Topoloji.....	12
2.2.2. B-Sınıfı Topoloji .....	13
2.2.3. AB-Sınıfı Topoloji .....	14
2.2.4. C-Sınıfı Topoloji.....	14
2.2.5. D-Sınıfı Topoloji.....	15
2.2.6. E-Sınıfı Topoloji .....	16
2.2.7. F-Sınıfı Topoloji .....	17
2.2.7.1. Matematiksel Analiz.....	19
2.2.7.2. Harmonik Devre Yapısı.....	24
3. F-SINIFI TOPOLOJİYLE MİKRODALGA GÜÇ YÜKSELTEÇ TASARIMI.....	25
3.1. Transistör Seçimi ve Eğilimleme Noktasının Belirlenmesi .....	25
3.2. Büyük Sinyal $S_{11}$ Değerinin Belirlenmesi.....	27

3.3. Yük Çekme Analizi .....	29
3.4. Çıkış devresi .....	32
3.4.1. Aşama 1 .....	32
3.4.2. Aşama 2 .....	34
3.4.3. Aşama 3 .....	35
3.5. Giriş Empedans Uyumlandırma Devresi .....	42
3.6. Simülasyon Sonuçları .....	43
3.7. Baskı Devre Kartı Tasarımı ve Üretimi .....	50
3.8. Ölçüm Sonuçları .....	51
4. SONUÇ VE TARTIŞMA .....	57
KAYNAKLAR .....	58
EKLER .....	60
ÖZGEÇMİŞ .....	63

## ÇİZELGELER

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1. Si, GaAs, SiC, GaN parametrik karşılaştırılması [12-13] .....	11
Çizelge 2.2. Akım ve gerilim harmonik kontrolüne göre akaç/toplayıcı verimi [20] .....	23
Çizelge 3.1. 2575, 2600 ve 2625 MHz için temel frekans ve harmoniklerin empedansları	41
Çizelge 3.2. Doyum ve 10W noktalarında ikinci ve üçüncü harmoniklerin temel frekansa göre seviyesi .....	56

## ŞEKİLLER

### Sayfa

Şekil 2.1. Genel mikrodalga yükselteç devre yapısı.....	3
Şekil 2.2. (a) Yükseltecin giriş gücü ve çıkış gücüne göre elde edilen P1dB grafiği (b) Yükseltece uygulanan iki ton testi çıkışında elde edilen güç-frekans grafiği .....	5
Şekil 2.3. Güç yükselteç tasarımında K ve B1 değeri analizi.....	8
Şekil 2.4. Güç yükselteç devresinde çıkış portunda kararlılık çemberleri .....	8
Şekil 2.5. Yük çekme analizi blok diyagramı.....	10
Şekil 2.6. A-sınıfı yükselteç tasarımı akım-gerilim dalga biçimi.....	13
Şekil 2.7. B-sınıfı güç yükselteç genel devre yapısı, akım ve gerilim dalga biçimleri .....	13
Şekil 2.8. AB-sınıfı güç yükselteç genel devre yapısı.....	14
Şekil 2.9. (a) Gerilim anahtarlama (b) Akım Anahtarlama D-sınıfı güç yükselteci .....	15
Şekil 2.10. İdeal D-sınıfı güç yükselteci akım-gerilim dalga biçimleri.....	16
Şekil 2.11. İdeal E-sınıfı güç yükselteci a) genel devre yapısı b) akım-gerilim dalga biçimi .....	16
Şekil 2.12. a) F-sınıfı güç yükselteç genel devre yapısı b) F <sub>2,3</sub> –sınıfı güç yükselteci c) Ters F <sub>2,3</sub> – güç yükselteç tasarımı.....	18
Şekil 2.13. F-sınıfı güç yükselteç tasarımında harmonik kontrolünün gerilim üzerindeki etkisi .....	20
Şekil 2.14. F-sınıfı güç yükselteç tasarımında harmonik kontrolünün akım üzerindeki etkisi .....	20
Şekil 2.15. (a) Seri-paralel LC devresi ve dekaplaj kapasitör ile sonlandırılmış $\lambda/4$ mikroşerit hat.....	24
Şekil 3.1. CGH40010F™ transistörün uygun kapı gerilim noktasının belirlenmesi için kurulan devre .....	26
Şekil 3.2. CGH40100F™ transistörün 28 V akaç gerilimi ile akım-gerilim grafiği .....	27
Şekil 3.3. Giriş empedansının belirlenmesi için kurulan devre yapısı .....	28
Şekil 3.4. 2600 MHz frekansında giriş empedansı .....	28

Şekil 3.5. 2600 MHz’de CGH40010F yük çekme analizi simülasyon devresi .....	29
Şekil 3.6. 2600 MHz’de Yük çekme analizinin sonucu .....	31
Şekil 3.7. İkinci harmoniği kısa devre gösteren devre yapısı .....	33
Şekil 3.8. İkinci harmoniklerin empedanslarının Smith abağında gösterimi .....	33
Şekil 3.9. Üçüncü harmoniği açık devre gösteren devre yapısı.....	34
Şekil 3.10. Üçüncü harmoniklerin empedanslarının Smith abağında gösterimi .....	35
Şekil 3.11. Çıkış devresinin GUI arayüzü ve hesap sonucu.....	37
Şekil 3.12. Temel frekans, ikinci ve üçüncü harmoniklerin empedanslarını ayarlayan devre .....	37
Şekil 3.13. Çıkış devresinin temel ve harmoniklerin empedans değeri .....	38
Şekil 3.14. CGH40010F™ serim gösterimi .....	38
Şekil 3.15. Temel frekans ve harmonikler için çıkış devresinin son hali .....	39
Şekil 3.16. Çıkış devresinin Sonnet® ile elektromanyetik simülasyonu .....	40
Şekil 3.17. Doğrusal ve EM simülasyon karşılaştırılması.....	41
Şekil 3.18. Giriş empedans uyumlandırma devresi EM simülasyonu.....	42
Şekil 3.19. EM simülasyon sonucu ile kurulan çıkış devresi(OMC) .....	43
Şekil 3.20. EM simülasyon sonucu ile kurulan giriş empedans uyumlandırma devresi(IMC) .....	44
Şekil 3.21. Giriş ve çıkış empedans uyumlandırma devreleri ile simülasyon devresi .....	44
Şekil 3.22. 2.6 GHz’de giriş güne göre çıkış gücü, PAE, akaç verimlik ve kazanç.....	45
Şekil 3.23. 32 dBm giriş gücü ile frekansa bağlı verim ve çıkış gücü .....	46
Şekil 3.24. F-sınıfı güç yükselteç tasarımın kararlılık analizi .....	46
Şekil 3.25. 2.6 GHz’de 32 dBm ile sürülen tasarımın harmonikleri .....	47
Şekil 3.26. 2.6 GHz’de P1dB noktasında sürülen tasarımın harmonikleri.....	47
Şekil 3.27. Tasarlanan güç yükseltecin OIP3 analizi .....	48
Şekil 3.28. 2.6 GHz’da P1dB noktasında transistörün akacında gerilim ve akım.....	49
Şekil 3.29. 2.6 GHz’da doyum noktasında transistörün akacında gerilim ve akım .....	49

Şekil 3.30. F-sınıfı güç yükselteç tasarımının serimi .....	50
Şekil 3.31. Üretilmiş ve dizilmiş F-sınıfı güç yükselteç tasarımı.....	51
Şekil 3.32. 2600 MHz’de ölçüm ve simülasyonun giriş gücüne göre çıkış gücü.....	53
Şekil 3.33. 2600 MHz’de ölçüm ve simülasyonun giriş gücüne göre akaç verimlilik grafiği .....	53
Şekil 3.34. 2600 MHz’de ölçüm ve simülasyonun giriş gücüne göre PAE grafiği.....	54
Şekil 3.35. 2600 MHz’de ölçüm ve simülasyonun giriş gücüne göre kazanç grafiği .....	54
Şekil 3.36. 2575 MHz’de çıkış gücü, PAE ve akaç verimlilik ölçüm sonucu .....	55
Şekil 3.37. 2625 MHz’de çıkış gücü, PAE ve akaç verimlilik ölçüm sonucu .....	55
Şekil 3.38. Spektrum analizörde OIP3 analizinin sonucu .....	56

## SİMGELER VE KISALTMALAR

### Simgeler

$\eta$	Verim
$\lambda$	Dalga boyu
Q	Çalışma noktası

### Kısaltmalar

EM	Elektromanyetik
CW	Sürekli Dalga
QAM	Karesel Genlik Kiplenimi
QPSK	Karesel Evre Kaydırmalı Anahtarlama
CDMA	Kod Paylaşımli Çoklu Erişim
OFDM	Dikey Frekans Bölmeli Çoğullama
FSK	Frekans Kaydırmalı Anahtarlama
GMSK	Gauss Minimum Kaydırmalı Anahtarlama
FM	Frekans Kiplenimi
P1dB	1-dB Bastırma Noktası
OIP3	Çıkış Üçüncü Derece Kesişim Noktası
IMD	Ara-Kiplenim Bozulması
PAE	Güç Eklemeli Verim
DC	Doğru Akım
AM	Genlik Kiplenimi

# 1. GİRİŞ

Günümüzde askeri ve sivil teknolojilerde çok hızlı ilerleme kaydedilmektedir. Sivil sistemlerde kablosuz haberleşmede kiplenim türlerinin gelişmesi, frekans bandının değişmesi ve en önemlisi kullanan insan sayısının artması ile hız çok önemli bir duruma gelmiştir. Askeri alanlardaki gelişmelerde ise uzun menzil haberleşme ve radar sistemleri günümüzde önemini arttırmaktadır. Bütün bunlar sistemin verici kısmında yüksek güç üretebilen güç yükselteci ihtiyacını doğurmaktadır. Eski sistemlerde bu kadar önemli bir eleman olan güç yükseltecinin, istenilen gücü sağlarken tükettiği gücün çok fazla olması ve bu sebeple büyük soğutma sistemine sahip olması en büyük dezavantajıdır. Günümüzde teknolojinin hızla ilerlemesi ile enerji tasarruflu ve küçük boyutlu ya da taşınabilir sistemler yaygınlaşmaya başlamıştır. Bu durum güç yükselteç tasarımcılarını yüksek verimli bir tasarım yapmaya zorlamıştır. Sonuç olarak, anahtarlamalı güç yükselteç tasarımları yüksek verim sunması ile popüler olmaya başlamıştır. Anahtarlamalı güç yükselteç tasarımları ile güç tüketimini düşürerek daha az soğutma sistemi ile daha küçük ve daha az maliyetli tasarımlar yapılabilmektedir.

2013 yılında yayınlanan bir makalede 1900-2100 MHz frekans bandında çalışabilen %80.1 güç eklemeli verime sahip bir F-sınıfı güç yükselteç tasarımı yapılmıştır. CGH40010F™ transistörü seçilmiştir ve 2 GHz merkez frekansında yük çekme analizi yapılarak merkez frekansın empedans değeri belirlenmiştir. Daha sonra ise, giriş-çıkış empedans uyumlandırma ve ikinci-üçüncü harmoniklerin kontrol devresi tasarlanmıştır. Simülasyon sonuçlarında merkez frekansında elde edilen güç ekleme verim %70'e yakın olmasına rağmen, ölçüm sonuçlarında %80.1 elde edilmiştir [1].

2013 yılında yayınlanan bir diğer makalede ise dördüncü harmoniğe kadar kontrol sağlayabilen bir harmonik devresi kurulmuştur. Çıkış uyumlandırma devresinde alçak geçiren filtre yapısının üstüne optimizasyon yöntemi ile bir algoritma kurularak temel frekans ve harmoniklerin empedansları ayarlanmıştır. 3.1 GHz'de yapılan güç yükselteç tasarımı iletim hatları ile tasarlanmıştır. Bu durum devrenin boyutlarını arttırmıştır. Tasarım sonucunda 10W çıkış gücü, %82 güç eklemeli verim ile elde edilmiştir [2].

2014 yılında yayınlanan bir makalede ise 2.6 GHz merkez frekansında %82 güç eklemeli verimle çalışan F-sınıfı güç yükselteç tasarımı yapılmıştır. Bu tasarımda diğerlerinden farklı olarak girişte ve çıkışta harmonik devre yapısında karma iletim hattı (CRLH-TL)



kullanılmıştır. İki iletim hattı ve LC bir yapı ile oluşturulan iletim hattı, empedans değerlerini uygun bir şekilde ayarlar fakat devrenin boyutunu çok fazla attırmaktadır [3].

2015 yılında yayınlanan bir makalede 2.45-2.7 GHz gibi geniş bir frekans bandında %60'ın üstünde akaç verimliliği sağlayan bir tasarım yapılmıştır. Çıkış devresi harmonik ve temel frekans uyumlandırma devresinden oluşmaktadır. En yüksek akaç verimini %74.37 akaç verimliliği ile 2.6 GHz frekansında sağlamaktadır. Ayrı bir temel frekans uyumlandırma devresi devrenin boyunu arttırmaktadır [4].

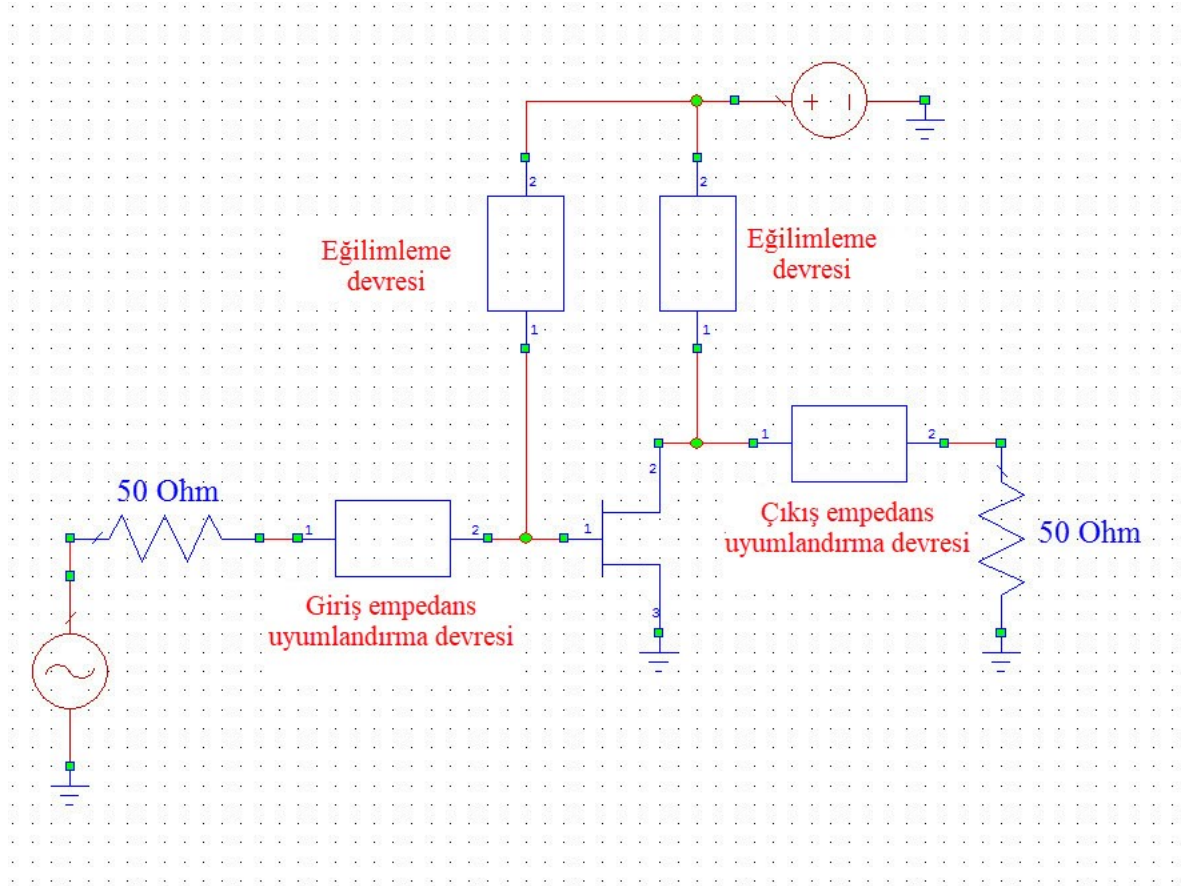
Bu tez çalışmasında ülkemizde yeni bir sistem olan 4.5G haberleşme frekansında kullanabilecek yüksek verimli F-sınıfı güç yükselteç tasarım ve üretimi gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda tezin ikinci bölümünde tasarımda kullanılacak olan ve analizleri yapılacak olan parametreler anlatılmıştır. Aynı bölümde güç yükselteç tasarım topolojileri verilip, birbirleri arasındaki avantaj ve dezavantajlar gösterilmiştir.

Tezin üçüncü bölümünde ise F-sınıfı güç yükselteç tasarımının adımları sırası ile anlatılmıştır. Tasarıma seçilen transistörün simülasyon ortamında analizi ile başlanmıştır. Daha sonra çıkış devresinin içerdiği harmonik ve empedans uyumlandırma devresi gösterilip, buna bağlı olarak bundan sonraki uygulamalar için bir arayüz geliştirilmiştir. Sonraki adımda ise giriş empedans uyumlandırma devresi tasarlanmıştır. Mikroşerit hatlarla tasarım yapılması ve frekansın yüksek olması sebebiyle giriş empedans uyumlandırma ve çıkış devresi için elektromanyetik simülasyon yapılmıştır. Elektromanyetik simülasyon sonuçları ve transistörün tek bir ortamda simülasyonu gerçekleştirilerek tasarım tamamlanmıştır. Baskı devre kartı çizildikten sonra üretimi gerçekleştirilmiştir. Dizgisi yapılan baskı devre kartının ölçümleri alınmıştır ve simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

Son bölümde ise karşılaştırılan sonuçların yorumu yapılmış ve gelecekte yapılabilecek çalışmalar anlatılmıştır.

## 2. MİKRODALGA GÜÇ YÜKSELTEÇLERİ

Mikrodalga yükselteçler, modern haberleşme ve radar sistemlerinde sinyalin gücünü arttırmak için kullanılan doğrusal olmayan elemanlardır. Şekil 2.1’de görüldüğü üzere genel olarak mikrodalga yükselteç devresi; giriş-çıkış empedans uyumlandırma, eğilimleme devresi ve transistörden oluşmaktadır. Mikrodalga yükselteçler, bu sistemlerde gücü yükseltmek dışında sistemin özelliklerini taşıyan başka görevlerde üstlenmektedirler. Örneğin, düşük gürültülü yükselteç ile güç yükselteci farklı tasarım adımları ile tasarlanır. Bu sebeple tasarım aşamasında, transistör seçimi, yükselteç parametreleri ve topoloji çok önem arz etmektedir. Bu tez çalışmasında mikrodalga güç yükselteç tasarımı yapılacağından dolayı güç yükselteç tasarımındaki temel parametreler ve tasarım topolojileri bu bölümde anlatılacaktır.



Şekil 2.1. Genel mikrodalga yükselteç devre yapısı

### 2.1. Temel Güç Yükselteç Parametreleri

#### 2.1.1. Doğrusallık

Modern güç yükselteç tasarımlarında, doğrusallık önemli parametrelerden biridir. Doğrusal olmayan güç yükselteçleri sinyali kuvvetlendirdiğinde, bu sinyalin komşu kanallara kaçma durumu oluşmaktadır. Bu durumda alıcı tarafında sinyal hatalı bir şekilde tespit

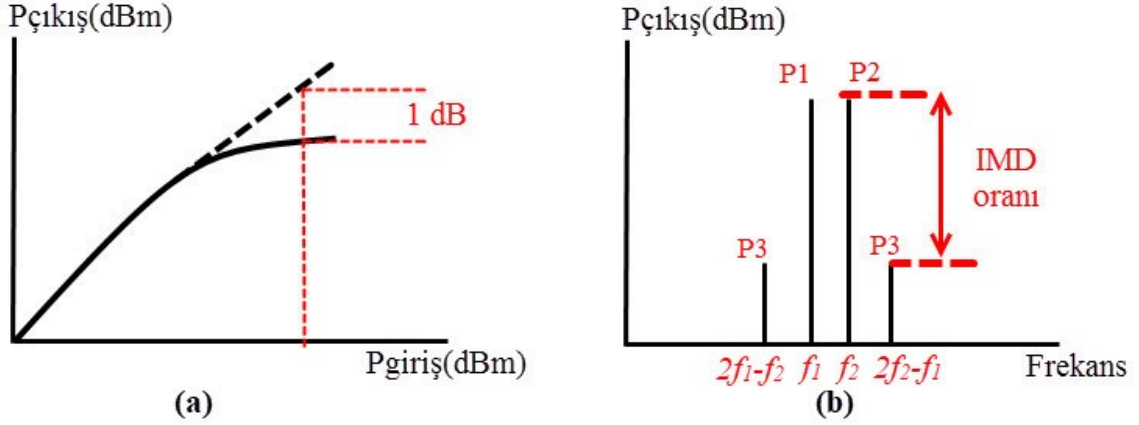
edilmektedir. Bir sinyal sadece sabit bir genlik içeriyorsa, bu sinyal için doğrusal güç yükselteci gerekmez fakat hem genlik hem de evre kiplenimi içerdiği durumlarda doğrusal güç yükselteci gerekmektedir. Örneğin; CW (Sürekli Dalga), FM (Frekans Kiplenimi), klasik FSK (Frekans Kaydırmalı Anahtarlama) ve GMSK (Gauss Minimum Kaydırmalı Anahtarlama) için doğrusal güç yükselteci gerekmezken; QAM (Karesel Genlik Kiplenimi), QPSK (Karesel Evre Kaydırmalı Anahtarlama), CDMA (Kod Paylaşımli Çoklu Erişim) ve OFDM (Dikey Frekans Bölmeli Çoğullama) gibi kiplenimli sinyaller için doğrusal güç yükselteci gerekmektedir [5].

Yükselteç tasarımında uygulanan sinyalin kiplenimli ya da kiplenimsiz olması durumuna göre doğrusal olup olmadığını anlamak için bazı test yöntemleri vardır. Eğer uygulanan sinyal kiplenimsiz tek ton ise P1dB ile test edilir. P1dB olarak belirtilen 1 dB bastırım noktası yükseltecin çıkışındaki RF gücün, uygulanan RF giriş gücünü doğrusal olarak takip etmeyerek 1 dB düştüğü yerdir [6]. Bu test ile yükseltecin hangi noktaya kadar doğrusal çalıştığı bulunur. Şekil 2.2 (a)'da giriş gücüne göre elde edilen çıkış gücü ve P1dB noktası gösterilmiştir. Diğer yöntem ise, tüm dünya tarafından kabul gören yükseltecin doğrusallığını gösteren iki ton testidir. Bu testte girişte uygulanan iki ton  $f_1$  ve  $f_2$  frekansına sahip ana sinyaller, yükseltecin çıkışında Eşitlik 2.1'de görüldüğü üzere sinyaller oluşturmaktadır. Girişte uygulanan  $f_1$  ve  $f_2$  frekansına sahip ana sinyallere çok yakın olması, bant içinde kalması ve bu yüzden filtrelenmemesi sebebiyle  $2f_2-f_1$  ve  $2f_1-f_2$  sinyalleri önemlidir. Doğrusallık açısından bu iki sinyalin mümkün olduğu kadar ana sinyallerden aşağıda olması beklenmektedir [7]. İki ton testi sonucunda yükseltecin çıkışında oluşan sinyallerin, girişte uygulanan ana sinyallere en yakın olduğu bölge Şekil 2.2 (b)'de gösterilmiştir. Buradan Eşitlik 2.2'de verildiği gibi yükseltecin doğrusallığını ifade eden  $OIP3$  (Çıkış Üçüncü Derece Kesişim Noktası), Şekil 2.2 (b)'de gösterildiği gibi ana sinyaller dışında yükseltecin oluşturduğu diğer sinyallerin, ana sinyallerden ne kadar aşağıda olduğunu gösteren IMD (Ara-Kiplenim Bozulması) oranı da hesaplanabilir.

$$f_{IMD} = mf_1 \pm nf_2, \quad m \text{ ve } n \text{ pozitif tam sayı} \quad (2.1)$$

$$OIP3 = P1(P2) + (P1(P2) - P3)/2 \quad (2.2)$$

Kiplenimli sistemlerde IMD sonucunda oluşan bozulmalar diğer kanallara güç kaçağı olarak etki etmektedir. Bu güç kaçakları spektral olarak yükselti yapmaktadır ve bunun ölçmek için ACPR (Komşu Kanal Güç Oranı) kullanılır.



Şekil 2.2. (a) Yükseltecin giriş gücü ve çıkış gücüne göre elde edilen P1dB grafiği (b) Yükseltece uygulanan iki ton testi çıkışında elde edilen güç-frekans grafiği

### 2.1.2. Kazanç ve Maksimum Çıkış Gücü

Yükselteç tasarımında kazanç ifadesi, çıkışta oluşan gücün ( $P_{\text{çıkış}}$ ) uygulanan giriş gücüne ( $P_{\text{giriş}}$ ) oranı ile elde edilmektedir. Eşitlik 2.3'te ifade edildiği gibi hesaplanır ve  $G$  ile gösterilip dB ile ifade edilir.

$$G_{dB} = 10 \log \frac{P_{\text{çıkış}}}{P_{\text{giriş}}} \quad (2.3)$$

Yükselteç tasarımlarında; giriş ve çıkış empedans uyumlandırması, girişteki ve çıkıştaki empedansların eşleniği olacak şekilde elde edildiğinden maksimum kazanç elde edilir fakat güç yükselteç tasarımları maksimum kazanç yerine maksimum çıkış gücüne ya da maksimum verime göre empedans uyumlandırma devrelerine sahiptir. Bunun sebebi ise verici zincirinde kullanılan güç yükselteçleri yüksek çıkış gücü gerektirdiğinden dolayı yükselteç doğrusal olmayan bölgede kullanılır ve bunun sonucunda o noktada kazanç doğrusal bölgelere göre daha düşüktür. Sonuç olarak doğrusal olmayan bölgedeki davranışı incelenip, uygun empedans değeri bulunmalıdır.

### 2.1.3. Verim

Verimlilik güç yükselteç tasarımında doğrusallık kadar önemli bir parametredir. Modern sistemlerde çıkışta elde edilen güç, doğrudan verici tarafında kullanılan güç yükselteci ile ilgilidir. Yüksek güçlü sistemlerde, sisteme sınırlı seviyede güç girdiğinde ya da soğutma sisteminin maliyeti, tüketilen gücün maliyeti ve ömrü düşünüldüğünde verim oldukça önemlidir [8]. Verim, toplayıcı/akaç verimi, güç eklemeli verim (PAE) ve toplam verimlilik olmak üzere üç şekilde ifade edilir. Verim,  $\eta$  ile gösterilir ve birimsizdir.

BJT transistör kullanımında toplayıcı, MOSFET kullanıldığında akaç verimlilik olarak adlandırılır. Verimlilik hesaplanırken temel frekansta çıkışta elde edilen RF gücün, sistemde kullanılan DC güce ( $P_{DC}$ ) oranlanması ile elde edilir. Eşitlik 2.4'te olduğu gibi hesaplanır.

$$\eta_{savak/kollektör} = \frac{P_{çıkış}}{P_{DC}} \quad (2.4)$$

Toplam verimlilik ise temel frekansta elde edilen RF gücün, sisteme giren DC ve RF gücün toplamına oranlanması ile elde edilir. Eşitlik 2.5'te olduğu gibi hesaplanır.

$$\eta_{toplam} = \frac{P_{çıkış}}{P_{DC} + P_{giriş}} \quad (2.5)$$

PAE ise girişte uygulanan RF gücün, temel frekansta elde edilen RF güçten çıkarılarak sistemdeki DC güce oranlanması ile elde edilir. Eşitlik 2.6'da olduğu gibi hesaplanır.

$$\eta_{PAE} = \frac{P_{çıkış} - P_{giriş}}{P_{DC}} \quad (2.6)$$

#### 2.1.4. Kararlılık

Kararlılık, yükselteç tasarımında doğrusallık ve verim kadar önemli bir parametredir. Kararlılık koşulunu sağlanmaması durumunda devre osilasyona uğrar. Osilasyon karakterine göre yükselteçte; istenmeyen sinyalin ana sinyalin içine girmesi, gürültü tabanını yükseltmesi, sahte kiplenimli sinyalin oluşması ve aktif cihazın aşırı yüklenmesiyle zarar görmesi gibi olumsuz etkilere yol açabilir. Osilasyona sebep olabilecek temel parametreler; tek bir frekans noktası veya çok geniş bir frekans bandı, eğilimleme devresi, devreye sürülen giriş sinyalin seviyesi ve kazancı, yük empedansı ve sıcaklık gösterilebilir. Kararlı bir tasarım için kazanç ya da verimlilikten ödün vermek gerekebilir [8].

RF güç yükselteçlerinde bu parametrelerden kaynaklanabilecek osilasyonu önlemenin teknikleri vardır. Bunlar;

- Eğilimleme devrelerinden kaynaklanan osilasyon genellikle HF-VHF frekans bandında olmak üzere düşük frekanslarda gözlemlenmektedir. DC kaynaktan gelebilecek bu frekansların eğilimleme devresindeki yüksek değerli dekaplaj kapasitörler ile süzülmesi gerekmektedir [9]. Seramik kapasitörler, düşük direnç ve

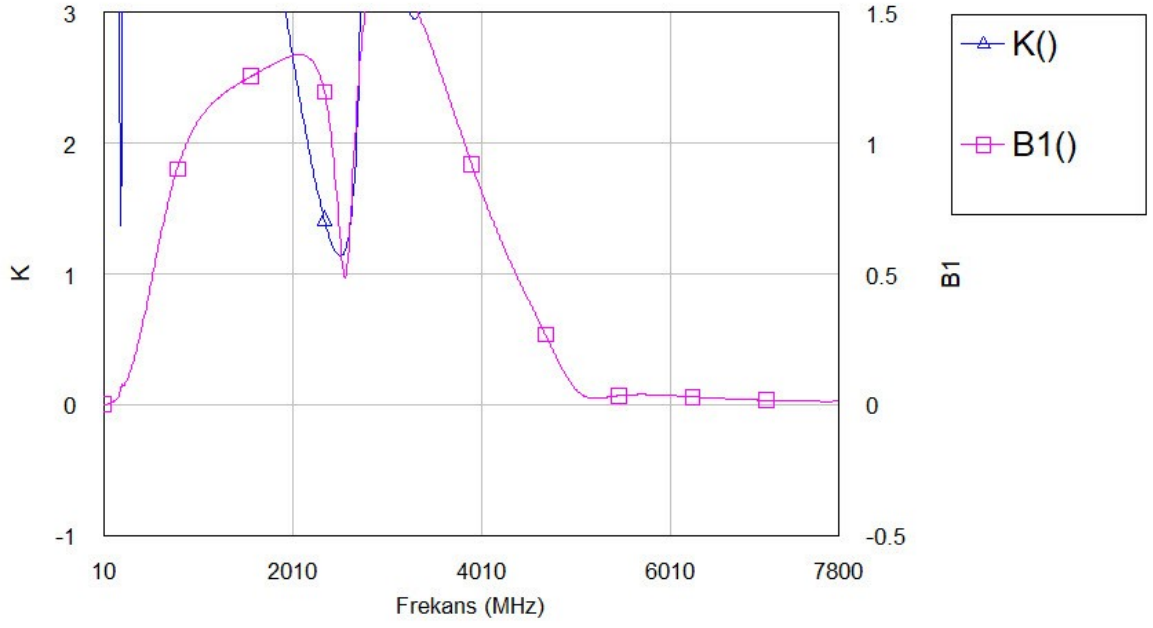
indüktör değerine sahip olması ve 10 MHz'in üstünü süzebildiği için tercih edilmelidirler.

- Tasarımın başka frekanslarında osilasyonunu engellemek için yükseltecin giriş ve çıkış empedans uyumlandırma devresi, tasarımın frekans bandında kazancı yüksek, bant dışında özellikle düşük frekanslarda kazancı düşük olmalıdır.
- Tasarımda osilasyonun ortaya çıkmasında en öne çıkan sebeplerden biri sıcaklık olmakla birlikte burada da osilasyonu engellemek için çeşitli yöntemler vardır. Sıcaklık ile devrenin gerilimi ve akımı zamanla değişmektedir. Bu sebeple devre ayarlandığı eğilimleme noktasından uzaklaştığında farklı bir noktada çalışır. Bu noktada osilasyon meydana gelebilir. Bunu engellemek için devre çok iyi bir soğutma sistemine sahip olmalıdır. Bir diğer öneri ise anahtarlama yükselteç tasarım topolojisi (F-sınıfı veya E-sınıfı gibi) kullanarak tüketilen gücü düşürüp daha az ısınmasını sağlamaktır [8].

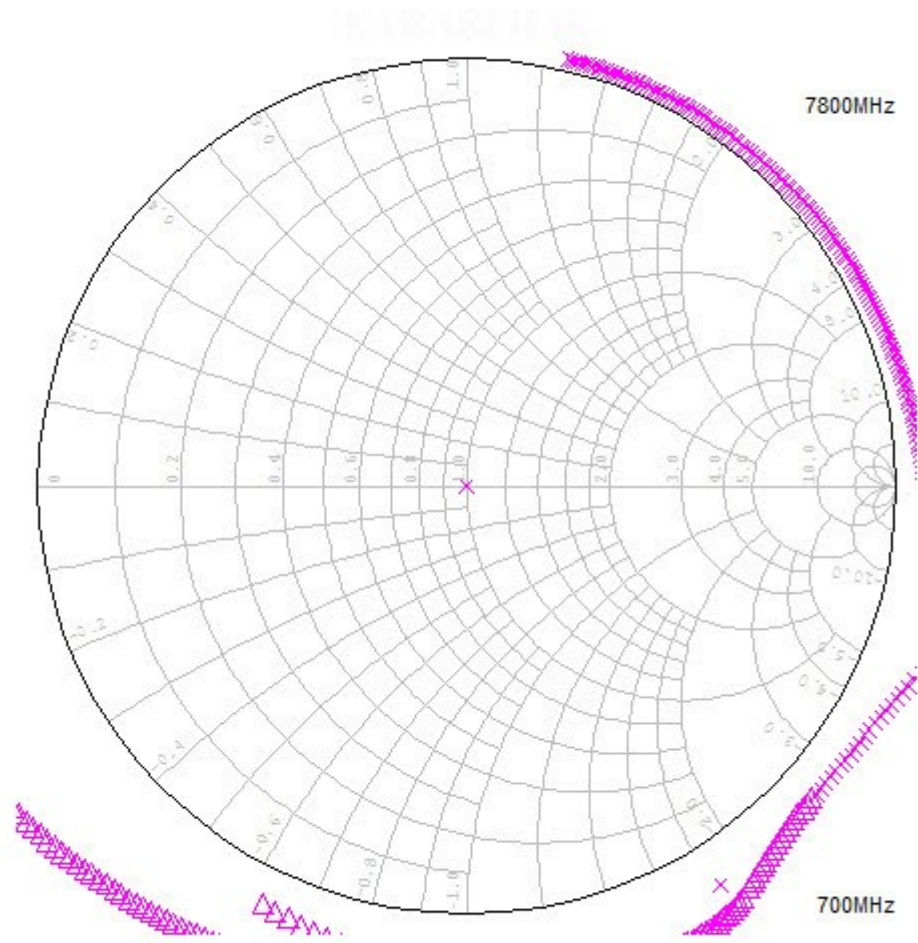
Güç yükselteç tasarımlarında kararlılık analizi, küçük sinyal ölçümü ya da simülasyon sonucunda elde edilen S-parametresi ile K-faktör ve B1 analizi ile yapılmaktadır. Güç yükselteç devresinin çok geniş frekans bandındaki S-parametre ölçüm sonucuna göre hesaplanan K değeri 1'den, B1 ise 0'dan büyükse devre koşulsuz kararlıdır. Kararlılık analizi Smith abağı üzerinde giriş ve çıkış için ayrı ayrı yapılabilmektedir. Burada aranan koşul ise bütün frekans noktalarının Smith abağının dışında kalmasıdır. Eşitlik 2.7'de K değerinin, Eşitlik 2.8'da ise B1 değerinin hesaplama formülü verilmiştir. Şekil 2.3'te tez aşamasında kullanılan devrenin tasarım aşamasında iken kullanılan K faktör ve B1 analizinin grafiği ve Şekil 2.4'te Smith abağı üzerinde çıkış portunun her bir frekans için kararlılık çemberleri çizdirilmiştir.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (2.7)$$

$$B1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 \quad (2.8)$$



Şekil 2.3. Güç yükselteç tasarımında K ve B1 değeri analizi



Şekil 2.4. Güç yükselteç devresinde çıkış portunda kararlılık çemberleri

### 2.1.5. S-Parametreleri

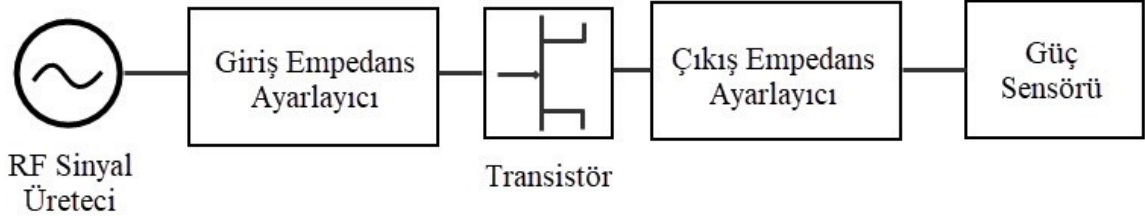
S-parametreleri portlara uygulanan giden ve yansıyan dalgaların oranı ile hesaplanır. Kapılardaki empedans farklılıklarından oluşmaktadır. İki kapılı yükselteç devresi düşünüldüğünde, giriş kapısında giden dalga ile gelen dalganın gerilimlerinin oluşturduğu orana giriş geriye dönüş kaybı denir ve  $S_{11}$  ifade edilir. İkinci kapıda elde edilen dalga gerilimini birinci kapıdan gönderilen dalga gerilimine oranlanması ile kazanç elde edilir ve  $S_{21}$  gösterilir, tam tersi bir oranda ise izolasyon elde edilir ve  $S_{12}$  ile gösterilir. Birinci kapıda olduğu gibi, ikinci kapıda giden ve gelen dalga gerilimlerinin oranı çıkış geriye dönüş kaybını verir ve  $S_{22}$  ile ifade edilir. Gönderilen dalganın geriye dönüş kaybının düşük olması gerekmektedir ve bu sebeple giriş-çıkış empedans uyumlandırma devreleri ile karakteristik empedansa yaklaşılr ve yüksek kazanç elde edilir. Bu durum küçük sinyal durumunda geçerli olup, devre doğrusal bölgede sürülmektedir. Güç yükselteç tasarımları büyük sinyal olarak çalışmasından ötürü çok daha kompleks şekilde ifade edilir.

### 2.1.6. Yük Çekme Analizi

Önceki bölümlerde bahsedildiği gibi güç yükselteçlerinin tasarımı, doğrusal olmayan bölgede yapıldığı için diğer tasarımlardan farklıdır. Transistörün uygun devre yapısı ile simülasyon ortamında ya da laboratuvar ortamında büyük sinyal ölçümleri yapılır. Bu ölçümler ile Smith abağı üzerinde verim, kazanç, çıkış gücü, harmonik empedansları ve bozukluk ölçümleri de yapılabilir [5]. Fakat yük çekme analizi popüler olarak yüksek verim ve yüksek güç için uygun empedansın ayarlanması için kullanılır.

Analizin olması için transistörün DC olarak eğilimleme noktasında çalıştırılması gerekmektedir ve bu sebeple “bias-tee” elemanı (kayıpsız ideal çok yüksek değerde indüktör ve DC blok kapasitör içeren eleman) ya da indüktör ve DC blok kapasitörleri koyulmalıdır. Bu aşamadan sonra devrenin giriş ve çıkışına empedansı ayarlamak için ayarlayıcı koyulmalıdır. Burada önemli olan nokta ise analizde birçok parametre olup, herhangi biri değiştiğinde sonuç değişeceğinden dolayı giriş gücü, DC eğilimleme noktası ve giriş empedansı ayarlayıcı ile sabitlenip, çıkıştaki empedans ayarlayıcının etkisi gözlemlenir. Girişteki empedans ayarlayıcı, verilen güçte geriye yansıma olmaması için doğru noktaya ayarlanmalıdır. Giriş ayarlandıktan sonra çıkışta maksimum güç veya verim için çıkıştaki empedans ayarlayıcı değiştirilerek Smith abağı üzerine konturlar çizilir. Bu konturlarda tasarımda istenen verim veya güç için uygun çıkış empedans değeri belli olur. Çıkış empedans devresi bu noktadaki empedansa göre tasarlanır.





Şekil 2.5. Yük çekme analizi blok diyagramı

Şekil 2.5’deki blok diyagramından görüldüğü üzere yük çekme analizinde laboratuvar ortamında; DC güç kaynağı, giriş-çıkış empedans ayarlayıcı ve güç sensörü ile ölçüm ortamı hazırlanmaktadır. Buradaki önemli olan nokta empedans ayarlayıcının hassas bir şekilde ayarlanmasıdır. Bu sebeple elektronik ayarlayıcı, mekanik ayarlayıcıya göre daha avantajlıdır. Smith abağındaki konturlar gürültü ya da kazanç gibi çemberler şeklinde değildir. Bu şekiller yumurta, patates gibi şekillere benzetilebilir, fakat kesinlikle bir futbol topu ya da portakal şeklinde değildir. Kontur sınırlarında ilgili güç çıkışını veya verimi garanti eder [10]. Simülasyon ortamında ise, tasarımda kullanılacak transistörün büyük sinyal modeli firma tarafından oluşturulur. Empedans ayarlayıcı ve “bias tee” koyulup yük çekme analizi yapılır ve Smith abağı üzerine simülasyon ortamında konturlar çizilir. Yük çekme analizinin simülasyon ortamında olması ile analizi yapmak kolaylaşmıştır fakat transistörün bacaklarının endüktif ve kapasitif etkileri doğru bir şekilde simülasyon ortamına aktarılmalıdır. Transistörün bacaklarının kapasitif ve endüktif etkileri aktarılmazsa, empedans devresi yanlış değere ayarlanabilir. Bu durumda istenen verim ya da çıkış gücü elde edilemez.

### 2.1.7. DC Eğilimleme

RF güç yükselteçlerinin eğilimleme noktasını belirleyip o noktada çalıştırmak oldukça önemli bir tasarım adımıdır. Bu nokta belirlenip; tasarım bunun üzerine yapıldıktan sonra kazanç, verimlilik, çıkış gücü, kararlılık gibi parametreler bu noktada elde edilir. Bu devrede sıcaklık değişimleri olduğunda akım kapı/tabana geriliminde değişim olabileceğinden dolayı akaç/toplayıcı tarafında akan akımın değeri değişebilir. Bunun sonucunda ilgili sonuçlarda değişiklik olabilir, bunların en kötüsü ise kararlılık durumunun osilasyon durumuna geçmesi olur. MOSFET transistörlerde sıcaklık ile eşik gerilimi arasında ilişki Eşitlik 2.9’da gösterilmiştir. Ayarlanabilir direnç ile sıcaklığa karşı akım değişimi tolere edilebilir [11]. BJT’de ise aynı oran Eşitlik 2.10’da verilmiştir [6].

$$\frac{\Delta V_{th}}{\Delta T} \cong 2 \text{ mV}/^\circ\text{C} \quad (2.9)$$

$$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \cong 2.5 \text{ mV}/^\circ\text{C} \quad (2.10)$$

RF güç yükselteçleri genellikle doğrusal çalışan A-sınıfı ya da AB-sınıfı yükselteçlerin çalışma noktasında sürülmektedir [8]. Eğilimleme devresi genel olarak tek bir DC güç kaynağından beslenerek indüktör üzerinden transistörün akaç/toplayıcı bacağına gelir. Kapı/tabana ise indüktöre gelen gerilim DC güç kaynağından direnç bölücü ile ayarlanır ya da ayrı bir güç kaynağı ile beslenerek eğilimleme noktasına ayarlanır. Burada kullanılan indüktörler RFC (RF şok) olarak kullanılırlar ve DC'yi geçiren ama RF'i geçirmeyen elemandır. DC eğilimleme noktası, tasarım topolojilerine göre farklılık göstermektedir. Transistörün akım-gerilim karakteristiğine göre yapılan sınıflandırmalarda farklı Q noktaları vardır. Bu noktalara göre, farklı topolojilerde verimlilik ve doğrusallık arasında zıtlık vardır. Bu sebeple eğilimleme noktası tasarımın önemli parametresi olmaktadır.

### 2.1.8. Yarı İletkenler

Yüksek güç ve yüksek frekans bantları gibi ihtiyaçlar sonucunda; güç yükselteç tasarımlarında çeşitli yarı iletken teknolojisi ile üretilmiş transistörler kullanılmaktadır. Si, GaAs, SiC, GaN gibi yarı iletken teknoloji ile üretilmiş transistörler en çok tercih edilen türlerdir. Birbirleri arasında farklılıklar vardır ve bu sebeple tasarımı etkilemektedir. Çizelge 2.1'de birbirleri arasında ilgili parametrelerin karşılaştırılması verilmiştir.

Çizelge 2.1. Si, GaAs, SiC, GaN parametrik karşılaştırılması [12-13]

	Si	GaAs	SiC(4H)	GaN
Bant genişliği (eV)	1.12	1.4	3.2	3.4
Bozulma alanı kuvveti (MV/cm)	0.3	0.4	2.2	2
Hareketlilik (cm <sup>2</sup> /V.s)	1300	5000	260	1500
Dielektrik sabiti	11.9	12.5	10	9.5
Isıl iletkenlik (W/cm-K)	1.3	0.4	4	1.5
T <sub>maksimum</sub> (°C)	300	300	600	700

Periyodik tabloda 3A ve 5A grubu elementlerin kovalent bağ ile oluşturduğu yarı iletkenlerin silikona göre daha fazla elektron hareketliliği olduğundan dolayı yüksek frekanslarda çok kullanışlıdır [14]. GaAs ve GaN bunlara örnektir ve güç yükselteç tasarımlarında tercih edilir. GaAs yüksek gerilim, akım ve sıcaklık olarak yeterli düzeyde olmadığı için çok yüksek güç gerektiren tasarımlarda tercih edilmez.

Çizelge 2.1'e göre GaN yüksek bozulma alanı kuvveti, bant genişliği, ısı iletkenlik ve maksimum sıcaklık açısından oldukça iyi değerlere sahip olduğundan dolayı güç yükselteç tasarımlarında yüksek gerilim, akım, güç ve frekans ile çalışmasını sağlar. Bu sebeple D-sınıfı, E-sınıfı, F-sınıfı gibi yüksek verim amaçlayan tasarımlarda tercih edilir.

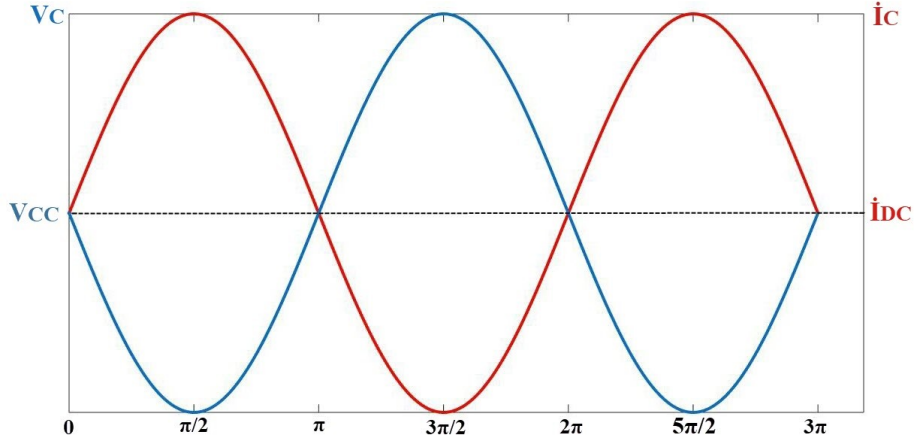
## **2.2. Mikrodalga Güç Yükselteç Tasarım Topolojileri**

Önceki bölümde temel parametrelerde gösterilen doğrusallık ve verimlilik arasında ters orantı vardır. Bunların sonucunda bu ikisinden birini çok daha iyi hale getirerek güç yükselteç tasarımını daha kullanışlı hale getirmek için tasarım topolojileri üretilmiştir. Bu bölümde topolojilerin yapıları, avantajları ve dezavantajları anlatılacaktır. A, B, AB sınıfı tasarım topolojileri gerilim kontrollü akım kaynağı olarak doğrusal bölgede çalışan yükselteçlerdir. C, D, E ve F sınıfları ise doğrusal olmayan bölgede çalışır. C gerilim kontrollü akım kaynağı gibi çalışırken, D, E ve F anahtarlamalı olarak çalışırlar.

### **2.2.1. A-Sınıfı Topoloji**

A-sınıfı güç yükselteç tasarımlarında eğilimleme devresi akaç/toplayıcı akımını transistörün her zaman aktif olduğu bölgede sürmesini sağlar. Bu sayede transistör her zaman aktif olduğundan girişten uygulanan sinyali tam çevrim ile iletir, böylelikle iletim açısı  $360^\circ$ 'dir.  $I_{maksimum}/2$  ile sürülür ve ideal durumda maksimum akaç verimi %50'dir. AM, QPSK, QAM ve OFDM gibi doğrusal çalışan sistemler için A-sınıfı tasarım önemlidir. A-sınıfı güç yükselteç tasarımlarında doğrusallık ön planda olduğundan dolayı düşük güç çıkışı vermektedir. Şekil 2.6'da A-sınıfı güç yükselteç tasarımının akım ve gerilim dalga biçimleri verilmiştir.

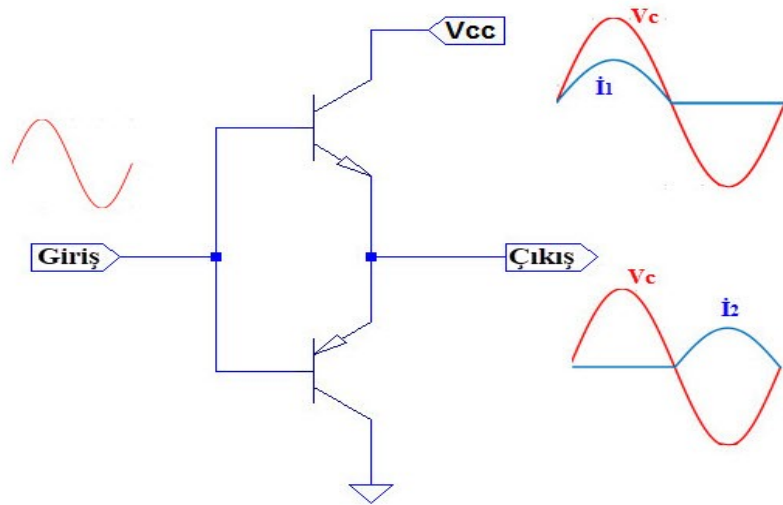
A-sınıfı güç yükselteçleri genel olarak özellikleri küçük sinyal yükselteç ile benzerdir. Yüksek frekans dahil olmak üzere 20-30 dB kazanç sağlayabilirler ve genellikle yüksek güç sağlayan güç yükselteci için doğrusal olarak sürücü güç yükselteci olarak tercih edilir. BJT'lerde doyum direncinin önemi yok, fakat MOSFET'lerde önemi vardır. Doyum direnci çıkış gücünü ve akaç verimliliğini düşürmektedir.



Şekil 2.6. A-sınıfı yükselteç tasarımı akım-gerilim dalga biçimi

### 2.2.2. B-Sınıfı Topoloji

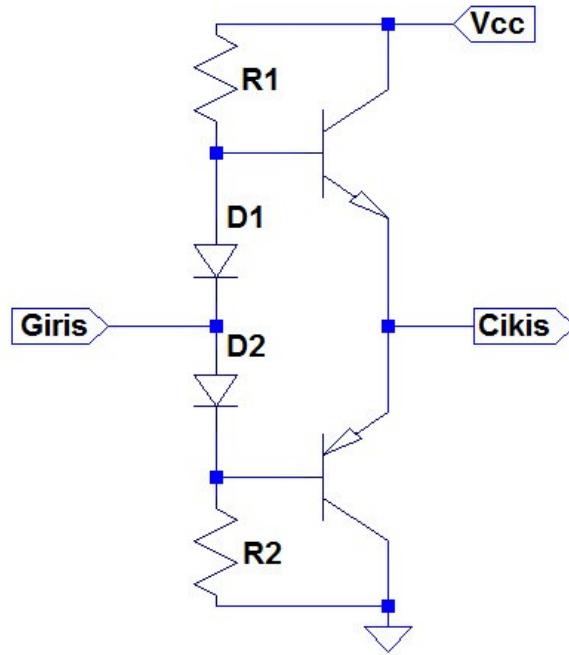
B-sınıfı güç yükselteç tasarımlarını eğilimleme devresi A-sınıfı güç yükselteç devresi ile benzer yapıdadır. A-sınıfı güç yükselteçten farkı ise eğilimleme edildiği noktadır. Bu noktada eşik gerilimi ile sürülmektedir. Genel olarak B-sınıfı güç yükselteç tasarımları itme-çekme ile tasarlanır. İtme-çekme tasarımında iki transistör bulunmakla birlikte bunlar aynı anda çalışmamaktadır. Bu yapı NPN/PNP ya da NMOS/PMOS şeklinde kurulmaktadır. Girişe gelen RF sinüs dalgasının pozitif çevrimi birinden, negatif çevrimi ise diğerinden iletilmektedir. Böylelikle sadece bir tanesinin iletim açısı  $180^\circ$  olmaktadır. Şekil 2.7’de devrenin genel yapısı, gerilim ve akım dalga biçimleri gösterilmiştir. B-sınıfı güç yükselteç tasarımlarının ideal olarak akaç/toplayıcı verimi %78.5’tur. B-sınıfı güç yükselteç tasarımı A-sınıfı güç yükselteç tasarımına göre daha verimli olmasına rağmen daha az doğrusaldır. Girişte uygulanan RF sinyal, güç yükselteçten bir miktar bozularak çıkar.



Şekil 2.7. B-sınıfı güç yükselteç genel devre yapısı, akım ve gerilim dalga biçimleri

### 2.2.3. AB-Sınıfı Topoloji

AB sınıfı güç yükselteç devresi eğilimleme devresiyle A-sınıfı ile B-sınıfı arasında bir noktada sürülmektedir. Genel devre yapısı B-sınıfı tasarıma benzemekle birlikte, sürüldüğü eğilimleme noktası sayesinde iletim açısı  $180^\circ - 360^\circ$  derece arasında değişmektedir. İdeal AB sınıfı güç yükselteç tasarımı ile verimlilik %50 ile %78.5 arası değişmektedir. Doğrusallık ise A sınıfından kötü, B-sınıfı güç yükselteç tasarımdan daha iyidir. Şekil 2.8’de örnek bir AB-sınıfı güç yükselteç tasarımı gösterilmektedir.  $180^\circ$  ile  $360^\circ$  arasında iletim yapabilmesi için transistör açık olmalıdır. Bu durumu kapanma zamanında diyotun etkisi ile açık kalan transistör ile yapmaktadır.



Şekil 2.8. AB-sınıfı güç yükselteç genel devre yapısı

### 2.2.4. C-Sınıfı Topoloji

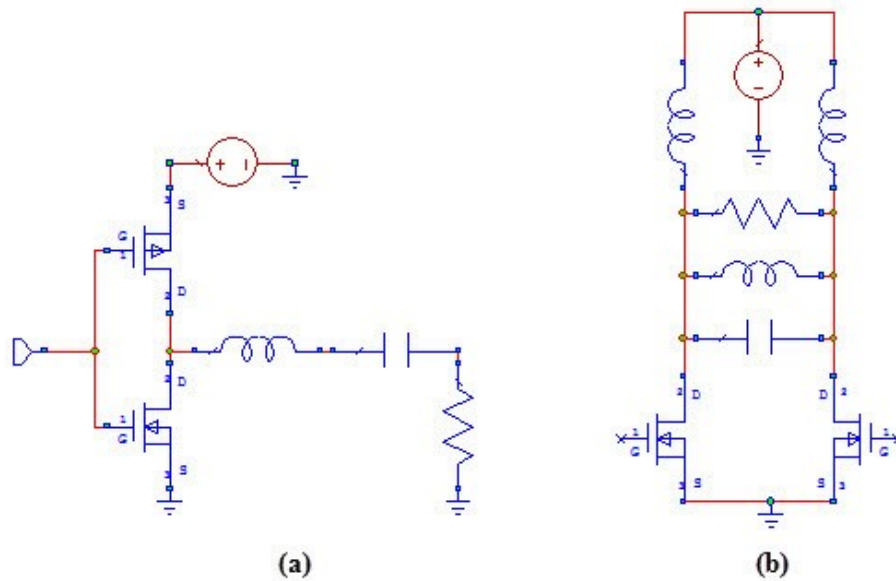
Klasik C-sınıfı güç yükselteç tasarımında transistörün kapısı eşik değerinin altında sürülür. Transistör kesim noktasında çalışır ve bu durumda iletim açısı  $180^\circ$ 'nin altında kalmaktadır. Bunun sonucunda güç yükseltecinin doğrusallığı çok kötüleşirken, verimi artar. Klasik C-sınıfı güç yükselteç tasarımlarında iletim açısı düştükçe verim artar fakat bu durumda çıkış gücü düşmeye başlar. İdeal olarak  $150^\circ$  iletim açısı ile tasarlanan klasik C-sınıfı güç yükselteç tasarımının akaç verimliliği %85'dir. C-sınıfı güç yükselteç tasarımının en büyük problemi giriş geriliminde büyük negatif salınımların olması ve bu salınımların toplayıcı/akaç çıkış gerilimi ile örtüşmesidir. Bu örtüşmenin sonucu transistörün ters

kırılım ile RF sinyalinde bir miktar kaçak akım oluşturarak verimi kötü etkiler. Bu sebeple klasik C-sınıfı güç yükselteç tasarımının RF ve mikrodalga frekanslarda tercih edilmez [9].

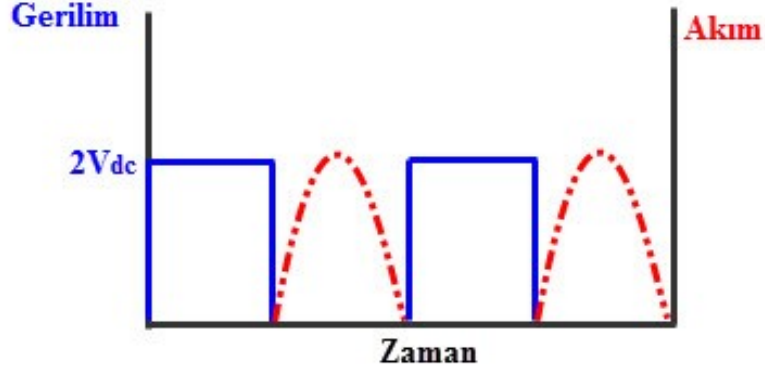
### 2.2.5. D-Sınıfı Topoloji

1959 yılında Baxandall tarafından tanıştırılan D-sınıfı güç yükselteç tasarımı aynı zamanda DC-AC çevirici olarak da adlandırılır [15]. İki ya da daha fazla transistörden oluşarak anahtar gibi davranarak çalışmaktadır. İki tasarım sınıfına sahiptir; bunlar gerilim anahtarlama ve akım anahtarlama olarak adlandırılır. D-sınıfı gerilim anahtarlama güç yükselteci DC gerilim kaynağı ile beslenir. Kayıpsız bir seri rezonans devresi ile tam bir sinüs dalgası olan akım, anahtarlanarak yarım sinüs dalgası şekline alır. Gerilim dalgası ise kare dalga olarak anahtarlanır. D-sınıfı akım anahtarlama devrede ise paralel rezonans devresi ile gerilim yarım sinüs dalga şeklinde, akım ise kare dalga biçiminde anahtarlanır [16]. Şekil 2.9'da akım ve gerilim anahtarlama devreleri gösterilmiştir.

İdeal olarak D-sınıfı güç yükseltecinin akaç verimi, akım ve gerilim dalgaları iç içe geçmediğinden dolayı %100'dür. Transistörün parazitik etkileri ve bacaklarının endüktif etkileri her bir çevrimde kayıp getireceğinden dolayı verim %100 olamaz. Akım ve gerilim dalgaları iç içe gireceğinden güç tüketimi artar dolayısıyla verim düşer. Akım ya da gerilim anahtarlama durumunda anahtarlama direnci, kapasitif ve endüktif etkiler her zaman olacağından dolayı D-sınıfı güç yükselteç tasarımı gerçekleştirmek zordur. İdeal olarak akım gerilim dalga biçimi Şekil 2.10'da verilmiştir.



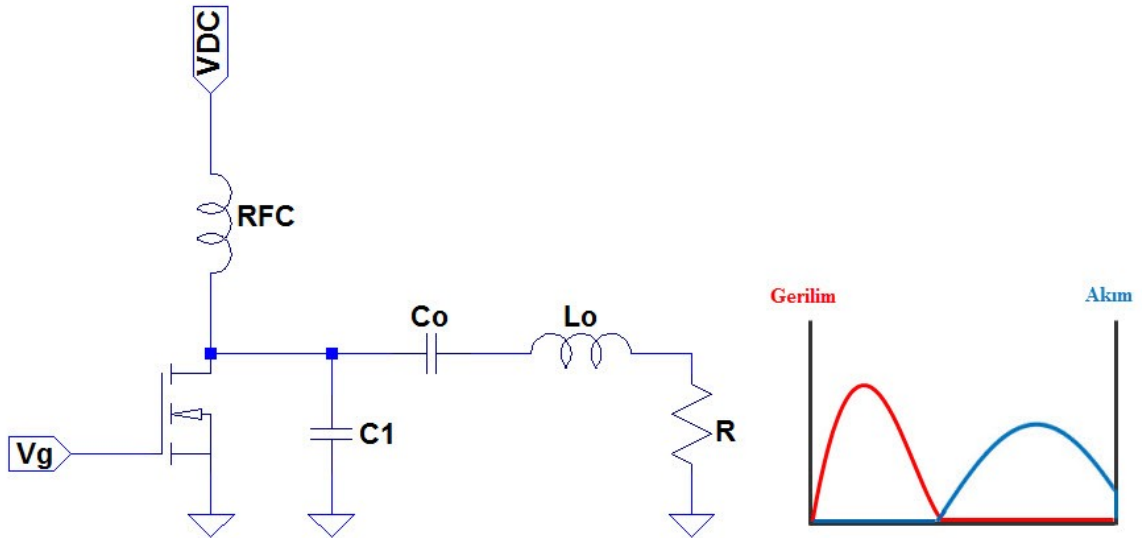
Şekil 2.9. (a) Gerilim anahtarlama (b) Akım Anahtarlama D-sınıfı güç yükselteci



Şekil 2.10. İdeal D-sınıfı güç yükselteci akım-gerilim dalga biçimleri

### 2.2.6. E-Sınıfı Topoloji

1975 yılında Sokal tarafından tanıtılan E-sınıfı güç yükselteç tasarımının harmonik rezonatör yapısıyla; verimlilik ve iletim açısı arasında ilişki iyileştirildi [17]. Bu yapıda tek bir transistör anahtar görevi görmektedir. Anahtar açık durumda iken toplayıcı/akaç gerilimi sıfıra, kapalı durumda iken akım/akaç akımını sıfıra gitmektedir. İdeal olarak tasarımı yapıldığında akım ve gerilim dalga biçimleri iç içe girmemektedir ve bunun sonucu verim %100 olmaktadır. Şekil 2.11’de E-sınıfı güç yükselteç devresinin genel yapısı ve akım – gerilim dalga biçimi verilmiştir. Devrede çıkışta kullanılan  $C_o$  kapasitörü frekansa bağlı olduğundan dolayı akım-gerilim dalga biçimini etkilemektedir. Bunun sonucunda gerilim ve akım dalgalarının iç içe gireceğinden verim düşmektedir. Bu yüzden E-sınıfı güç yükselteç tasarımında çok yüksek frekanslarda tasarım zorlaşmaktadır.



Şekil 2.11. İdeal E-sınıfı güç yükselteci a) genel devre yapısı b) akım-gerilim dalga biçimi

### 2.2.7. F-Sınıfı Topoloji

E-sınıfı ve F-sınıfı güç yükselteç tasarımları birbirine benzer şekilde çalışır. E-sınıfı güç yükselteç tasarımında kullanılan çıkış kapasitörü tasarımda etkili olduğundan yüksek frekanslarda bu durum dezavantaj oluşturmaktadır. F-sınıfı güç yükselteç tasarımı transistörün çıkışındaki gerilim ve akım dalgalarına şekil vererek maksimum verim elde etmek için kullanılır. Çıkışında kullanılan harmonik devresi ile temel frekansın harmoniklerini kontrol ederek akaç/toplayıcı akım ve gerilim dalgalarını ideal durumda kare dalga ve yarım sinüs dalga şekline getirerek, dalgaların birbiri içine girmesini en aza indirirken güç tüketimini düşürmektedir [18]. Böylelikle bütün harmonikler kontrol edildiğinde teorik olarak verimi %100 olur.

F-sınıfı güç yükselteç tasarımında harmonik devresinin görevi temel frekansın harmoniklerinin sahip olduğu empedans değerini açık ya da kısa devre olmasını sağlamaktır. İdeal F-sınıfı güç yükselteç tasarımında gerilim tam bir kare dalga, akım ise yarım sinüs dalgası olmaktadır. Her ikisi arasında idealde 180° evre farkı vardır [19]. İdeal ters F-sınıfı tasarımda ise gerilim yarım sinüs dalgası, akım ise tam bir kare dalga şekli almaktadır. Tasarımsal olarak farkları vardır ve farklı verimleri sahip olabilmektedir. Eşitlik 2.11'de ideal F-sınıfı, Eşitlik 2.12'de ise ideal ters F-sınıfı güç yükselteç tasarımında tek ve çift harmoniklerin sahip olması gereken empedans değerleri gösterilmektedir.

$$Z(2n\omega_0) = 0 \quad (2.11)$$

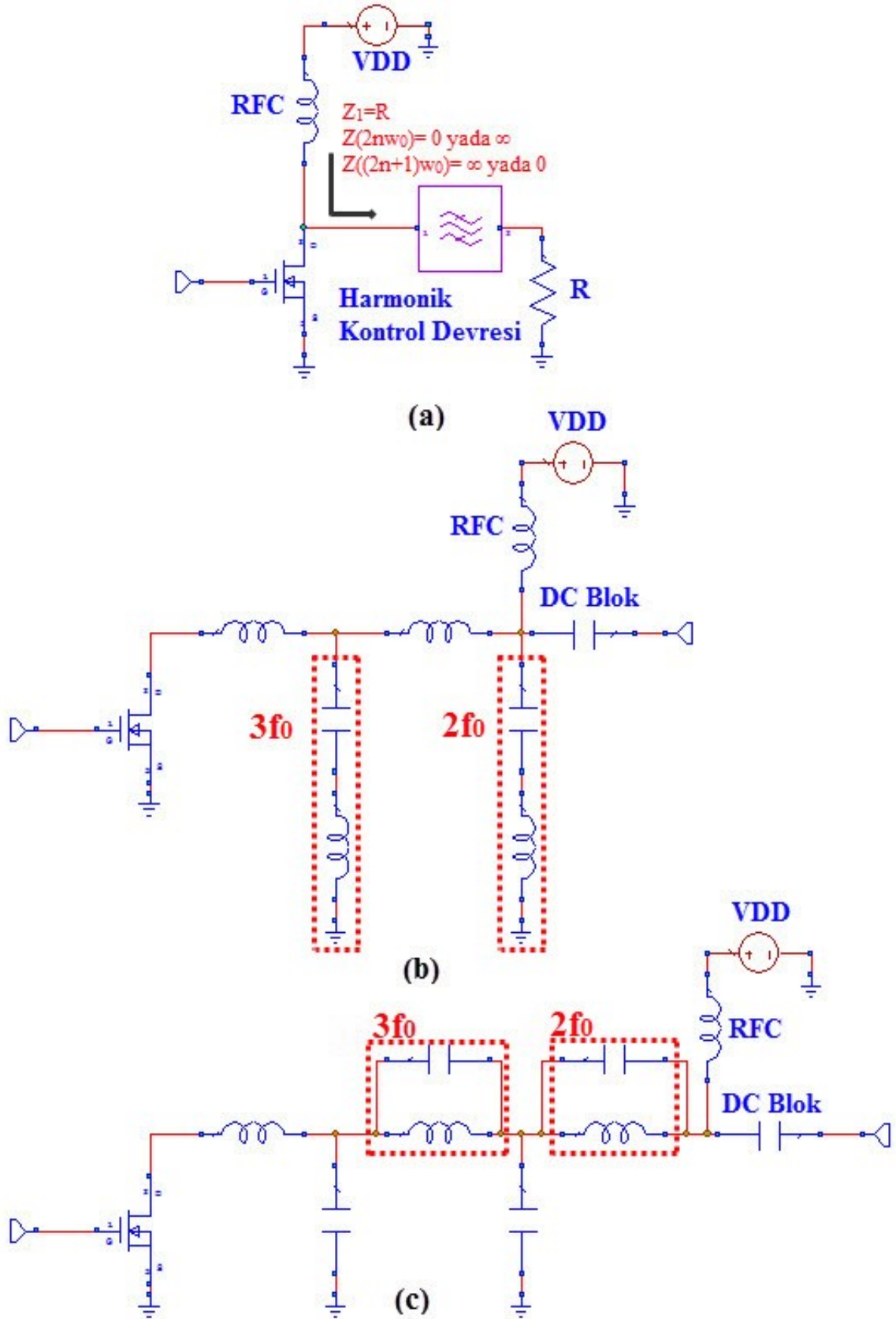
$$Z((2n + 1)\omega_0) = \infty \quad n=1, 2, 3, \dots$$

$$Z(2n\omega_0) = \infty \quad (2.12)$$

$$Z((2n + 1)\omega_0) = 0 \quad n=1, 2, 3, \dots$$

İdeal F-sınıfı ve ters F-sınıfı güç yükselteç tasarımının genel yapısı, ikinci ve üçüncü harmonikler için eş değer devresi Şekil 2.12'de gösterilmiştir. F-sınıfı güç yükseltecinin en büyük dezavantajı; çok yüksek verim elde etmek için bütün harmoniklerin kontrol edilmesinin gerekmesi, bu durumun da devrenin karmaşıklığını ve boyutunu arttırmasıdır. F-sınıfı güç yükselteç tasarımlarında ilk iki harmoniğin etkisi diğerlerinden daha fazla olduğundan dolayı gereksiz devre karmaşıklığından kurtulmak için ikinci ve üçüncü harmoniklere göre harmonik devre tasarımı yapılır [1].





Şekil 2.12. a) F-sınıfı güç yükselteç genel devre yapısı b)  $F_{2,3}$  –sınıfı güç yükselteci c) Ters  $F_{2,3}$  – güç yükselteç tasarımı

### 2.2.7.1. Matematiksel Analiz

F-sınıfı güç yükselteç tasarımında gerilim ve akımın Fourier açılımı Eşitlik 2.13'te gösterilmiştir.

$$\frac{i(\omega t)}{I_0} = 1 - \frac{\pi}{2} \sin \omega t - 2 \sum_{n=2,4,6..}^N \frac{\cos n\omega t}{n^2 - 1} \quad (2.13)$$

$$\frac{v(\omega t)}{V_0} = 1 + \frac{4}{\pi} \sin \omega t + \frac{4}{\pi} \sum_{n=3,5,7...}^N \frac{\sin n\omega t}{n}$$

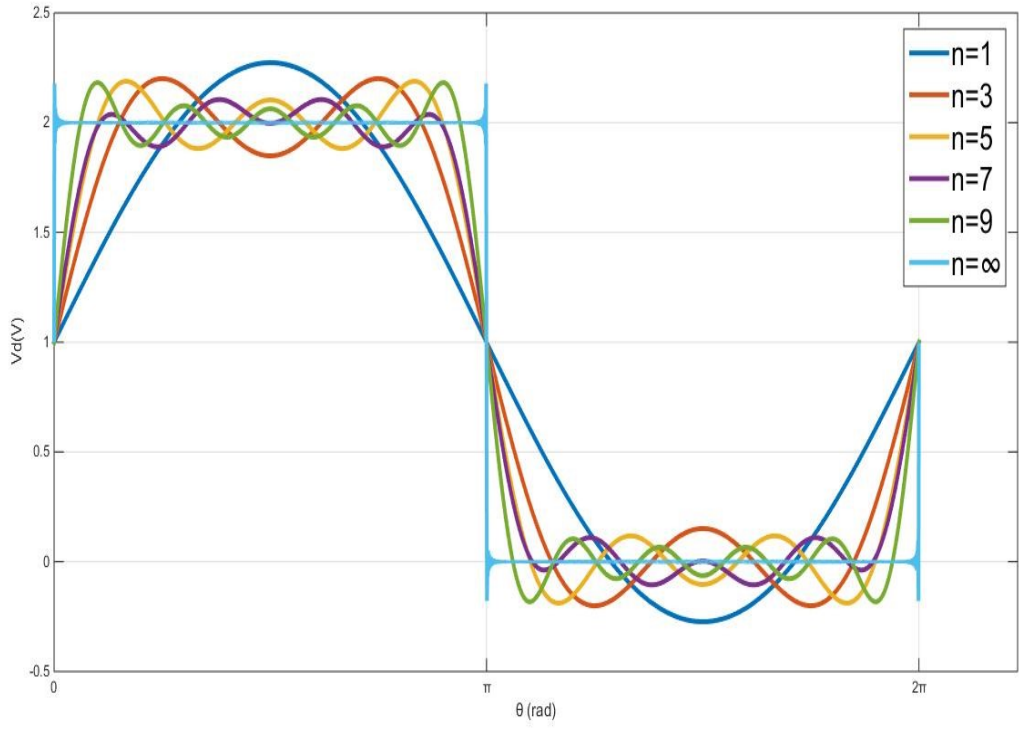
Ters F-sınıfı güç yükselteç tasarımında ise gerilim ve akımın Fourier açılımı Eşitlik 2.14'te verilmiştir.

$$\frac{v(\omega t)}{V_0} = 1 - \frac{\pi}{2} \sin \omega t - 2 \sum_{n=2,4,6..}^N \frac{\cos n\omega t}{n^2 - 1} \quad (2.14)$$

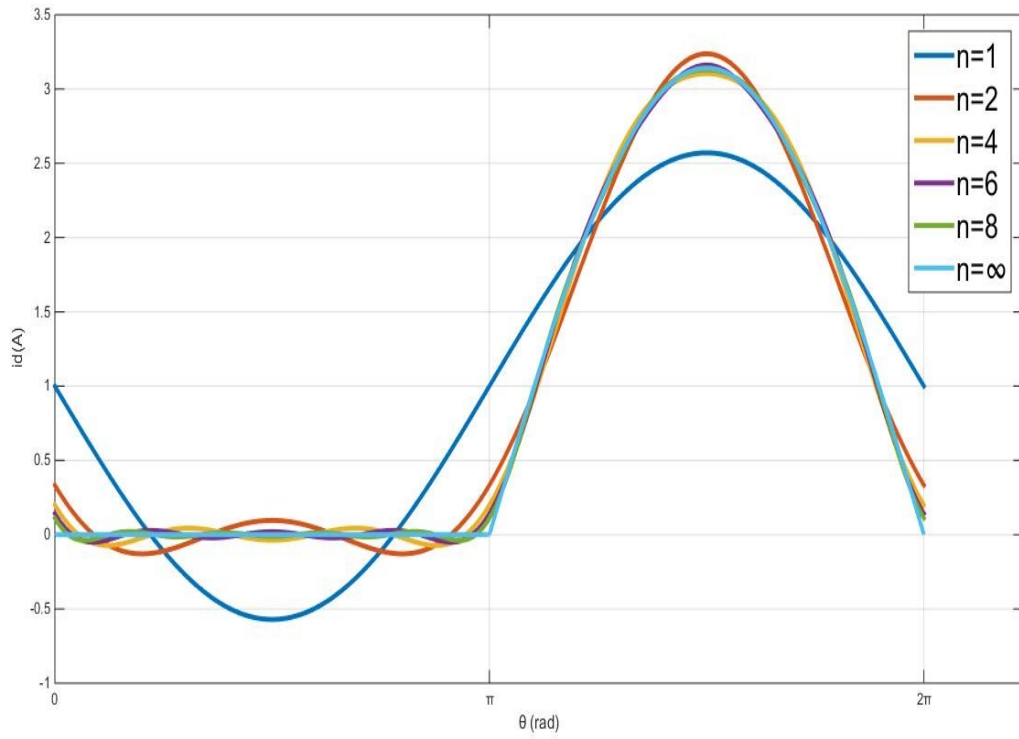
$$\frac{i(\omega t)}{I_0} = 1 + \frac{4}{\pi} \sin \omega t + \frac{4}{\pi} \sum_{n=3,5,7...}^N \frac{\sin n\omega t}{n}$$

Eşitlik 2.13 ve 2.14 bir MATLAB® kodu ile çizdirilerek elde edilen grafikler Şekil 2.13 ve 2.14'te gösterilmiştir. Elde edilen şekillerde akım ve gerilim için her bir harmoniğin etkisi gösterilmiştir. Bütün harmonikler kontrol edildiğinde ise ideal durum olan F-sınıfı tasarımda gerilimin tam kare dalgaya, akımın ise yarım sinüs dalgaya dönüştüğü gösterilmiştir. Ters-F sınıfı tasarımda bu durum denklemden anlaşılacağı gibi akım için tam kare dalga ve gerilim için yarım sinüs dalga şeklinde elde edilir. Şekillerde görüldüğü üzere F-sınıfı güç yükselteç tasarımında olması gerektiği gibi harmonik kontrolü artışıında akım ve gerilimin iç içe girmesi azalmaktadır.

Tek harmonikleri açık devre empedansına, çift harmonikleri kısa devre empedansına sahip olan ve %50 iletim çevrimi ile çalışan ideal F-sınıfı güç yükselteç tasarımında  $I_R$  ve  $V_R$  genlik değerini,  $R_L$  yük empedansını göstermek üzere temel frekanstaki yüke akan akım ve gerilim ifadeleri Eşitlik 2.15'te gösterilmiştir. Anahtarlanan gerilim; DC gerilim  $V_{cc}$ , temel frekanstaki gerilim ve harmoniklerin geriliminin toplanmasıyla Eşitlik 2.16'da elde edilmiştir. Periyodik olduğundan dolayı Eşitlik 2.16'daki ifade  $\pi$  kadar kaydırılarak Eşitlik 2.17 yazılmıştır. Eşitlik 2.16 ile Eşitlik 2.17'nin toplanması ile anahtarlanan gerilim Eşitlik 2.18'de elde edilmiştir.



Şekil 2.13. F-sınıfı güç yükselteç tasarımında harmonik kontrolünün gerilim üzerindeki etkisi



Şekil 2.14. F-sınıfı güç yükselteç tasarımında harmonik kontrolünün akım üzerindeki etkisi

$$i_R(\omega t) = I_R \sin(\omega t) \text{ ve } v_R = i_R R_L \quad (2.15)$$

$$v(\omega t) = V_{cc} + v_{tek}[(2n+1)\omega t] + v_R(\omega t) \quad (2.16)$$

$$v(\omega t + \pi) = V_{cc} - v_{tek}[(2n+1)\omega t] - v_R(\omega t) \quad (2.17)$$

$$v(\omega t) = 2V_{cc} - v(\omega t + \pi) \quad (2.18)$$

Eşitlik 2.18'e göre maksimum akaç/toplayıcı gerilimi  $2V_{cc}$ 'yi geçemez. F-sınıfı güç yükseltisinde anahtar kapandığında toplayıcı/akaç gerilimi sıfıra gideceğinden dolayı maksimum ve minimum gerilimler içe içe girmektedir. Bu durum ancak kare dalga biçiminde olur. Böylelikle DC, temel frekans ve harmoniklerin gerilimi kare dalga gerilimi ile gösterilmektedir [20].

$0 \leq \omega t \leq \pi$  aralığında akan akımın ifadesi Eşitlik 2.19'da gösterilmiştir.  $I_0$ , DC'de akan akımı ifade etmektedir. Anahtarlama olduğunda akım  $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$  aralığında sıfır olur ve Eşitlik 2.20'de gösterilmiştir. Eşitlik 2.19 ve 2.20 birbirinden çıkartılarak Eşitlik 2.21'de anahtarlanan akım elde edilmiştir.  $0 \leq \omega t \leq \pi$  aralığında Eşitlik 2.21'de elde edilen sonuca göre yarım sinüs elde edilmiştir. Fourier açılımından DC ve temel frekanstaki gerilim – akım bulunabilir. Eşitlik 2.22'de DC akımı, 2.23'de temel frekanstaki akımı, 2.24'te ise DC ve temel frekanstaki gerilim bulunmuştur.

$$i(\omega t) = I_0 + i_{çift}[2n\omega t] + i_R(\omega t) \quad (2.19)$$

$$0 = I_0 + i_{çift}[2n\omega t] - i_R(\omega t) \quad (2.20)$$

$$i(\omega t) = 2i_R(\omega t) = 2I_R \sin \omega t \quad (2.21)$$

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi 2I_R \sin \omega t d\omega t = \frac{2I_R}{\pi} \quad (2.22)$$

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi 2I_R \sin^2 \omega t d\omega t = I_R \quad (2.23)$$

$$V_1 = V_R = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} 2V_{cc} \sin(\omega t + \pi) d\omega t = \frac{4V_{cc}}{\pi} \quad (2.24)$$

DC güç ve temel frekanstaki güç hesaplanıp oranlanırsa elde edilen ideal akaç/toplayıcı verimi %100'dür. Eşitlik 2.25'te  $P_0$  ile DC gücü, Eşitlik 2.26'da  $P_1$  ile temel frekanstaki gücü ve akaç/toplayıcı verimi ise Eşitlik 2.27'de hesaplanmıştır.

$$P_0 = V_{CC}I_0 = \frac{2V_{CC}I_R}{\pi} \quad (2.25)$$

$$P_1 = \frac{V_1I_1}{2} = \frac{2V_{CC}I_R}{\pi} \quad (2.26)$$

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \%100 \quad (2.27)$$

Gerilim dalga biçiminde tepe yaptığı bölge düzleştirilerek kare dalga yakınsayabilir. Bu sayede güç tüketimi azalır. Harmoniklerin kontrol edilmesi ile gerilim ve akım dalgaların katsayılarına göre güç yükseltecinin verim hesabı F-sınıfı güç yükseltecine uygulanmıştır [21]. Temel frekansta çıkış devresi ideal ve kayıpsız olarak varsayılarak Eşitlik 2.28'de gerilim için düzgün bir kare dalga, Eşitlik 2.29'da ise akım için düzgün bir yarım sinüs dalga yapacak şekilde gösterilmiştir.

$$v(\omega t) = V_{CC} + V_1 \sin \omega t + \sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} V_n \sin n\omega t \quad (2.28)$$

$$i(\omega t) = I_0 - I_1 \sin \omega t - \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} I_n \cos n\omega t \quad (2.29)$$

Simetrik bir düzgün bir gerilim dalgasında maksimum değer aldığı yer  $\omega t = \pi/2$ , minimum değer aldığı yer ise  $\omega t = 3\pi/2$  olmaktadır. Maksimum düzgünlük ve minimum gerilim için Eşitlik 2.28'in türevleri de  $\omega t = 3\pi/2$  noktasında sıfır olmalıdır [20]. Denklemin tek dereceli türevleri  $\cos(n\pi/2) = 0$  olacağından dolayı çift dereceli türevleri alınmıştır. Üçüncü harmoniğe kadar açılan denklemin ikinci türevi Eşitlik 2.30'da gösterilmiştir. Üçüncü harmonik olduğundan dolayı ikinci türev alınmıştır ve diğer katsayılar ( $V_5, V_7, \dots$ ) sıfırdır. Eşitlik 2.31'de bulunan sonuç, Eşitlik 2.28'e  $\omega t = 3\pi/2$  noktasında uygulandığında temel frekans için  $V_1$  katsayısı  $V_{CC}$  türünden bulunmaktadır ve Eşitlik 2.32'de gösterilmiştir.

$$\left. \frac{d^2v}{d(\omega t)^2} \right|_{\omega t = \frac{3\pi}{2}} = -V_1 \sin \omega t - 9V_3 \sin 3\omega t = 0 \quad (2.30)$$

$$V_3 = \frac{V_1}{9} \quad (2.31)$$

$$V_1 = \frac{9V_{CC}}{8} \quad (2.32)$$

Simetrik düzgün bir akım dalgası maksimum noktasına  $\omega t=3\pi/2$ , minimum noktasına ise  $\omega t=\pi/2$  değerine ulaşmaktadır. Maksimum düzgünlük ve minimum akım gereksinimi için Eşitlik 2.29'un türevleri de  $\omega t= \pi/2$  noktasında sıfır olmalıdır [20]. Tek dereceli türevleri  $\cos(\pi/2)=0$  ve  $\sin(n\pi/2)=0$  olacağından dolayı, yine gerilimde olduğu gibi çift dereceli türevleri incelenecektir. İkinci harmoniğe kadar açılan denklemin ikinci türevi Eşitlik 2.33'te gösterilmiştir. İkinci harmonik olduğundan dolayı ikinci türev alınmıştır ve diğer katsayılar ( $I_4, I_6, \dots$ ) sıfırdır.  $I_2$  katsayısı  $I_1$  türünden hesaplanarak Eşitlik 2.34'te  $\omega t= \pi/2$  noktasında uygulandığında gerilimde olduğu gibi temel frekanstaki  $I_1$  katsayısı  $I_0$  türünden Eşitlik 2.35'te bulunmuştur.

$$\left. \frac{d^2 i}{d(\omega t)^2} \right|_{\omega t=\frac{\pi}{2}} = I_1 \sin \omega t + 4I_2 \cos 2\omega t = 0 \quad (2.33)$$

$$I_2 = \frac{I_1}{4} \quad (2.34)$$

$$I_1 = \frac{4I_0}{3} \quad (2.35)$$

Eşitlik 2.27 hesaplandığında akaç/toplayıcı verimi %75 çıkmaktadır. Böylelikle ikinci ve üçüncü harmonikler için tasarlanabilecek harmonik devresi maksimum düzgün akım ve gerilim dalgalarıyla maksimum akaç/toplayıcı verimlilik değeri hesaplanmıştır. Diğer harmonikler içinde akım ve gerilim dalga denklemlerinde katsayılar hesaplanmış ve Çizelge 2.2'de maksimum akaç/toplayıcı verim değerleri gösterilmiştir.

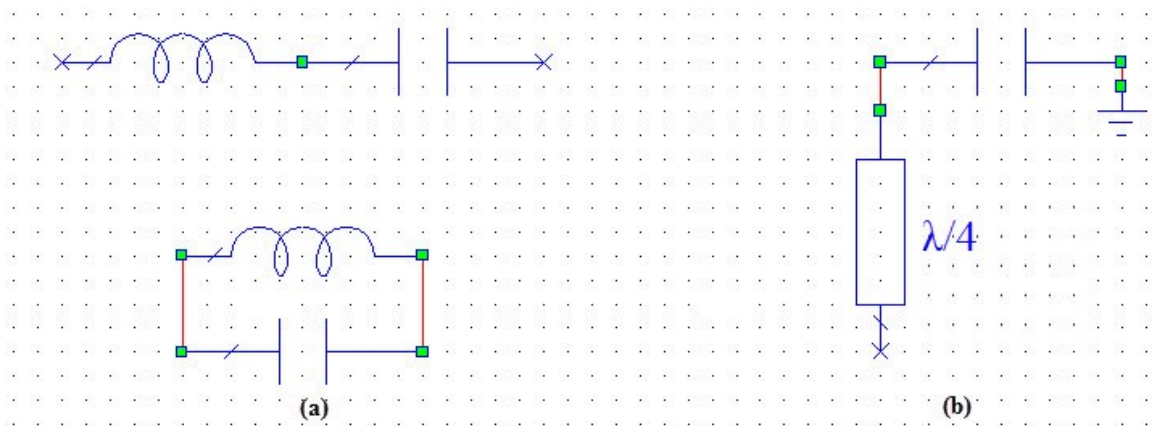
Çizelge 2.2. Akım ve gerilim harmonik kontrolüne göre akaç/toplayıcı verimi [20]

Akım Harmonik Kontrolü	Gerilim Harmonik Kontrolü				
	1	1,3	1,3,5	1,3,5,7	1,3,5,7,...,∞
1	%50	%56.3	%58.6	%59.8	%63.7
1,2	%66.7	%75	%78.1	%79.8	%84.9
1,2,4	%71.1	%80	%83.3	%85.1	%90.5
1,2,4,6	%73.1	%82.3	%85.7	%87.5	%93.1
1,2,4,6,...,∞	%78.5	%88.4	%92	%94	%100

### 2.2.7.2. Harmonik Devre Yapısı

F-sınıfı güç yükselteç tasarımı toplu elemanlı ya da mikroşerit iletim hatları ile tasarlanır. Düşük frekanslarda toplu elemanlı tasarım yapmak daha kolaydır. Mikroşerit iletim hatları düşük frekanslarda boyutları büyük olacağından dolayı tasarım açısından kullanışsızdır. Fakat frekans yükseldikçe, toplu elemanlı tasarım sonucu harmonik devreler için küçük değerli elemanlar ortaya çıkmaktadır. Bu elemanlar ideal olduğu için simülasyon ortamında sıkıntı çıkarmazlar, fakat indüktör ve kapasitörün gerçek modelinde frekans bağımlılığı olması ve aynı zamanda toleransa sahip olması sebebiyle devrenin gerçekleştirilmesi zordur. Bu elemanların frekansla birlikte kayıpları artmaktadır. Bu sebepten dolayı frekans arttıkça mikroşerit iletim hatları ile tasarım yapmak gerekir. Yüksek frekansta dalga boyu azalacağından dolayı iletim hatlarının boyutları harmonik devresi için kullanışlı olacaktır.

Toplu elemanlı tasarımlarda çıkış devresinde harmonikleri kontrol etmek için seri ya da paralel LC devreleri kullanılmaktadır. Harmonik devresinden sonra temel frekans için istenen empedansı, empedans uyumlandırma devresi ile sağlamaktadır. LC yapısının rezonans frekansı harmoniğin frekansı ile ilgilidir. Mikroşerit iletim hatları ile yapılan tasarımda RFC indüktörü yerine temel frekansta  $\lambda/4$  uzunluğundaki iletim hattı dekaplaj kapasitör ile sonlandırılır. Bu yapıda iletim hattı hem RFC görevini üstlenip hem de ikinci harmonik için kısa devre empedansını göstermektedir. Bu adımdan sonra diğer harmonikler için rezonatör yapısı ve çıkış empedans uyumlandırma devreleri eklenir. Şekil 2.15'te seri ve paralel LC devresi ile  $\lambda/4$  mikroşerit yapısı gösterilmiştir.



Şekil 2.15. (a) Seri-paralel LC devresi ve dekaplaj kapasitör ile sonlandırılmış  $\lambda/4$  mikroşerit hat

### 3. F-SINIFI TOPOLOJİYLE MİKRODALGA GÜÇ YÜKSELTEÇ TASARIMI

Tez çalışması kapsamında 4.5G frekans bandında çalışabilen F-sınıfı güç yükselteç tasarımı yapılacaktır. Tasarımın merkez frekansı 2600 MHz'dir. Bant genişliği çok yüksek olmadığından dolayı 2575 ve 2625 MHz için temel ve harmoniklerin empedansları merkez frekansına yakın olacaktır. Tasarımda küçük ve büyük sinyal için AWR®, EM simülasyon içinse SONNET® tercih edilmiştir. Tasarımda uygun transistör tercihten sonra DC eğilimleme noktası belirlenip, AWR® ile yük çekme analizi yapılmıştır. Elde edilen empedanslara göre giriş-çıkış uyumlandırma ve harmonik devresinin tasarımı yapılmıştır. Harmonik devresinin matematiksel analizleri yapıldıktan sonra, bir GUI ile birleştirilip bundan sonraki tasarımlar için arayüz haline getirilmesi amaçlanmıştır.

Seçilen frekans bandına göre mikroşerit iletim hatları ile tasarım tercih edilmiştir. Bu sebeple EM simülasyon gerekmektedir. Giriş, çıkış ve harmonik devresinin EM simülasyonu yapılacaktır. AWR® ortamında tasarımın verim, kazanç, kararlılık, OIP3, P1dB ve akım-gerilim dalga biçimleri gibi analizleri yapılacaktır. Tasarımda taban malzeme olarak sabit dielektrik sabiti sağlaması, az kayıplı olması ve RF/mikrodalga uygulamalarında yaygın olarak kullanılmasından dolayı Rogers® firmasının RO4003C™ seçilmiştir. Dielektrik sabiti 3.48 olup, tasarımlarda 3.55 olarak önerilmektedir [22]. Tasarımın bütün analizleri tamamlandıktan sonra PADS® programı ile baskı devre kartı çizilip üretilip daha sonra ilgili ölçümler alındıktan sonra simülasyon sonuçları ile karşılaştırılacaktır.

Sonuç olarak transistörün, maksimum verim ve güç noktası bulunabilmesi için doyum noktasında, doğrusal bölge kiplenim türleri için P1dB ve 10W çıkış noktasında performansı incelenmiştir.

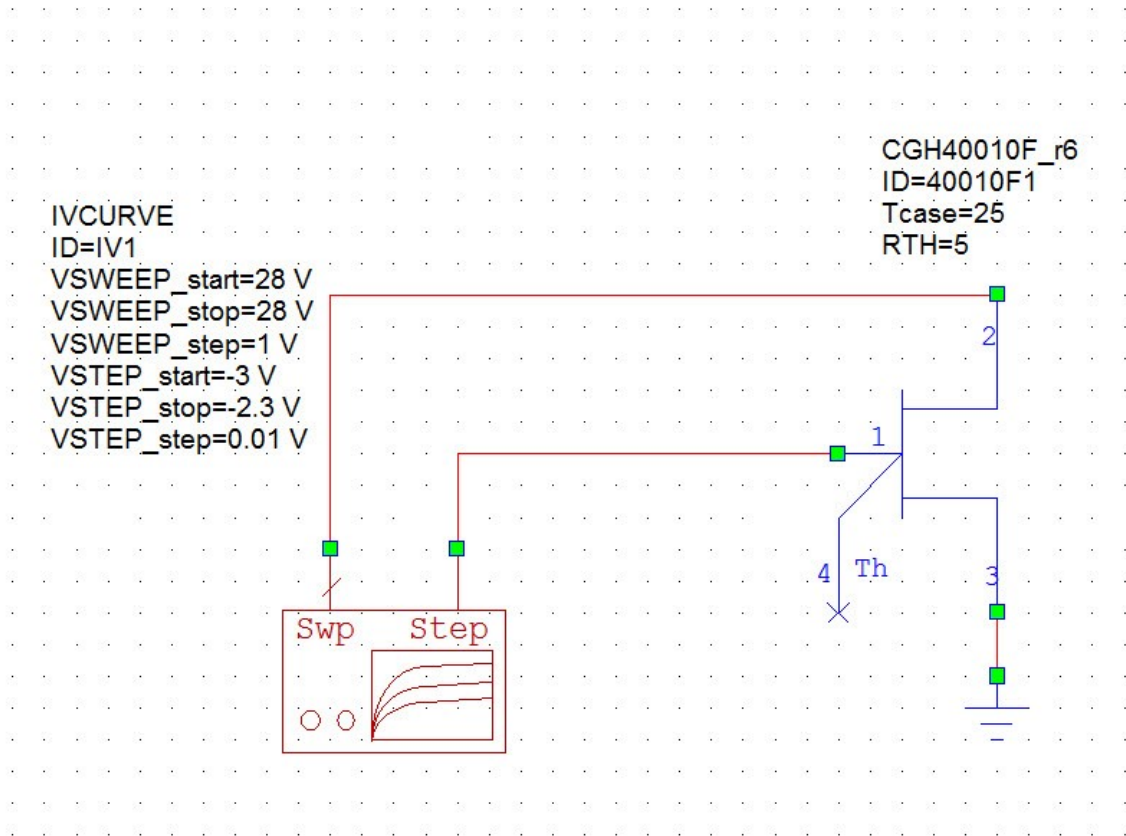
#### 3.1. Transistör Seçimi ve Eğilimleme Noktasının Belirlenmesi

GaN yarı iletken bir malzemeye sahip olan transistörün mikrodalga güç yükselteç uygulamalarında kullanımının artması ve yapısı gereği geniş bant boşluğuna sahip olması, yüksek ısı ve güce dayanıklı olması, elektron hareketliliğinin yüksek olması ve yüksek gerilim ile çalışmasından dolayı tercih edilmiştir. Bu bağlamda piyasada Cree® firması hem AWR® modeli sunması hem de GaN transistörde farklı güç ve geniş frekans bandı sunması sebebi ile tercih edilmiştir. Cree® firmasının aşağıdaki özelliklere sahip CGH40010FT™ elemanı seçilmiştir [23]. Transistörün karakteristik özellikleri EK-B'de verilmiştir.

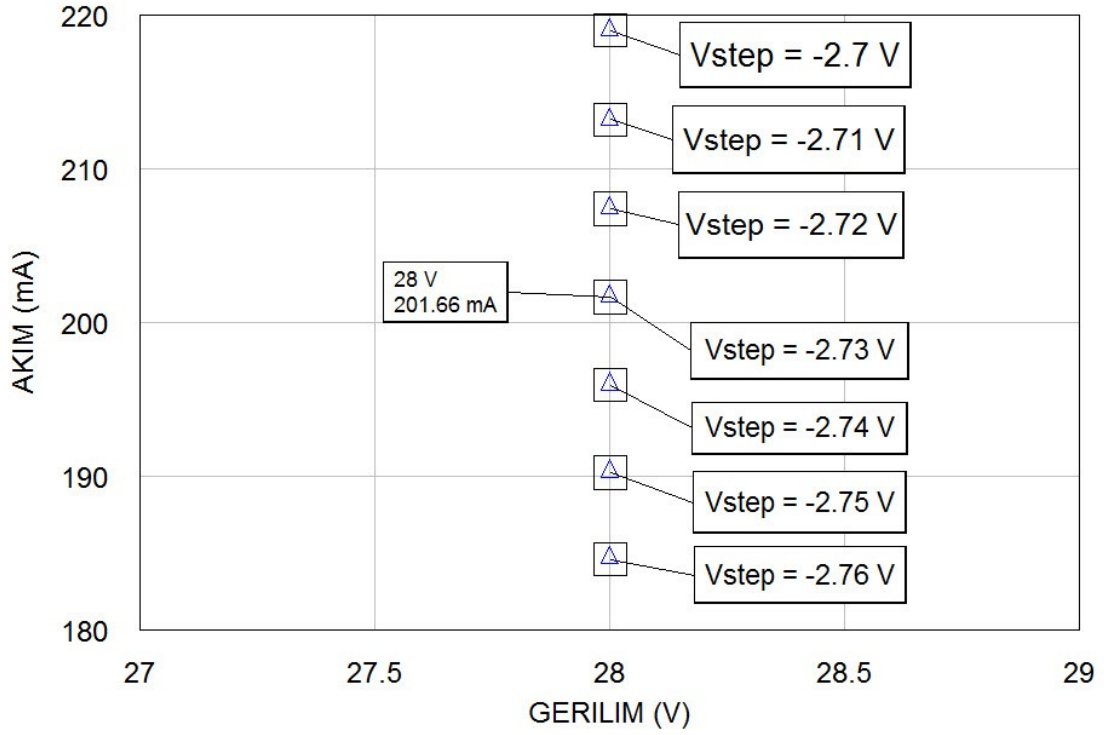


- DC-6 GHz çalışma frekansı
- 2.0 GHz frekansında 16 dB küçük sinyal kazancı & 4.0 GHz frekansında 14 dB küçük sinyal kazancı
- 13 W doyum çıkış gücü
- Doyum noktasında %65 verim
- 28 V çalışma gerilimi
- Telefon haberleşme sistemleri, A-sınıfı, AB-sınıfı doğrusal güç yükselteçleri tasarımları ile OFDM, W-CDMA, CDMA, EDGE gibi kiplenimler için uygun

Transistörün 200 mA ile çalışabilmesi için veri kaynağında gösterilen kapı gerilimi  $-3$  V ile  $-2.3$  V arasında değişmektedir. Bu noktayı belirlemek için transistörün AWR modeli simülasyon ortamına aktarılıp sabit 28V akaç gerilimine karşın kapı gerilimini 0.01 V adımlarla değiştirerek uygun kapı gerilimi belirlenmiştir. Şekil 3.1'de kapı gerilimi belirlemek için kurulan simülasyon devresi gösterilmiştir.



Şekil 3.1. CGH40010F™ transistörün uygun kapı gerilim noktasının belirlenmesi için kurulan devre

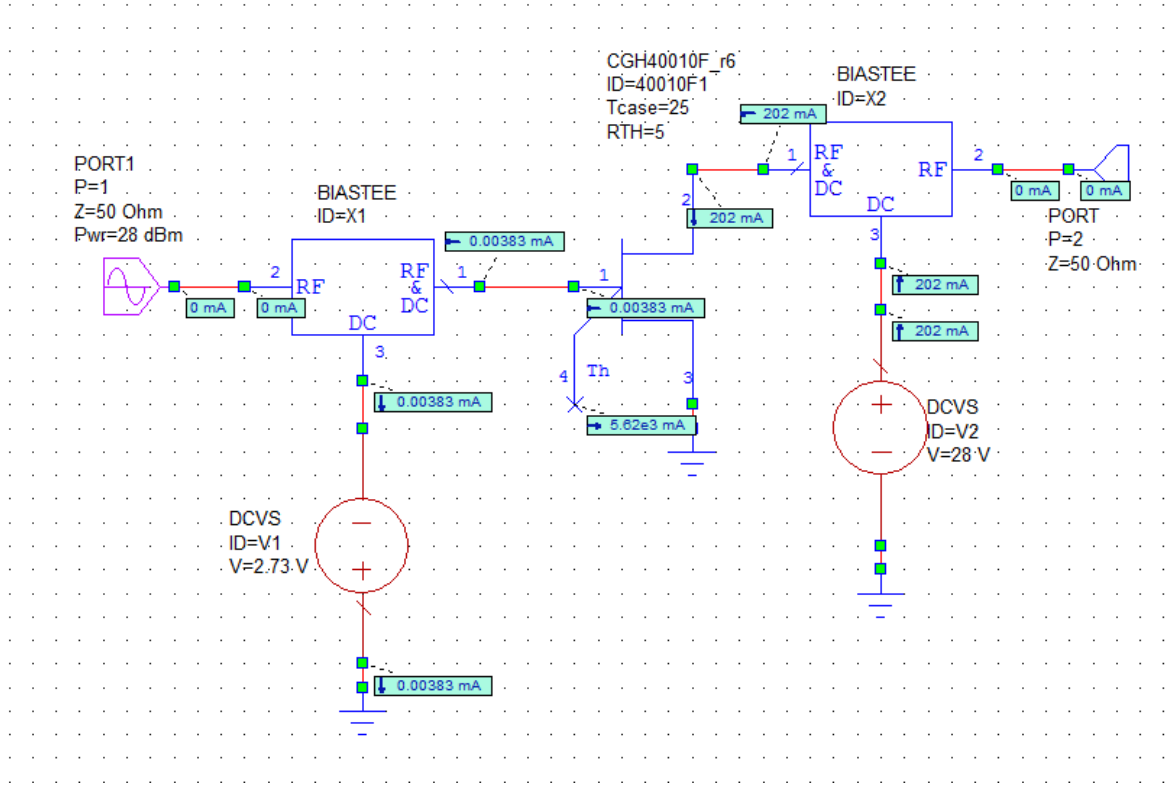


Şekil 3.2. CGH40100F™ transistörün 28 V akaç gerilimi ile akım-gerilim grafiği

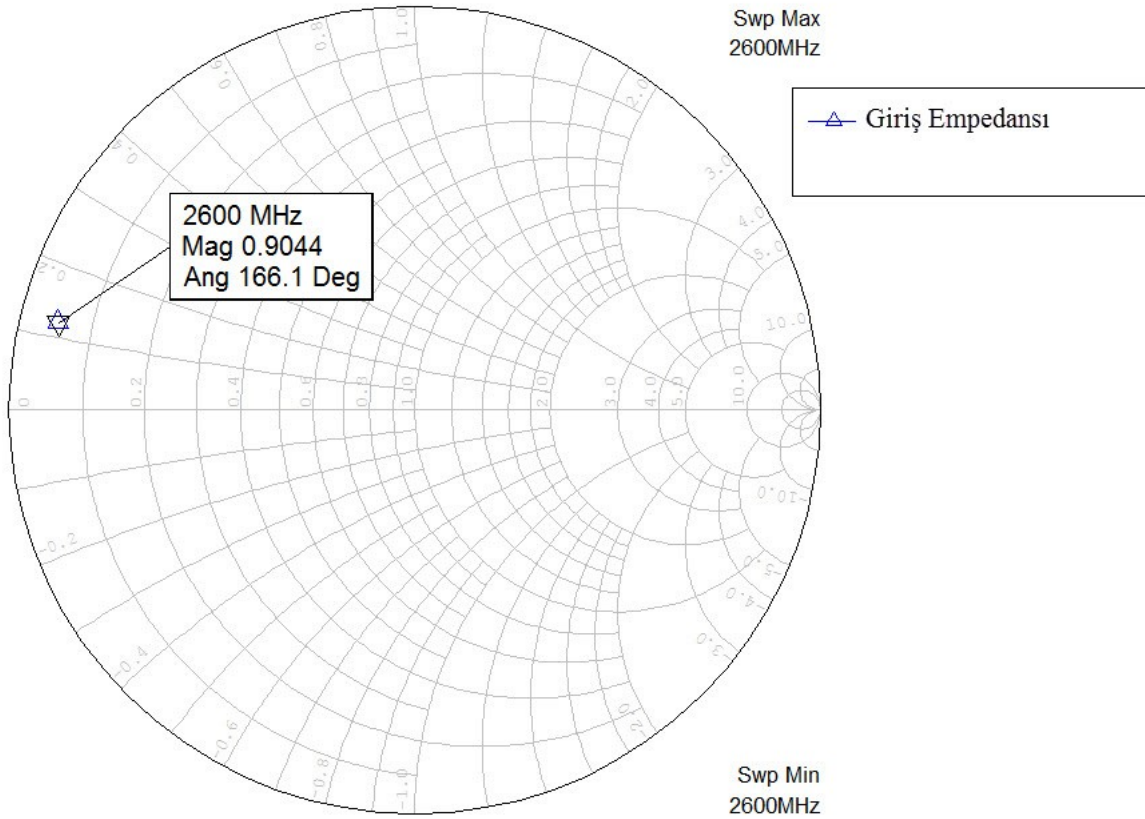
Şekil 3.2 transistörün sabit 28 V gerilimi ile akacının beslenmesi ve -3 V ile -2.3 V arasında 0.01 V farklar ile uygulanan kapı gerilimine göre elde edilen akımları göstermektedir. Çok küçük adımlarla kapı gerilimi değiştirildiğinden dolayı grafikte karmaşıklığı engellemek için Şekil 3.2’de 180 mA ve 220 mA akımları arasındaki değerler gösterilmiştir. Şekil 3.2’deki grafiğe göre transistör 28V akaç geriliminde 200 mA değerini kapı gerilimi -2.73 V değerinde ulaşmaktadır. Bundan sonraki adımlar kapı gerilimi -2.73 V, akaç gerilimi 28 V olarak tasarım aşamalarına devam edilecektir.

### 3.2. Büyük Sinyal S<sub>11</sub> Değerinin Belirlenmesi

Mikrodalga güç yükselteç tasarımında küçük sinyal durumunda girişten görülen empedans değeri ile yüksek güçte girişten görülen empedans değerinin çok büyük farkı yoktur. Giriş empedans değeri uygulanan gücün geri yansımaması için doğru empedansa ayarlanmalıdır. Çünkü bu giriş empedansı değerinde yük çekme analizi yapılacaktır. İdeal durumda 10W çıkış gücü yaklaşık 28 dBm giriş gücü ile elde edildiğinden bu noktadaki büyük sinyal S<sub>11</sub> değeri hesaplanıp, yük çekme analizine empedans uyumu için eşlenik karşılığı yazılacaktır. Şekil 3.3’te DC beslemesi yapılan simülasyon devresinin büyük sinyal S<sub>11</sub> değeri hesaplanır ve Şekil 3.4’te Smith abağında giriş empedansı 2.6 GHz için belirlenmiştir. Giriş empedansı, yansıma katsayısı türünden genlik ve açı bilgisi ile gösterilmiştir.



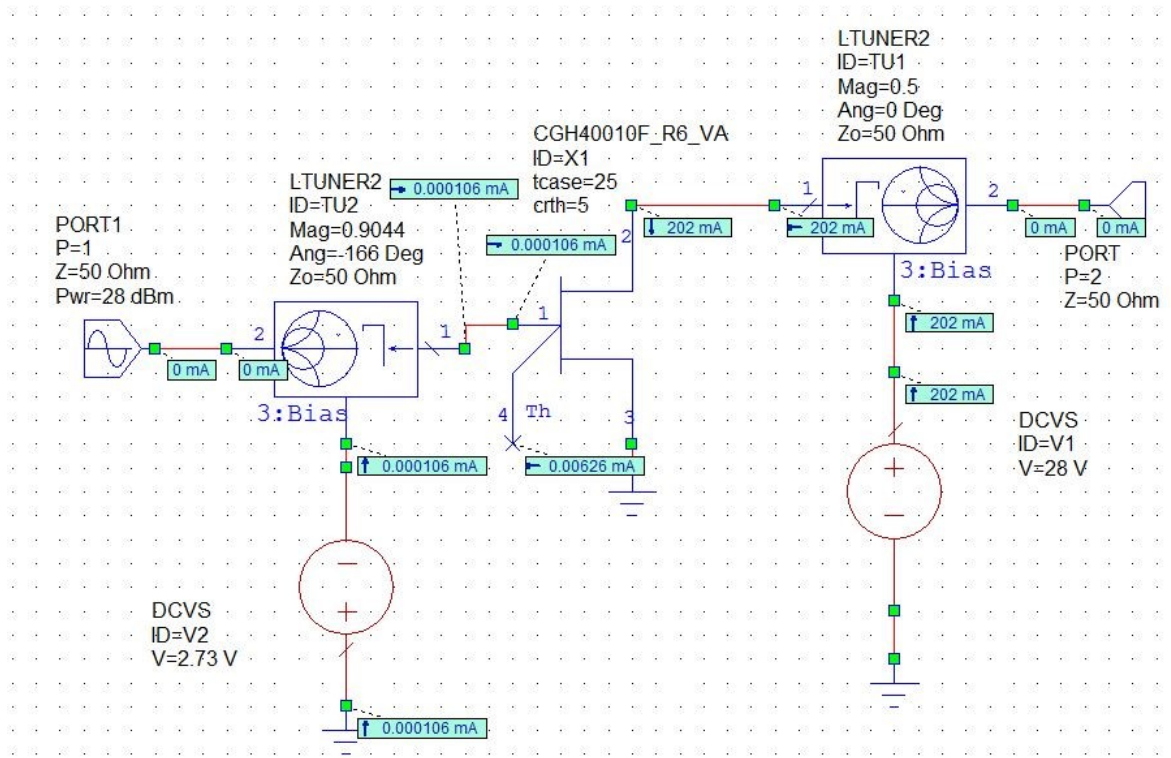
Şekil 3.3. Giriş empedansının belirlenmesi için kurulan devre yapısı



Şekil 3.4. 2600 MHz frekansında giriş empedansı

### 3.3. Yük Çekme Analizi

Tasarımda giriş empedansı belirlendikten sonra yük çekme analizi için Şekil 3.5'te görüldüğü gibi simülasyon devresi kuruldu. "LTUNER2" elemanı simülasyon ortamında ideal olarak çalışan ve aynı zamanda içerisinde RFC– DC blok bulunduran empedansı ayarlamak için kullanılan bir empedans ayarlayıcıdır. Her iki empedans ayarlayıcının yönünü transistörden portlara göre ayarladığımızda transistörün gördüğü empedans değerleri giriş ve çıkış için ayarlanabilmektedir. Bunun faydası, F-sınıfı güç yükselteç tasarımında tek ve çift harmoniklerin gördüğü empedans değerleri, transistörden porta doğru olan yönde ayarlanmalıdır.



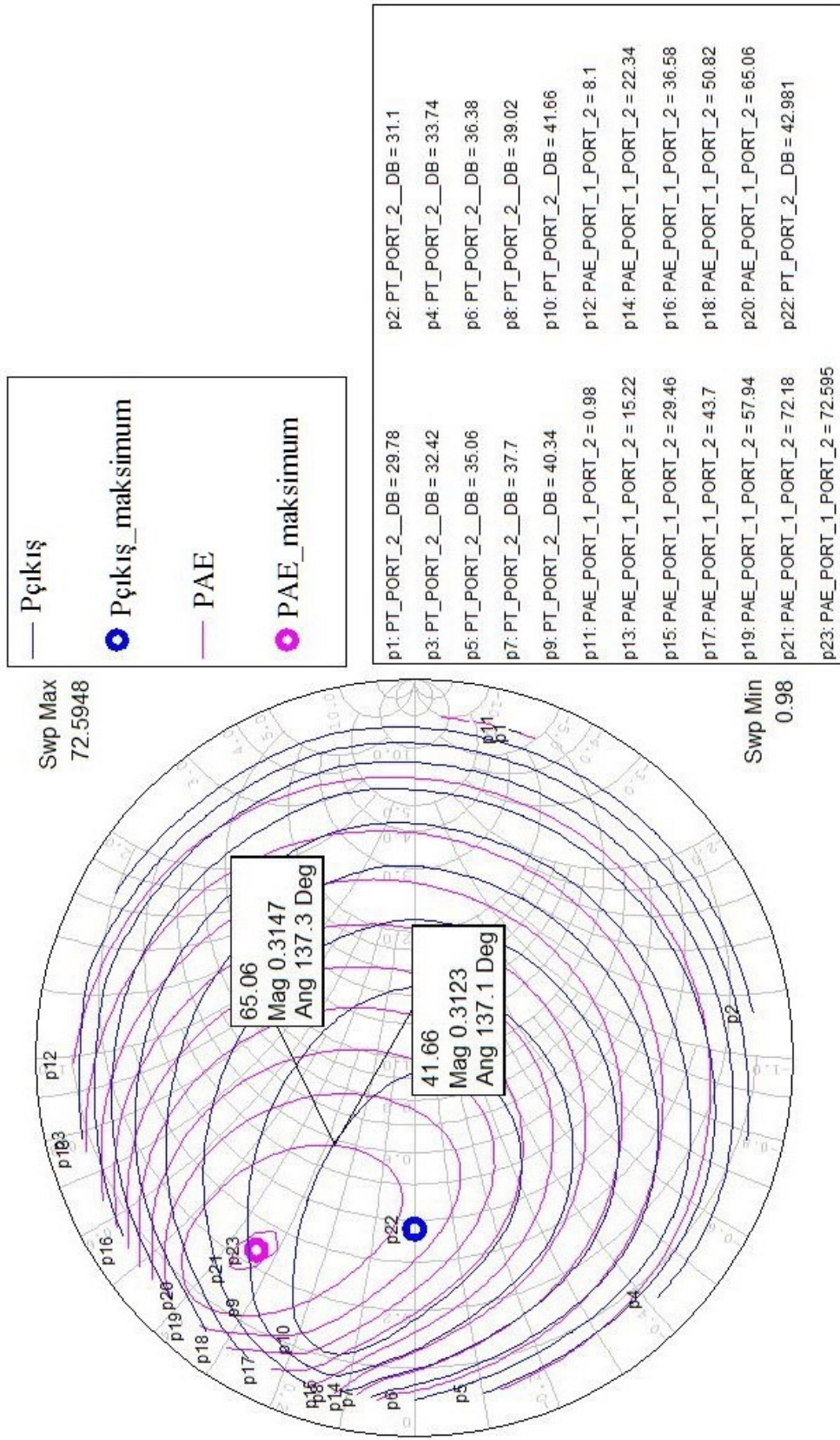
Şekil 3.5. 2600 MHz'de CGH40010F yük çekme analizi simülasyon devresi

Giriş yansımaya katsayısı bir önceki analizde hesaplanarak merkez frekansta genliği 0.9044, açısı ise  $166.1^\circ$  olarak belirlenmişti. Giriş  $50\Omega$  empedans uyumlandırma devresini sağlamak için transistörden görülen yansımaya katsayısı eşlenik olacak şekilde girileceğinden dolayı genliği 0.9044, açısı ise  $-166^\circ$  olarak simülasyonda empedans ayarlayıcıda ayarlandı. Transistörün çıkışındaki empedans ayarlayıcının değeri değiştirilerek iki numaralı çıkış portundan güç okuma gerçekleştirilmiştir. Aynı zamanda bu noktalarda çıkış gücü, giriş gücü ve DC gücü belli olacağından dolayı PAE hesaplatılmıştır. Yansımaya katsayısının değiştirilmesi sonucu elde edilen veriler Şekil 3.6'da görüldüğü üzere Smith

abağında çizdirilmiştir. Bu noktalar incelendiğinde maksimum verim ve çıkış gücü noktaları belirlenmiştir. Bunun yanı sıra güç ve verim konturları çizdirilmiştir. Çizilen konturların içerisinde ilgili gücün ya da verimin elde edileceği gösterilmektedir. Şekil 3.6'da incelendiğinde maksimum verim ile çıkış gücünün farklı noktalarda ve sadece birer nokta olduğu gözlemlenmektedir. Bunun sonucu olarak 2600 MHz frekansında maksimum gücü ve verimi aynı anda sağlamak olanaksızdır. Bu sebeple uygun verim ve çıkış gücü için optimum nokta bulunmaya çalışılmıştır. Burada optimum nokta belirlenirken çıkış empedansına göre üretilebilir hat kalınlığı ve devrenin boyutsal açıdan sıkıntı olmamasına dikkat edilerek belirlenmeye çalışılmıştır. Verim için p20 konturu yani, verimin %65.06 olduğu kontur seçilmiştir. Çıkış gücü içinse p10 konturu yani, 41.66 dBm çıkış gücünü garanti ettiği kontur seçilmiştir. Her iki konturun kesişim noktasında yansıma katsayısının genliği 0.31, açısı ise  $137^\circ$  olarak seçilmiştir. Böylelikle transistörün 2600 MHz merkez frekansında görmesi gereken empedans değeri  $29.17+j13.64$  Ohm olarak belirlenmiştir. Çalışma frekansı çok geniş olmadığından dolayı 2575 ve 2625 MHz frekanslarında empedans değerinin aynı olduğu varsayılmıştır.

Çıkışta kullanılan temel frekans için kullanılan empedans ayarlayıcı yerine hem temel frekans hem de harmoniklerin empedanslarını da ayarlayabilen empedans ayarlayıcı kullanılmıştır. Temel frekansta yük çekme analizi sonucunda elde edilen empedans değeri, ikinci harmonikte kısa devre empedans değeri ve üçüncü harmonikte açık devre empedans değeri çıkış empedans ayarlayıcıda ayarlanmıştır. 2600 MHz ideal elemanlarda (kayıpsız) elemanlarla yapılan simülasyonda verim %81.72, çıkış gücü ise 42.12 dBm olarak elde edilmiştir. F-sınıfı güç yükselteç tasarımında harmoniklerin empedanslarını açık ve kısa devre ayarlanması ile akım ve gerilim dalgalarının idealde iç içe girmesini azaltması ve buna bağlı olarak güç tüketimini düşüreğinden dolayı ilgili frekansta verimin artması beklenmektedir. İdeal ortamda yük çekme analizi sonucunda elde edilen verim, yukarıda belirtildiği gibi %65.06'dır, bu durumda ideal ortamda ikinci ve üçüncü harmoniklere doğru empedansları göstererek ideal F-sınıfı güç yükselteç tasarımı ile verimin arttığı görülmektedir. Aynı şekilde çıkış gücünün de yük çekme analizinden elde edilen değerden yüksek olduğu görülmektedir.





Şekil 3.6. 2600 MHz’de Yük çekme analizinin sonucu

### 3.4. Çıkış devresi

F-sınıfı güç yükselteç tasarımında çıkış devresi, harmonik ve empedans uyumlandırma devresini içerdiğinden dolayı tasarımın en önemli kısmıdır. Bu sebeple aşama aşama harmonik kontrol devresi ve empedans uyumlandırma devresi bu bölümde anlatılacaktır. Tasarımda ikinci ve üçüncü harmonikler kontrol edilecektir ve F-sınıfı güç yükselteç tasarımı yapılacaktır. Tasarım yine merkez frekans olan 2600 MHz'de olacaktır. 2575 ve 2625 MHz frekanslarının harmonikleri teknik olarak tamamen kısa devre ve açık devre olamazlar. Bu sebeple ikinci harmonikleri çok küçük bir empedans değeri, üçüncü harmonikleri ise yüksek empedans göstererek tasarım yapılmaya çalışılacaktır.

#### 3.4.1. Aşama 1

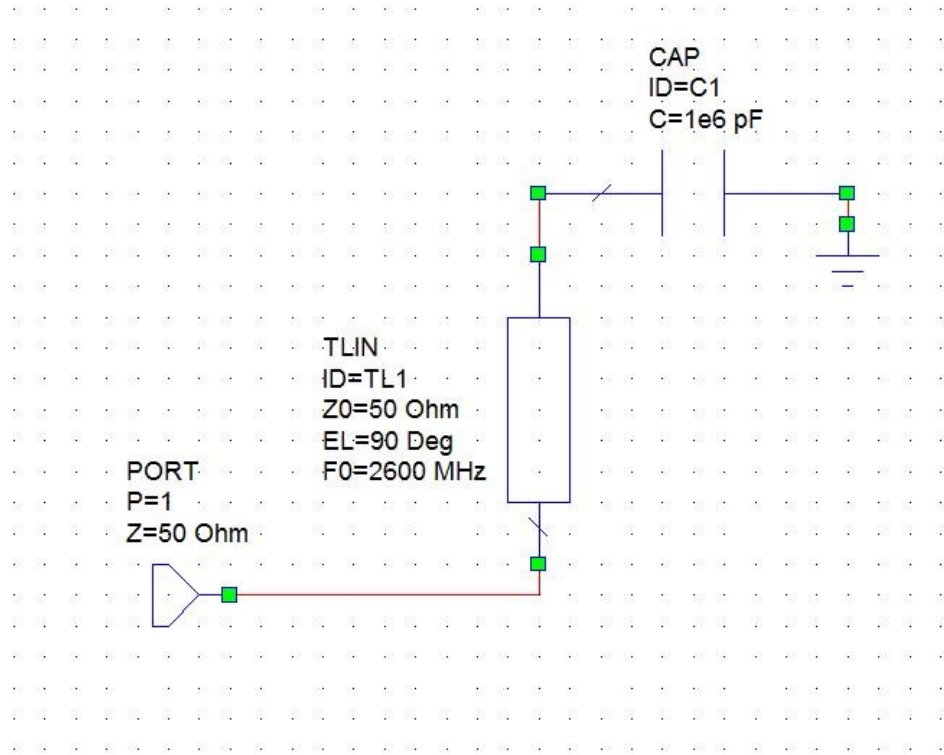
Tasarımda RFC yerine dekaplaj kapasitör ile sonlandırılmış  $\lambda/4$  mikroşerit hat kullanılarak RF'e yüksek empedans gösterip, RF'in DC'ye geçmesini engellemekle birlikte ikinci harmoniğin empedans değeri kısa devre olmaktadır. Eşitlik 3.1'de giriş empedansı ( $Z_g$ ) gösterilmiştir.

$$Z_g = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \quad (3.1)$$

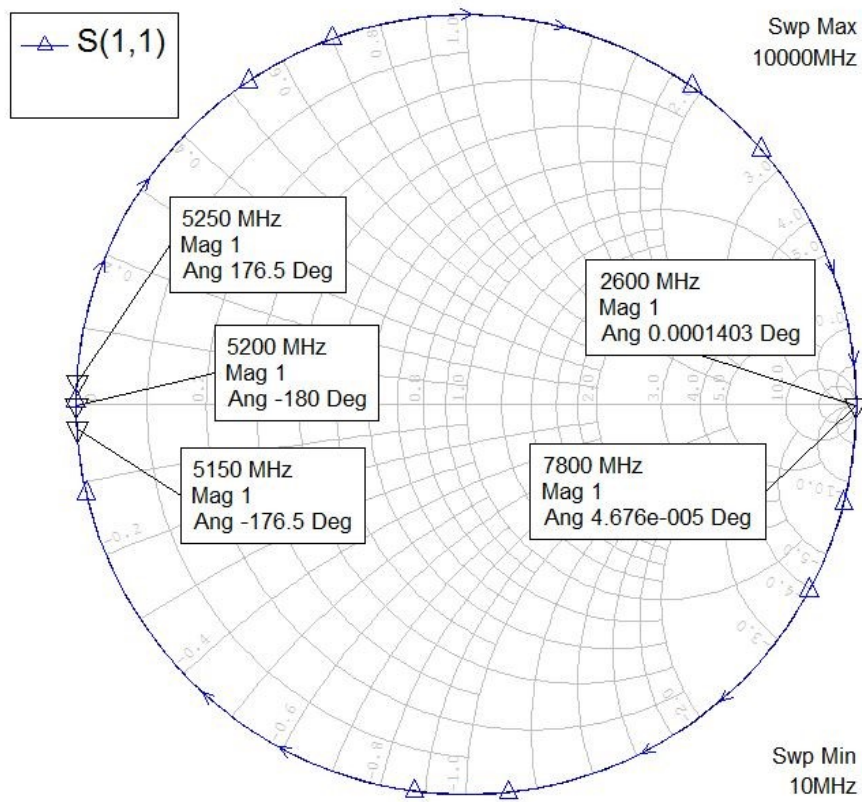
Kapasitör gerçek modelinde frekansa bağlı bir eleman olduğundan dolayı, RF uygulamalarında GHz mertebesinde empedansı sifıra yakındır. Temel frekansta  $\lambda/4$  uzunluğunda mikroşerit hat Eşitlik 3.1 kullanılarak, Eşitlik 3.2 elde edilmiştir ve  $Z_L$  sıfır olduğundan dolayı bu durumda görülen empedans sonsuzdur. Eşitlik 3.1 ikinci harmonik için temel frekanstaki  $\lambda/4$  uzunluğunda mikroşerit hat ile kullanıldığında Eşitlik 3.3 elde edilmiştir.  $Z_L$  yine sıfır olduğundan dolayı denklemin sonucu sıfır çıkmaktadır. Sonuç olarak kapasitör ile sonlandırılmış bir akaç hattının, ikinci harmoniği kısa devre empedansı yaptığı gösterilmiştir. Aynı sonuçlara simülasyon ortamında Şekil 3.7'de ideal elemanlarla kurulan devre ile ulaşılmış ve Şekil 3.8'de sonucu gösterilmiştir. 5150 ve 5250 MHz'de oldukça küçük empedans değerine sahiptir.

$$Z_g(\omega_0) = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (3.2)$$

$$Z_g(2\omega_0) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \pi}{Z_0 + jZ_L \tan \pi} \quad (3.3)$$



Şekil 3.7. İkinci harmoniği kısa devre gösteren devre yapısı



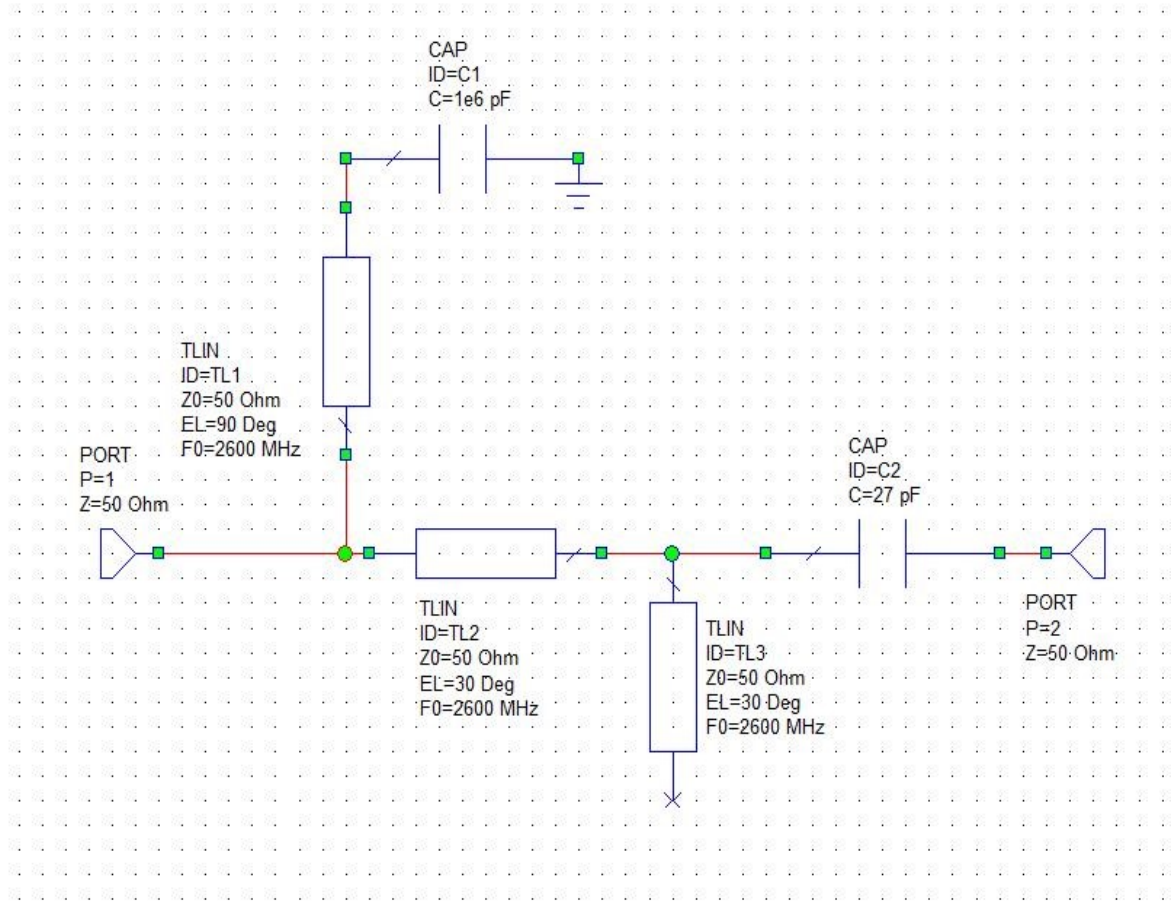
Şekil 3.8. İkinci harmoniklerin empedanslarının Smith abağında gösterimi



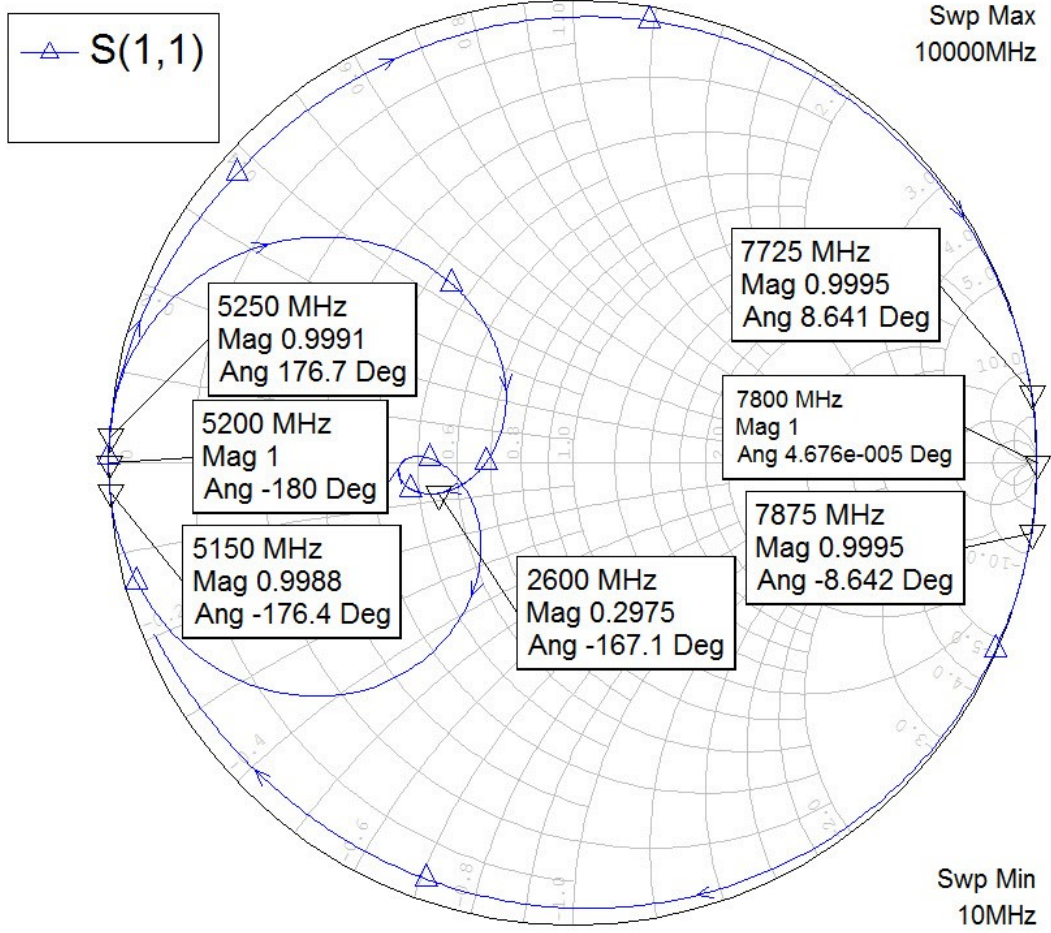
### 3.4.2. Aşama 2

Bu aşamada üçüncü harmoniğin empedansı açık devre empedansı gösterilmeye çalışılmıştır. Temel frekansta  $\lambda/4$  uzunluğundaki mikroşerit hat,  $\lambda/4$  uzunluğunda açık mikroşerit hat ile sonlandırılırsa temel frekans empedansı açık devre olmaktadır. O halde aynı durum üçüncü harmonik için düşünüldüğünde  $\lambda/12$  uzunluğunda mikroşerit hat,  $\lambda/12$  uzunluğunda açık mikroşerit hat ile sonlandırılırsa üçüncü harmonik açık devre empedansına sahip olmaktadır. Eşitlik 3.4'te  $Z_0$  Ohm açık mikroşerit hattın empedansı gösterilmiştir. Üçüncü harmonik için empedansı 0 Ohm olmaktadır.  $Z_L$  değeri Eşitlik 3.1'e uygulandığında üçüncü harmonik açık devre empedansına sahip olmaktadır. Devrenin simülasyonu Şekil 3.9'daki devre ile yapıldı ve sonucu Şekil 3.10'da Smith abağında gösterilmiştir.

$$Z_L(3\omega_0) = -j Z_0 \cot \beta l \quad (3.4)$$



Şekil 3.9. Üçüncü harmoniği açık devre gösteren devre yapısı



Şekil 3.10. Üçüncü harmoniklerin empedanslarının Smith abağında gösterimi

### 3.4.3. Aşama 3

İkinci aşamanın sonunda temel frekansta transistörden görülen empedansların ikinci harmonikte kısa devre, üçüncü harmonikte ise açık devre olduğu gösterilmiştir. Temel frekansta yük çekme analizinde elde edilen empedans değeri için empedans uyumlandırma devresi ekleyerek devreyi karıştırmak yerine Şekil 3.9'daki devrede kullanılan  $\lambda/12$  uzunluktaki seri ve açık bırakılmış mikroşerit hatlarla devam edilmiştir.  $Z_0$  empedanslarını sırasıyla  $Z_1$  ve  $Z_2$  olarak değiştirerek temel frekansta transistörden görülmek istenen empedansa ulaşılmıştır. Böylelikle karmaşık devre yerine kullanışlı ve aynı zamanda boyutları daha az olan bir tasarıma gidilmiştir. Temel frekansta  $Z_2$  empedanslı hattın empedansı Eşitlik 3.5 'de gösterilmiştir. DC blok kısa devre olacağından dolayı  $Z_2$  ve  $R_L$  birbirine paralel olmaktadır. Bunların sonucu  $Z_L$  empedansı Eşitlik 3.6'da gösterilmiştir.

$$Z = -j Z_2 \cot \beta l \quad (3.5)$$

$$Z_L = \frac{R_L Z_2 \cot \theta}{j R_L + Z_2 \cot \theta} \quad (3.6)$$

Elde edilen  $Z_L$  değeri Eşitlik 3.1'e uygulandığında temel frekansta giriş empedansı elde edilmektedir ve bu Eşitlik 3.7'de gösterilmiştir. Eşitlik 3.7'de elde edilen giriş empedansının, pay kısmı  $R_L$  parantezine alınarak Eşitlik 3.8 elde edilmiştir. Bu durumda elde edilen ifadenin payda kısmı eşleniği ile çarpıldıktan sonra giriş empedansı temel frekansta  $R+jX$  biçiminde olacağından dolayı elde edilen denklem gerçek ve sanal kısımlarına ayrılarak sırasıyla Eşitlik 3.9 ve 3.10'da gösterilmiştir. Gerçek kısmını  $R$ 'ye, sanal kısmı ise  $X$ 'e eşitleyerek Eşitlik 3.11 ve 3.12 elde edilmiştir.

$$Z_g = Z_1 \frac{R_L Z_2 \cot \theta + j Z_1 Z_2 - R_L Z_1 \tan \theta}{Z_1 Z_2 \cot \theta + j Z_1 R_L + j R_L Z_2} \quad (3.7)$$

$$Z_g = Z_1 \frac{R_L (Z_2 - Z_1 \tan^2 \theta) + j Z_1 Z_2 \tan \theta}{Z_1 Z_2 + j R_L \tan \theta (Z_1 + Z_2)} \quad (3.8)$$

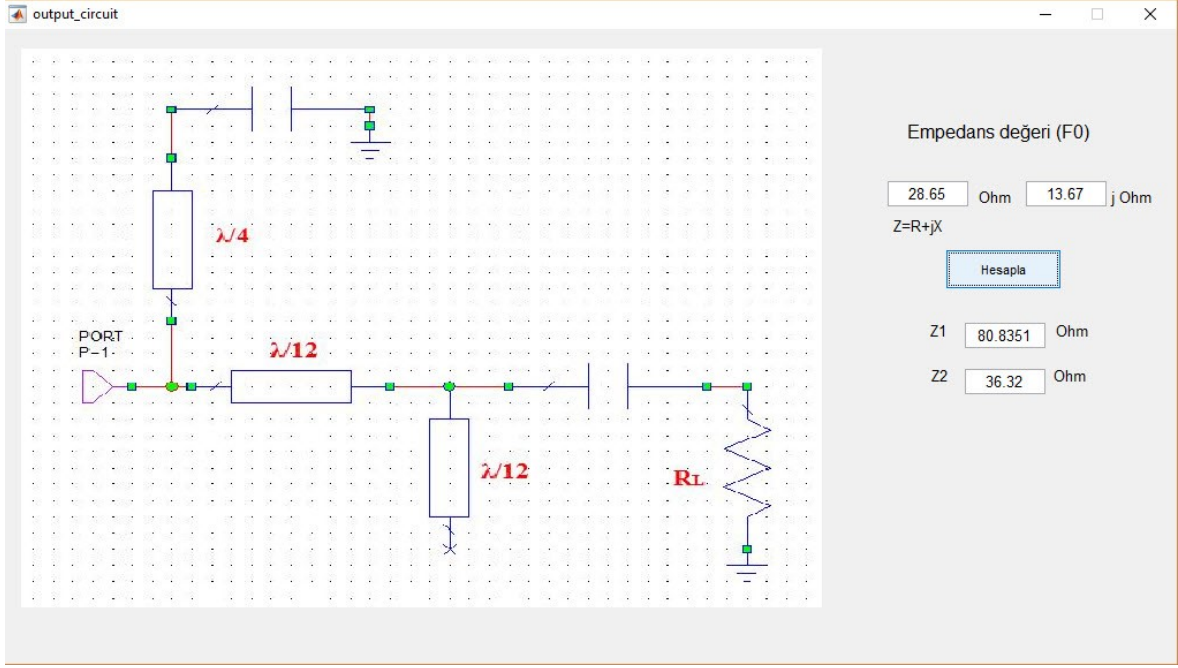
$$Z_g|_{gerçek} = \frac{R_L Z_1^2 Z_2^2 (1 + \tan^2 \theta)}{Z_1^2 Z_2^2 + R_L^2 \tan^2 \theta (Z_1 + Z_2)^2} \quad (3.9)$$

$$Z_g|_{sanal} = j \frac{Z_1^3 Z_2^2 \tan \theta - R_L^2 \tan \theta Z_1 (Z_2 - Z_1 \tan^2 \theta) (Z_1 + Z_2)}{Z_1^2 Z_2^2 + R_L^2 \tan^2 \theta (Z_1 + Z_2)^2} \quad (3.10)$$

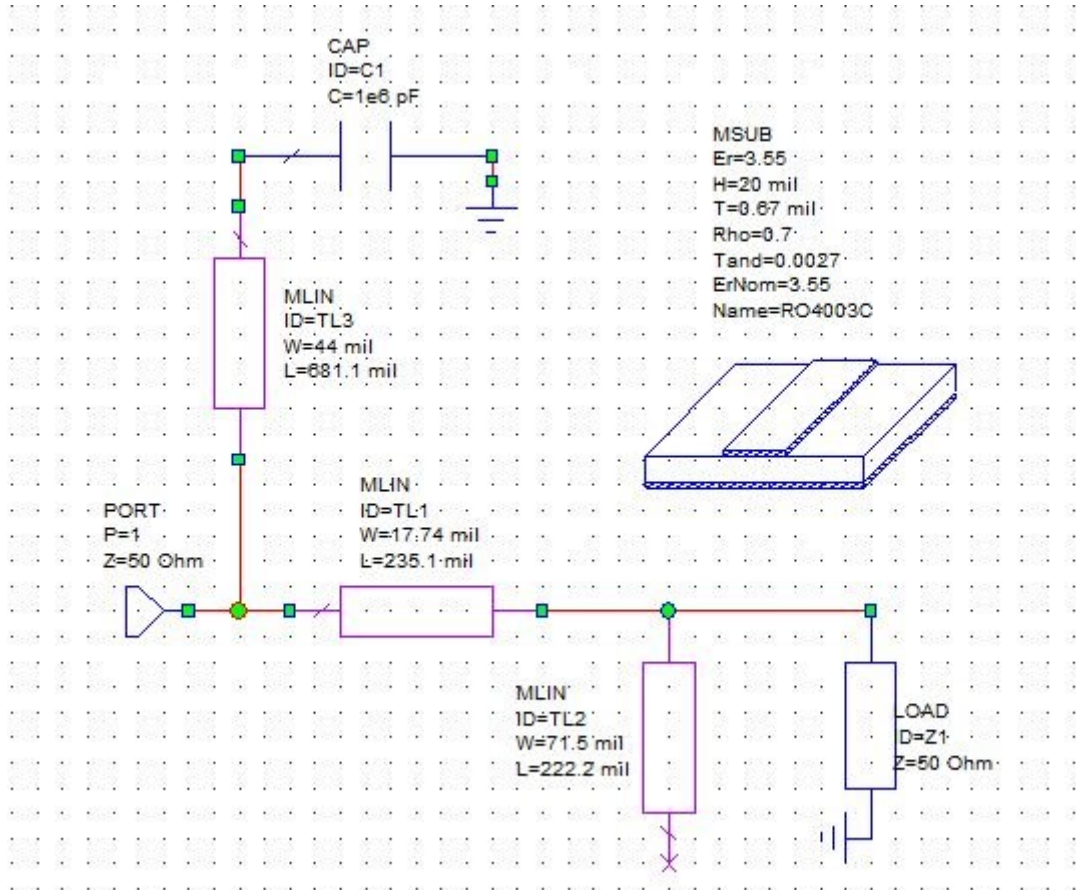
$$(Z_1 + Z_2)^2 R_L^2 \tan^2 \theta - Z_1^2 Z_2^2 [R_L (1 + \tan^2 \theta) - R] = 0 \quad (3.11)$$

$$\frac{Z_1^3 Z_2^2 \tan \theta - R_L^2 \tan \theta Z_1 (Z_2 - Z_1 \tan^2 \theta) (Z_1 + Z_2)}{Z_1^2 Z_2^2 + R_L^2 \tan^2 \theta (Z_1 + Z_2)^2} - X = 0 \quad (3.12)$$

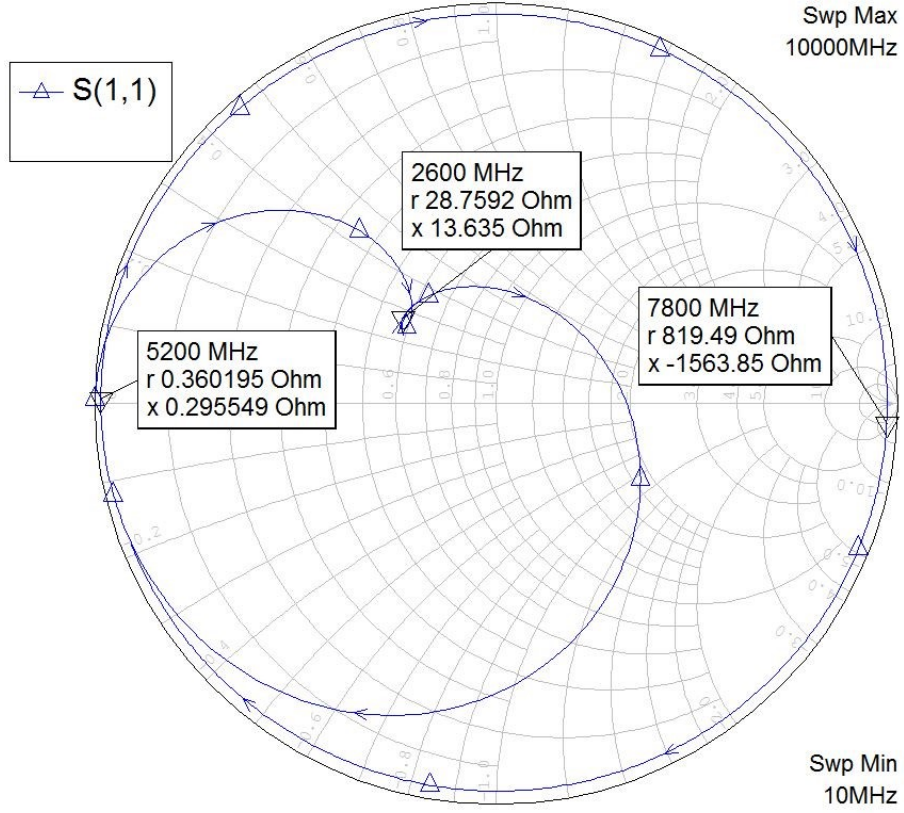
Eşitlik 3.11 ve 3.12 elde edilen iki adet denklemde devrenin yapısından dolayı  $R_L=50$  Ohm ve  $\theta=30^\circ$  olmaktadır. Yük çekme analizi ile elde edilen değerlerin gerçek kısmı  $R=28.65$  Ohm ve sanal kısmı  $X=13.67$  Ohm olarak denkleme yerleştirilmiştir.  $Z_1$  ve  $Z_2$  değerlerini belirlemek için iki denklem MATLAB® ortamına aktarılıp iterasyon ile çözdürülmüştür. Bu aşamada yazılan kod bir GUI haline getirilerek, bu çıkış devre yapısı genel bir hale döndürülüp bir arayüz haline getirilmiştir. Böylelikle denklemlerin sürekli olarak yeniden çözülmesine gerek kalmayacaktır. İterasyon sonucunda  $Z_1=80.83$  Ohm ve  $Z_2=36.32$  Ohm elde edilmiştir. GUI ve sonuçlar Şekil 3.11'de gösterilmiştir. Elde edilen  $Z_1$ ,  $Z_2$  empedansının değerleri ve  $\lambda/4$  uzunluğunda mikroşerit hattın boy ve kalınlığı 20 mil 0.5oz RO4003C™ taban malzemesi için TXLINE® programı ile hesaplanmıştır. Hesaplanan değerlerle Şekil 3.12'deki görüldüğü üzere çıkış devresi tamamlanmış ve Smith abağındaki sonucu Şekil 3.13'de gösterilmektedir.



Şekil 3.11. Çıkış devresinin GUI arayüzü ve hesap sonucu

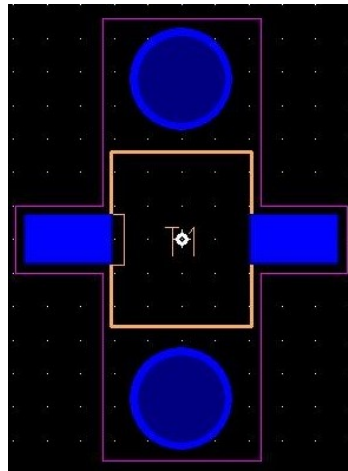


Şekil 3.12. Temel frekans, ikinci ve üçüncü harmoniklerin empedanslarını ayarlayan devre



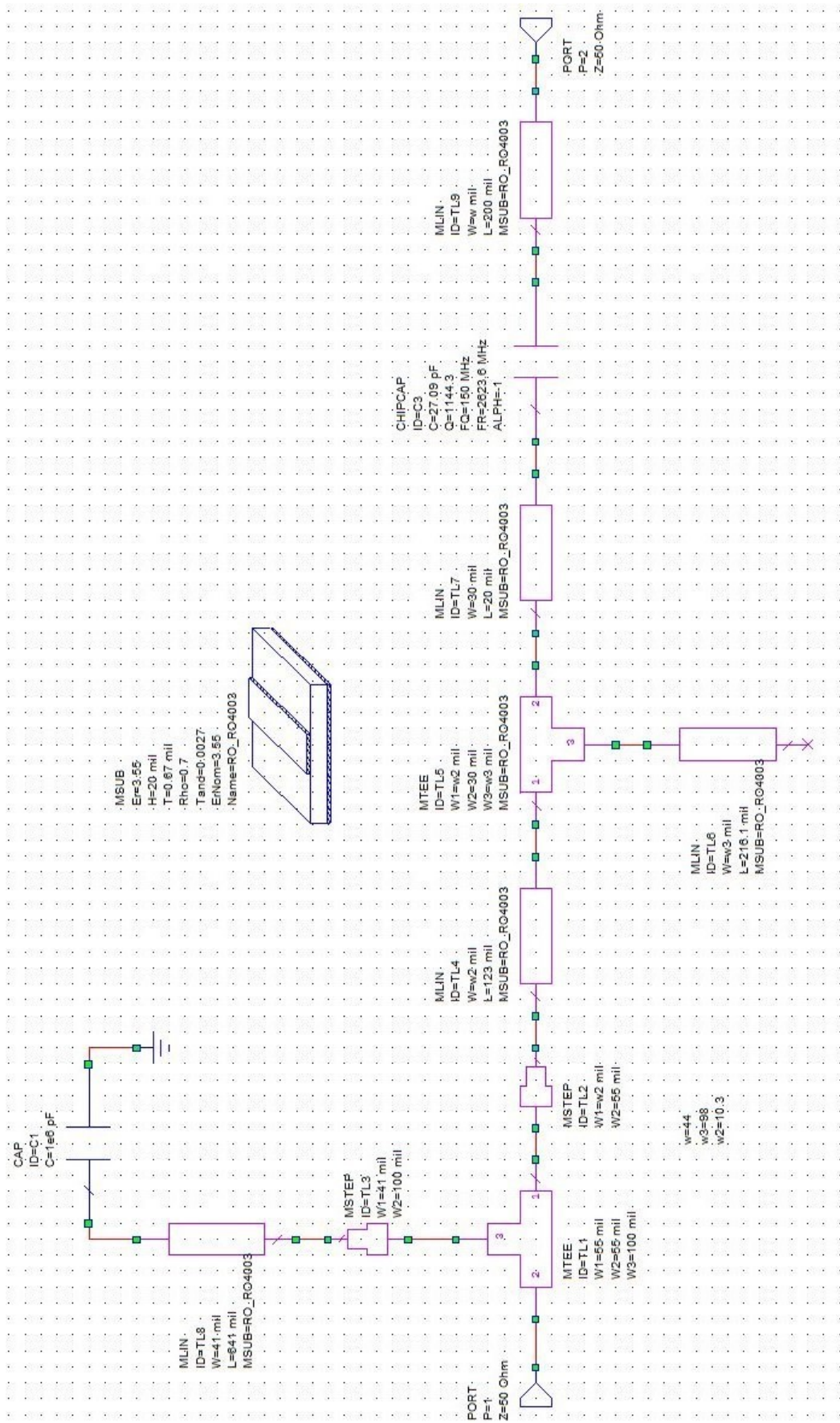
Şekil 3.13. Çıkış devresinin temel ve harmoniklerin empedans değeri

Şekil 3.13'e göre temel frekansta, ikinci ve üçüncü harmonikte istenen empedans değerlerine ulaşılmıştır. Bu adımdan sonra çıkış devresinde Şekil 3.14'te gösterilen transistörün modelinde giriş-çıkış referans empedans noktasından sonra mikroşerit hat olmasından dolayı optimizasyon çalışması yapılmıştır. Bu optimizasyon çalışmasında mikroşerit hatlar birleştirilirken oluşan empedans değişimleri de eklenmiştir. Optimizasyon sonucunda Şekil 3.15'deki devre elde edilmiştir.



Şekil 3.14. CGH40010F™ serim gösterimi

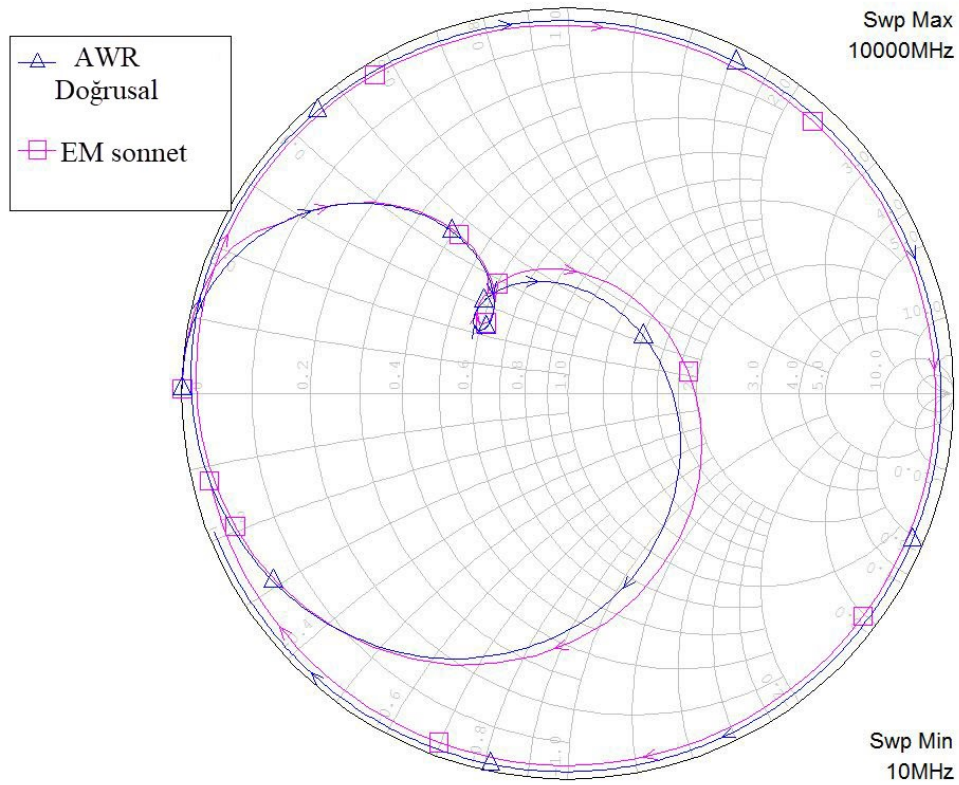




Şekil 3.15. Temel frekans ve harmonikler için çıkış devresinin son hali



etmektedir. 3 ve 4 numaralı portlar ise DC blok olarak kullanılacak kapasitör için koyulmuştur. 5, 6 ve 7 numaralı portlar ise dekuplaj kapasitörler için yerleştirilmiştir. Elektromanyetik simülasyon sonucunda 7 portlu bir S-parametre yapısı elde edilip, blok şeklinde AWR® programına eklenmiştir. İlgili portlara elemanlar bağlanıp, doğrusal simülasyon ve elektromanyetik simülasyon sonucu üst üste çizdirilerek Şekil 3.17’de gösterilmiştir. Bu adımdan sonra tasarıma elektromanyetik simülasyonda elde edilen sonuç ile devam edilmiştir. EM simülasyon sonucunda elde edilen frekansların empedans değerleri Çizelge 3.1’de gösterilmiştir.



Şekil 3.17. Doğrusal ve EM simülasyon karşılaştırılması

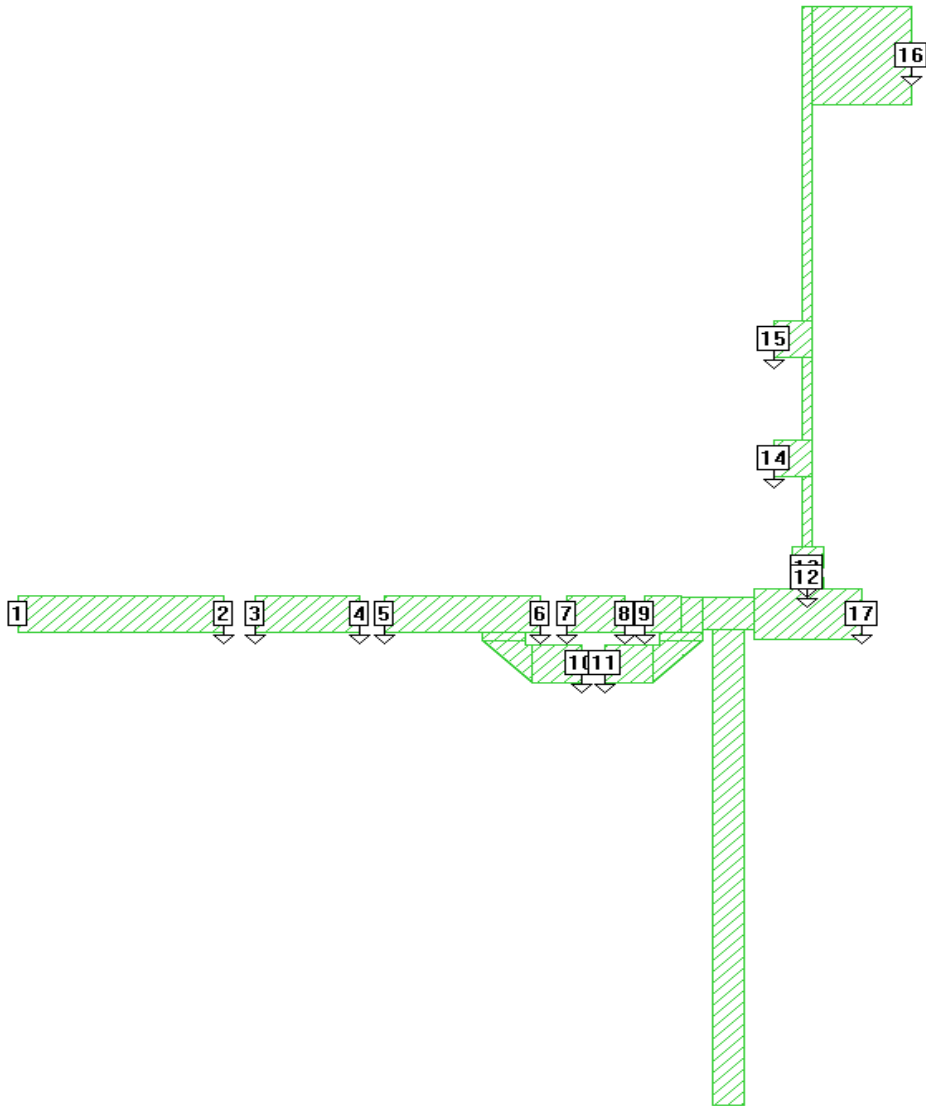
Çizelge 3.1. 2575, 2600 ve 2625 MHz için temel frekans ve harmoniklerin empedansları

Frekans (MHz)	Temel frekans empedans( $\Omega$ )	İkinci harmonik empedans( $\Omega$ )	Üçüncü harmonik empedans( $\Omega$ )
2575	28.6+j13.7	1.20-j3.24	91.2-j426.7
2600	28.6+j13.9	1.04-j1.17	40.4-j289
2625	28.6+j14.12	0.95+j0.81	22-j216.87



### 3.5. Giriş Empedans Uyumlandırma Devresi

Çıkış devresi tamamlandıktan sonra bu bölümde giriş empedans uyumlandırma devresinin tasarımı yapılmıştır. Giriş empedans uyumlandırma devresi çıkışındaki devreye göre değişebildiği için daha önce yapılan çıkış devresi tasarıma eklenerek uygun empedansa ince ayarla yaklaşmıştır. Sonnet® ortamında EM simülasyonu yapıp, tekrar AWR® ortamında devrenin son halinin simülasyonu yapılmıştır. Burada tasarımın ilk adımında belirlenen giriş empedansına göre empedans uyumlandırma devresi kurulmalıdır. Fakat uygun empedansı ayarlarken devrenin karmaşıklığı artmaktadır, daha da önemlisi tasarımın kararlılık yapısı bozulmaktadır. Bu sebeple uygun giriş empedansı kararlılık ve verimlilik baz alınarak idealdeki giriş empedansına yakın bir empedans değerine ayarlanmıştır. Tasarımda kullanılan EM simülasyon Şekil 3.18’de gösterilmiştir.

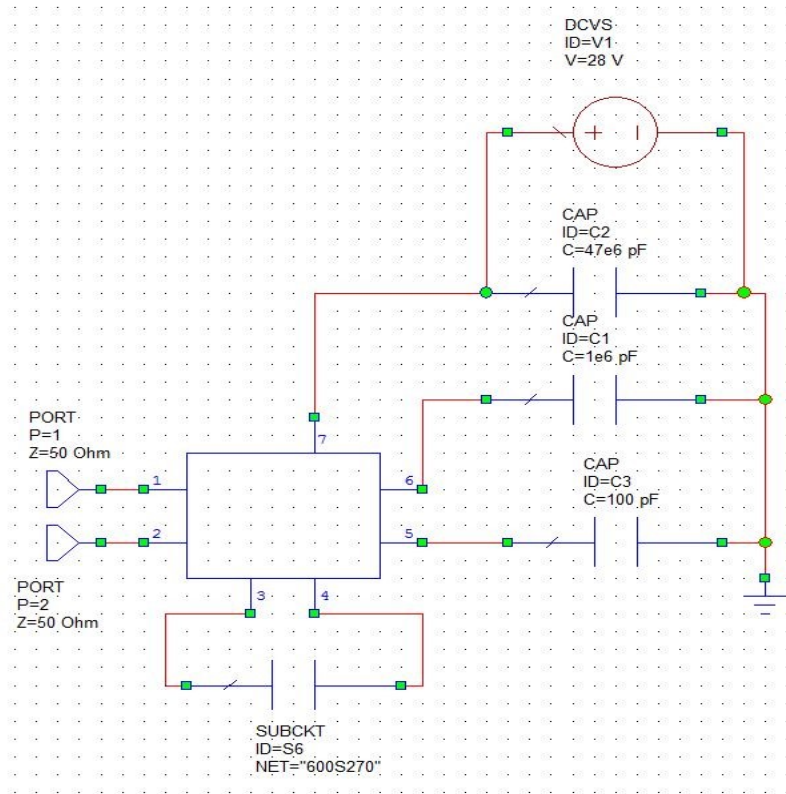


Şekil 3.18. Giriş empedans uyumlandırma devresi EM simülasyonu

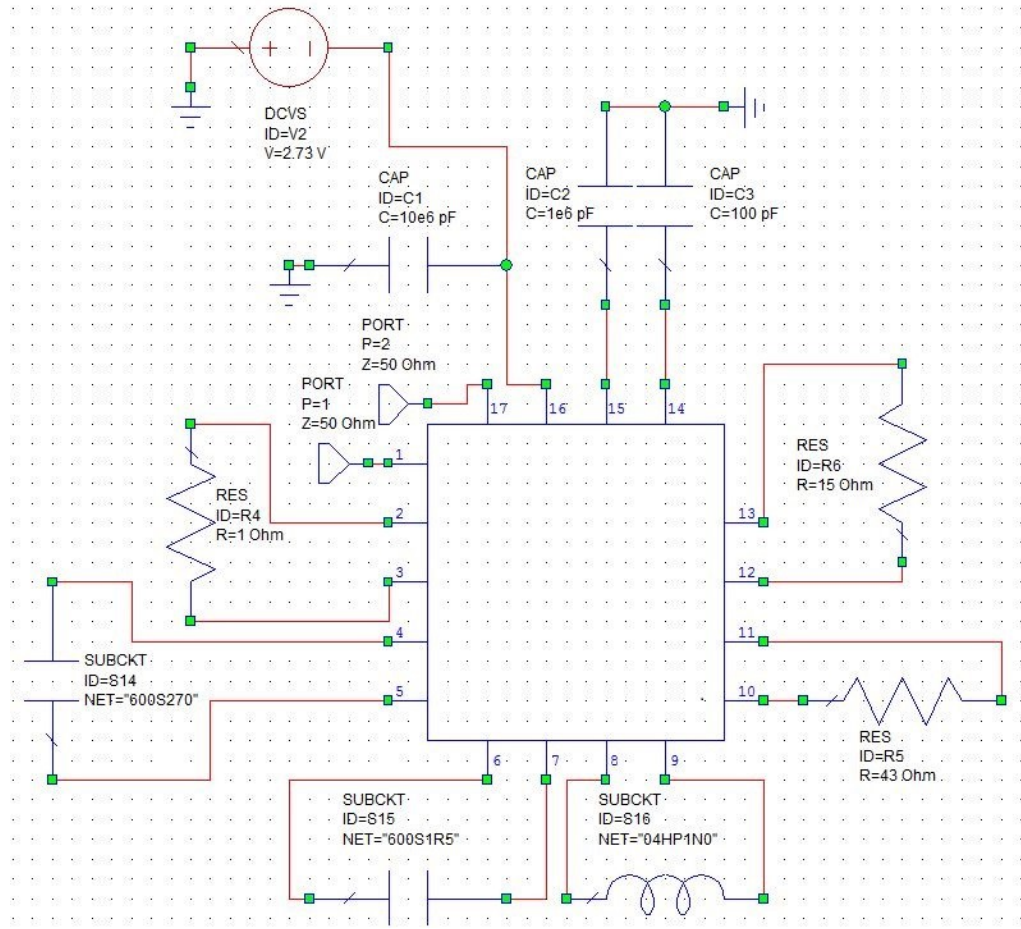
Kararlılık analizinde devrenin kararlı olması için 2-3, 12-13 ve 6-11 numaralı portlardaki elemanların önemi çok fazladır. 6-11 arasına kararlılığı sağlamak için RLC devresi, 2-3 ve 12-13 numaralı portların olduğu yere ise direnç koyulmuştur. RLC devresinden sonra RF hattı üzerinden transistöre bağlanacağı 17 numaralı porta kadar empedansı ayarlamak için mikroşerit hat koyulmuştur. 14-17 arasındaki portlar ise dekaplaj kapasitör yerleridir. Bunların yerleri kararlılık analizi sonucuna göre belirlenmiştir. Görüldüğü üzere çıkış devresi sabit iken giriş devresinin kararlılık üzerinde etkisi çok fazladır.

### 3.6. Simülasyon Sonuçları

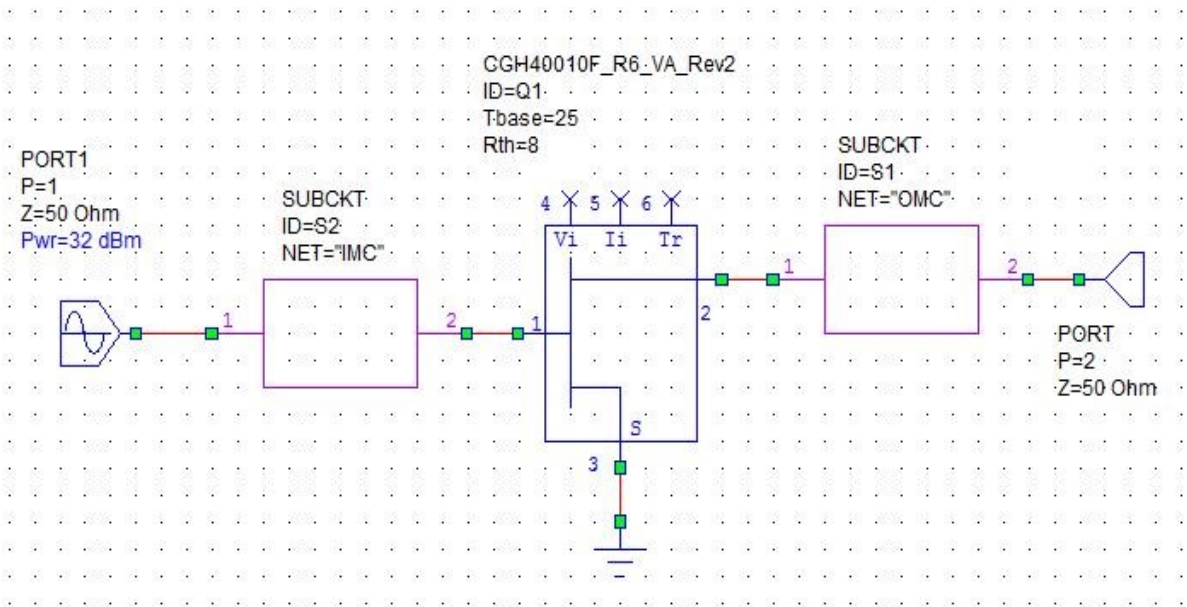
Ayrı ayrı EM simülasyonları yapılan giriş empedans uyumlandırma ve çıkış devresi AWR® ortamına S-parametre dosyası şeklinde eklenip, portlarına gerekli elemanlar bağlanmıştır. Çıkış devresi, giriş empedans uyumlandırma devresi ve ikisini birleştirerek elde edilen simülasyon devresi sırasıyla Şekil 3.19, 3.20 ve 3.21’de gösterilmiştir. Şekil 3.21’deki simülasyon devresinde bir numaralı port değiştirilerek bu devre üzerinden bütün analizler yapılmıştır. DC blok, RLC devresindeki kapasitörler ve indüktörün S-parametre değerleri tasarıma eklenmiştir. Tasarımdaki elemanların üretici ismi ve parça numarası EK-C’de verilmiştir.



Şekil 3.19. EM simülasyon sonucu ile kurulan çıkış devresi(OMC)

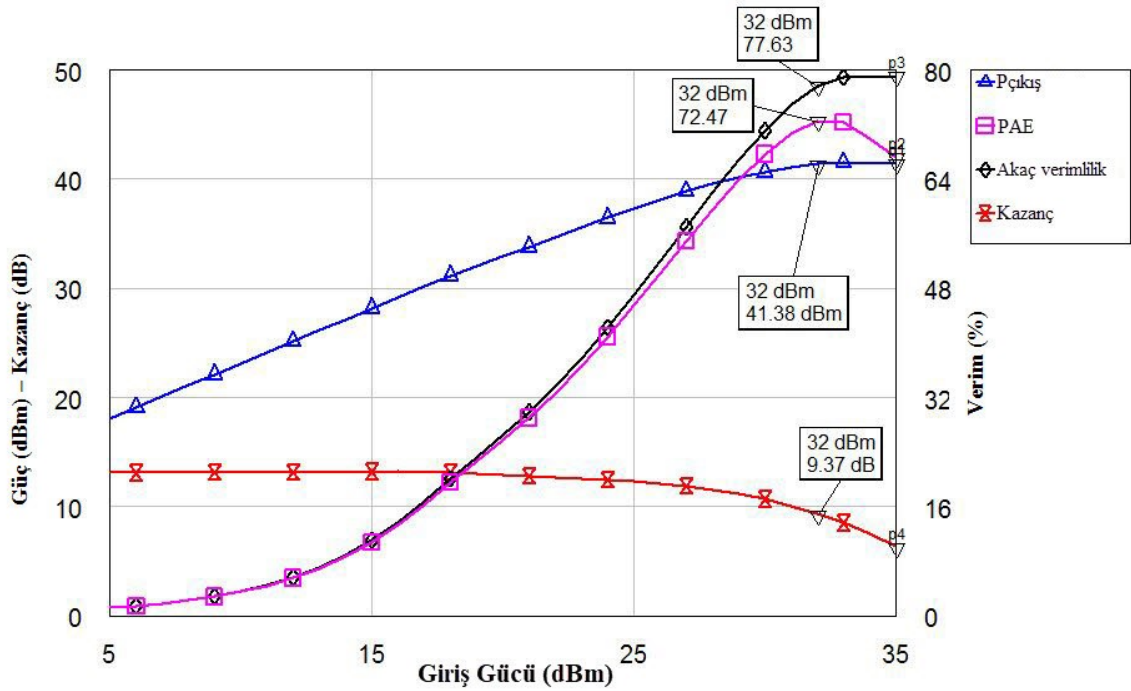


Şekil 3.20. EM simülasyon sonucu ile kurulan giriş empedans uyumlandırma devresi(IMC)



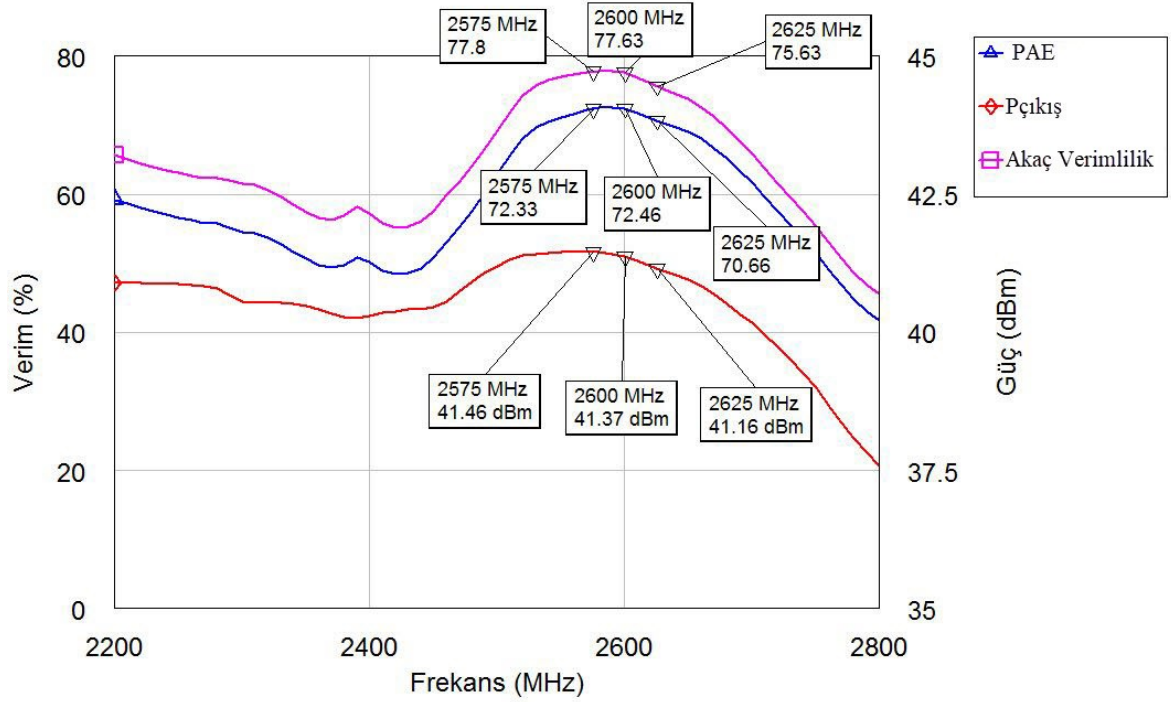
Şekil 3.21. Giriş ve çıkış empedans uyumlandırma devreleri ile simülasyon devresi

Tasarım aşamalarının başından itibaren ideal elemanlar ile çalışıldığından dolayı giriş gücü 28 dBm olarak verilmektedir. Fakat giriş ve çıkış devrelerinin kayıplı, aynı zamanda giriş empedans devresinin yeni bir bölgeye ayarlanması ile giriş gücü 32 dBm olarak değiştirilmiştir. Simülasyon aşamasında PAE, akaç verimlilik, çıkış gücü, kazanç, OIP3, P1dB, kararlılık, harmonik seviyesi, akım-gerilim dalga biçimlerinin analizleri yapıldı. Verim, akım-gerilim, harmoniklerin seviyesi hem doyum bölgesinde hem de P1dB noktasında incelendi. Tasarımın başında hedeflenen 2575-2625 MHz bandı sebebiyle frekansa bağlı çıkış gücü ve verim analizi yapıldı.



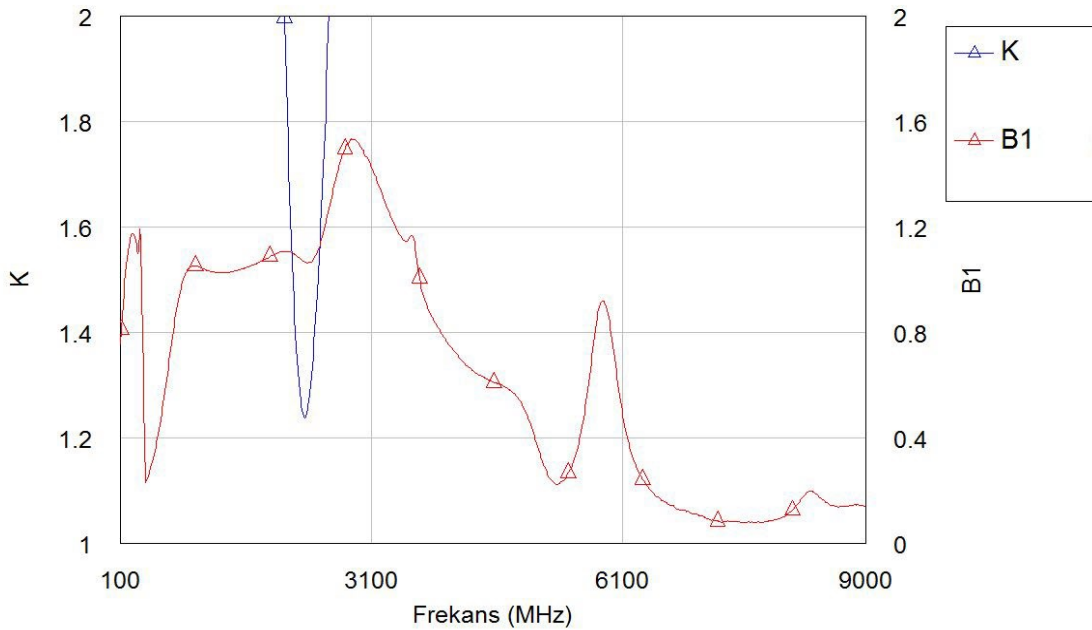
Şekil 3.22. 2.6 GHz'de giriş güne göre çıkış gücü, PAE, akaç verimlilik ve kazanç

Şekil 3.22'de 2.6 GHz'de tasarlanan simülasyon devresinde giriş gücü 5 dBm'den 35 dBm'e kadar sürüldü. Bu durumda çıkış gücü, PAE, akaç verimlilik ve kazanç ifadelerinin analizleri yapıldı. P1dB noktası giriş gücünün 25.7 dBm olduğu noktadır. Çıkış gücü bu noktada 37.88 dBm, PAE %48.76, akaç verimlilik %50.47 ve kazanç ise 12.18 dB değerindedir. Bu noktadan sonra doğrusal olmayan bölgeye girildiğinden dolayı kazancın değeri azalmaktadır. Transistör 32 dBm giriş gücü ile sürüldüğünde ise doyum bölgesine girmektedir. Bu noktada kazanç 9.365 dB, PAE %72.46, akaç verimlilik %77.63 ve çıkış gücü 41.37 dBm olmaktadır. Doyum noktasında verim %70'in üzerindedir.



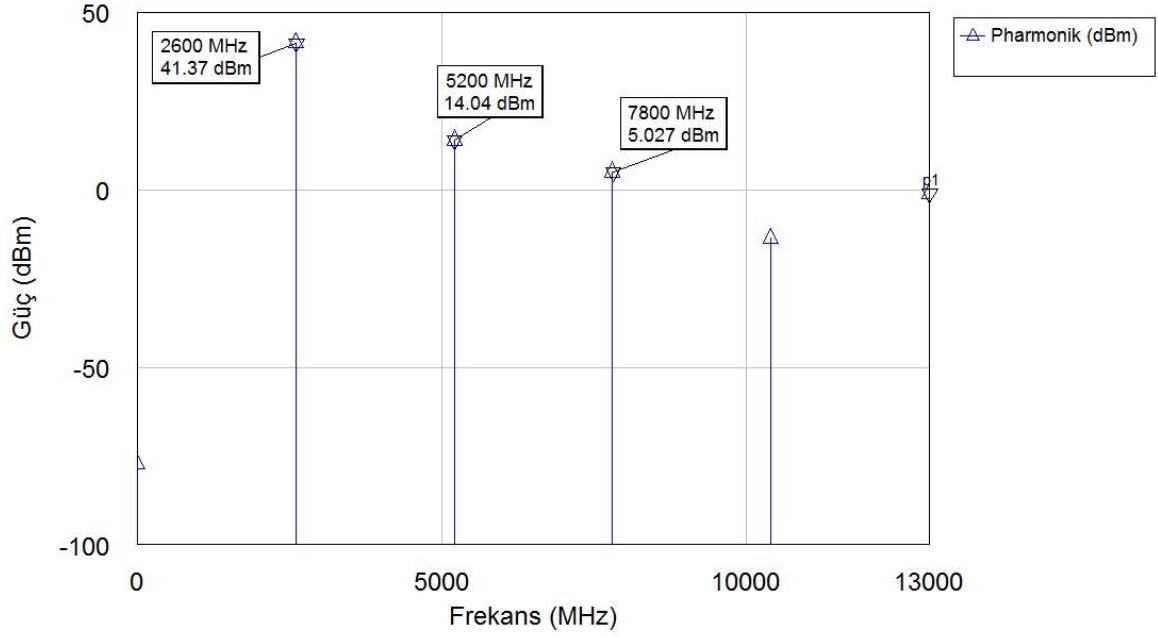
Şekil 3.23. 32 dBm giriş gücü ile frekansa bağlı verim ve çıkış gücü

32 dBm giriş gücü ile doyum bölgesinde sürülen transistörün Şekil 3.23’de görüldüğü üzere frekans arttıkça verim ve kazanç değerleri bant içinde nispeten düşmektedir. Akaç verimliliği bant içinde %75.63 ile %77.8 arasındadır. PAE ise %70.66 ile %72.33 arasındadır. Çıkış gücü 41.16 dBm ile 41.46 dBm arasındadır. Bu sonuçlara göre bant içinde beklendiği üzere çok fazla güç ve verim farkı yoktur.

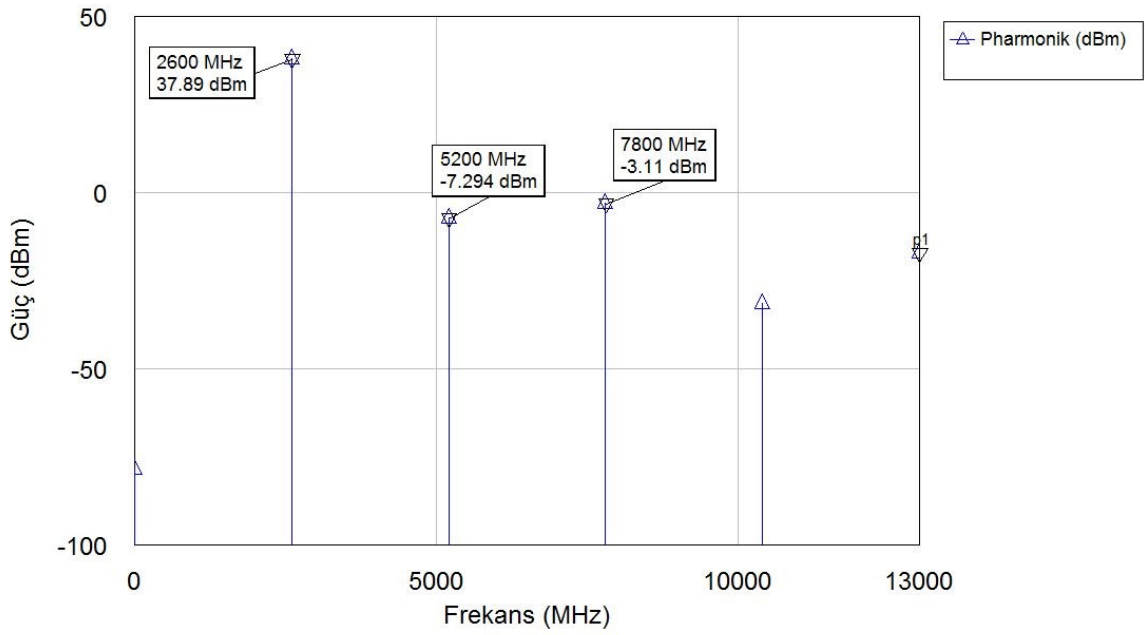


Şekil 3.24. F-sınıfı güç yükselteç tasarımının kararlılık analizi

Şekil 3.24'te kararlılık analizinin sonucu gösterilmiştir. 100 MHz'den 9 GHz'e kadar çok geniş bantta yapılan bu kararlık analizinde grafikte karışıklığı engellemek için K değeri 1-2 arasında sol ekseninde, B1 değeri ise 0-2 arasında sağ ekseninde gösterilmiştir. K değeri çok geniş bir bantta 1'değerinin üstündedir, B1 değeri ise 0 değerinin üstündedir. Bu durumda tasarlanan devre koşulsuz kararlıdır.

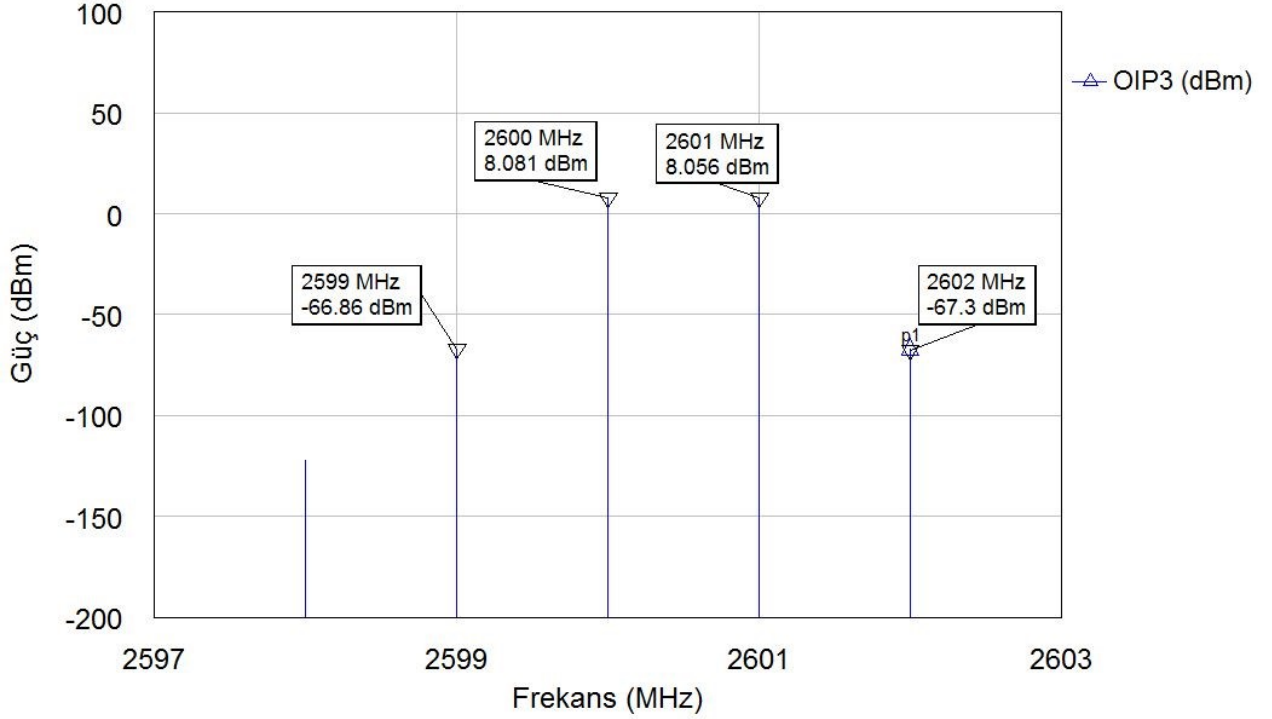


Şekil 3.25. 2.6 GHz'de 32 dBm ile sürülen tasarımın harmonikleri



Şekil 3.26. 2.6 GHz'de P1 dB noktasında sürülen tasarımın harmonikleri

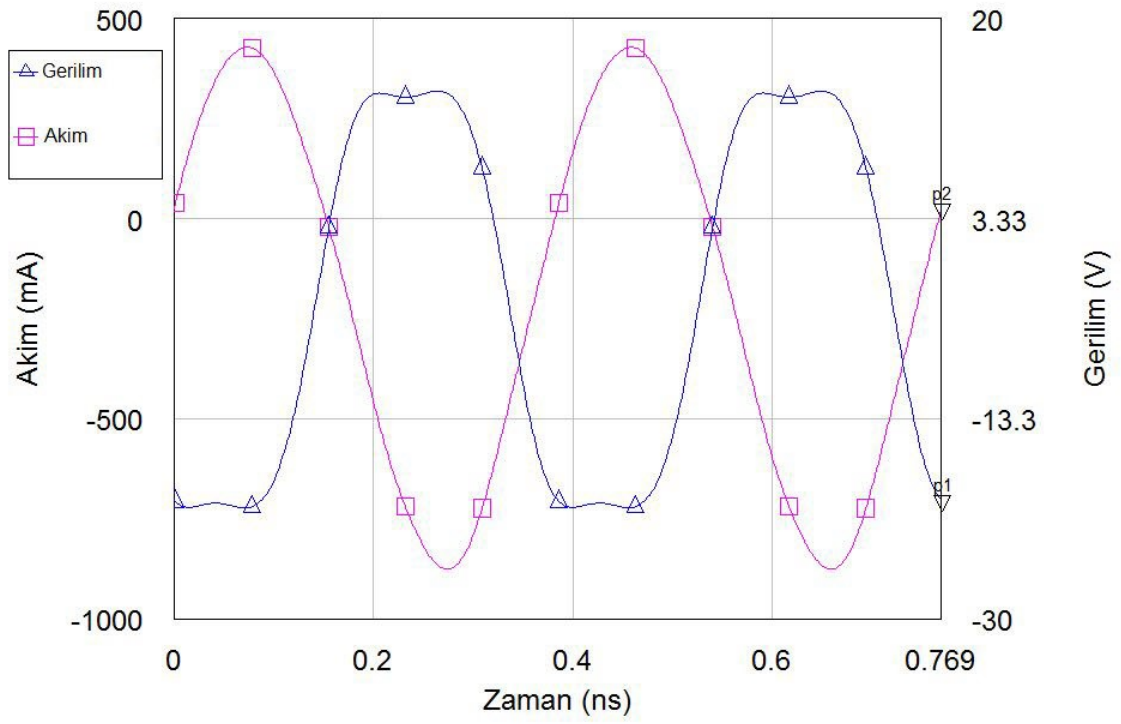
Şekil 3.25 ve 3.26’da 2.6 GHz’de sırasıyla doyum ve P1dB noktasında sürülen transistörün harmoniklerin güç seviyesi gösterilmiştir. Özellikle doğrusal bölgede iken doyum bölgesine göre ikinci harmoniğin oldukça düşük olduğu gözükmektedir. Genel olarak her iki durumda da ikinci ve üçüncü harmoniklerin seviyesi düşüktür ve bu beklenen bir durumdur.



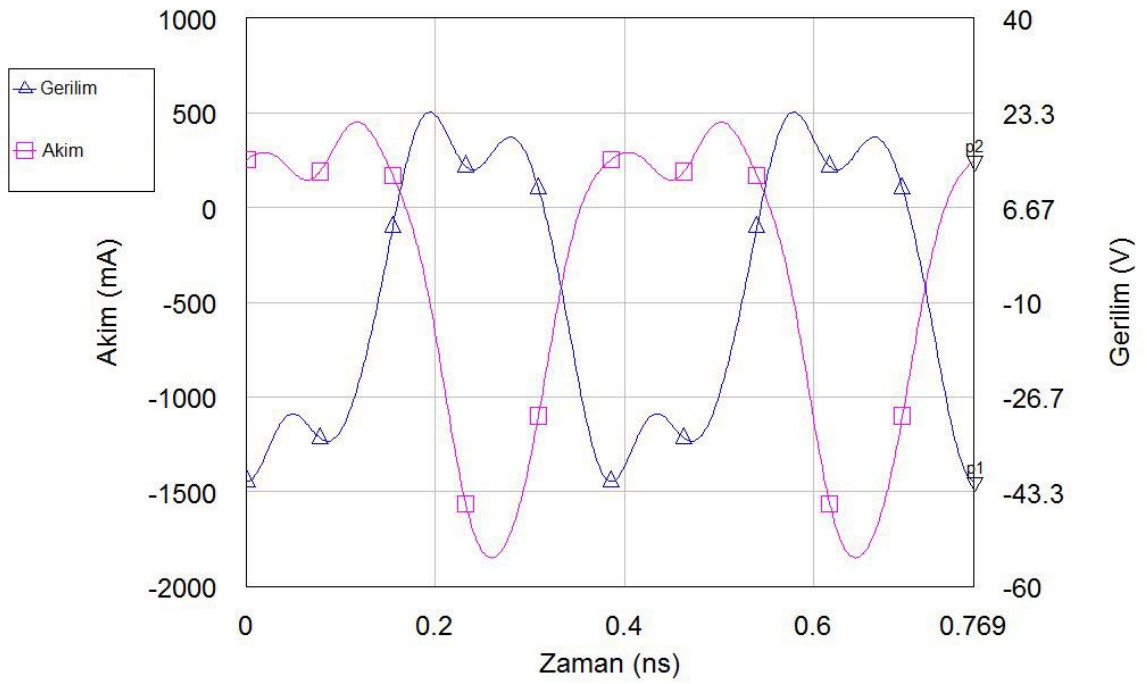
Şekil 3.27. Tasarlanan güç yükseltecin OIP3 analizi

OIP3 analizi iki sinyal -5 dBm seviyesinde 1 MHz aralıklarla giriş portundan sürülmüştür. Devrenin çıkışında ise Şekil 3.27’deki gibi bir sonuç elde edilmiştir. Burada IMD değeri yaklaşık olarak 75 dBm, OIP3 değeri ise 45 dBm’dir. Önceki analiz değerinde ise P1dB noktası 37.88 dBm olarak hesaplanmıştı. Her iki sonucuna göre tasarımı doğrusallık açısından oldukça iyi olduğu gözükmektedir. Şekil 3.28 ve 3.29’da sırasıyla 2.6 GHz’de P1dB ve doyum noktasında transistörün akım – gerilim dalga biçimleri incelenmiştir. P1dB noktasında harmoniklerin seviyesinin daha düşük olmasından dolayı akım ve gerilim dalga biçimleri çok daha düzgün çıkmıştır. Fakat her iki durumda da harmoniklerin empedansları ayarlandığı için akım ve gerilim dalgalarının iç içe girmesi azaltılmıştır.





Şekil 3.28. 2.6 GHz'da P1dB noktasında transistörün akacında gerilim ve akım

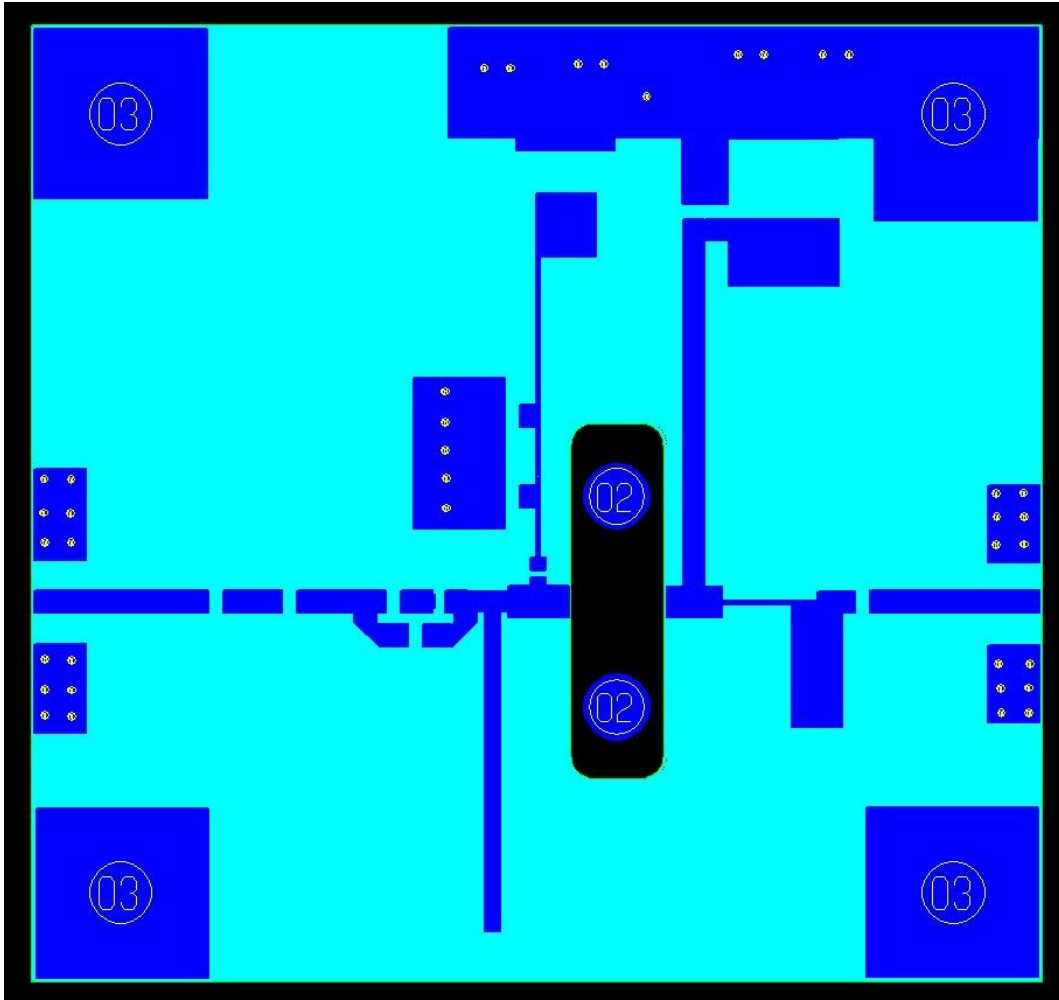


Şekil 3.29. 2.6 GHz'da doyum noktasında transistörün akacında gerilim ve akım

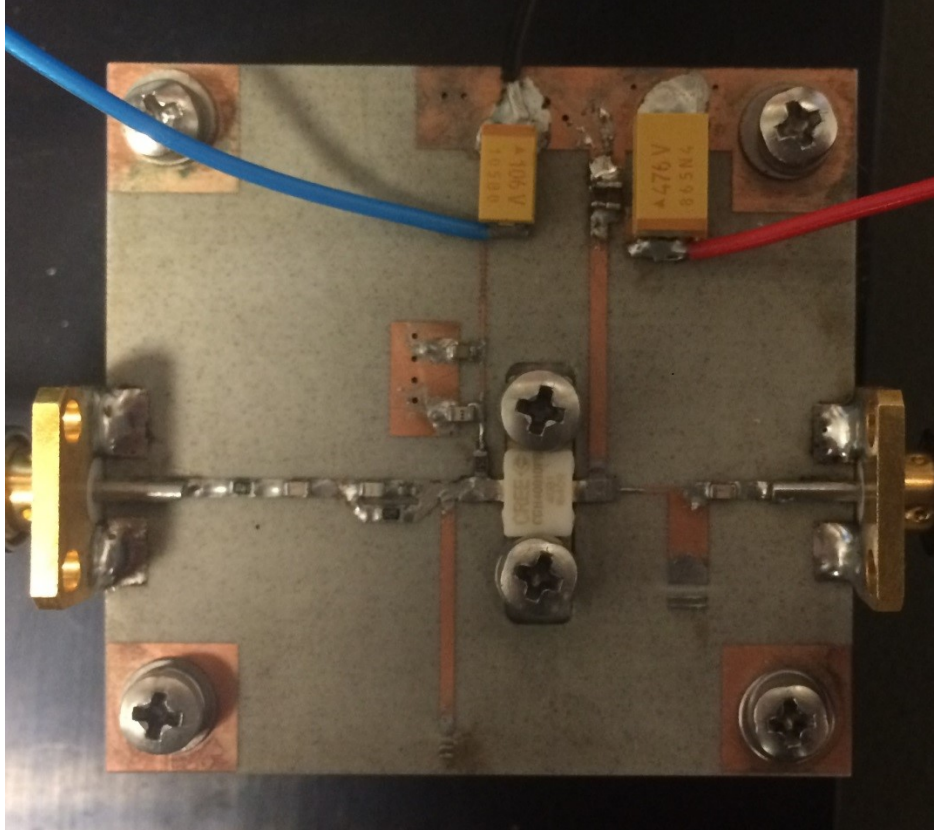


### 3.7. Baskı Devre Kartı Tasarımı ve Üretimi

Simülasyon analizleri tamamlandı, PADS® programında kartın çizimi yapıldı. Kart daha önce belirtildiği gibi düşük tanjant kayıplı 20 mil 0.5oz RO4003C™ taban malzemesinde üretildi. Transistör yüksek güç çıkarken soğuması ve aynı zamanda transistörün toprağına alması için kartın altına metal plaka üretilmiştir. Kartta transistörün olduğu bölge kesilerek boş bırakılmakta ve böylelikle o bölgeden transistör metal plakaya oturmaktadır. Bu sebeple metal plakanın transistöre gelen kısmında, transistörün veri yaprağında gösterilen yükseklik kadar kesilerek boş bırakılması gerekmektedir. Şekil 3.30'da PADS® programının çizilen kartın görüntüsü, Güç yükselteç tasarımında çizilen kartın boyu 43.2 mm, genişliği ise 45.7 mm'dir.



Şekil 3.30. F-sınıfı güç yükselteç tasarımının serimi



Şekil 3.31. Üretilmiş ve dizilmiş F-sınıfı güç yükselteç tasarımı

### 3.8. Ölçüm Sonuçları

Şekil 3.31’de üretilmiş ve dizilmiş güç yükselteç tasarımı gösterilmiştir. Ölçüm sırasında kullanılan ekipman ve kullanım amaçları aşağıda açıklanmıştır.

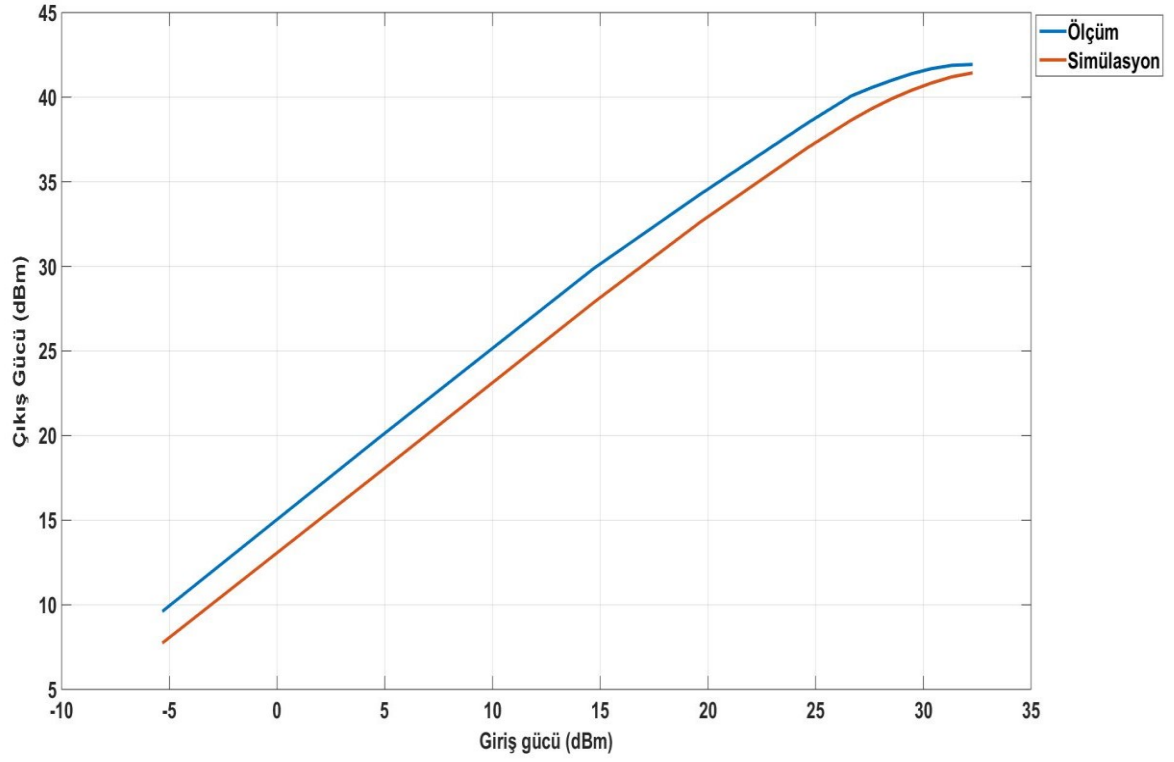
- Agilent® N9030A™: Spektrum Analizör; harmonik seviyesi ölçümü ve OIP3 analizinde kullanıldı.
- Agilent® U8031A™: Güç kaynağı; tasarlanan güç yükselteç devresinin kapı ve akaç gerilimi için kullanıldı.
- Rohde&Schwarz® NRP2™: Güç okuma; devrenin çıkışında elde edilen gücün doğru bir şekilde okunması için kullanıldı.
- Agilent® N5181A™: Sinyal üretici; 2575, 2600 ve 2625 MHz sinyalleri için kullanıldı.
- Holzworth® HS9003A-399™: OIP3 testi için çift çıkış verebilen sinyal üreticidir.
- Mini Circuits® ZX10-2-42-S+™: Birleştirici; OIP3 testinde iki ton sinyal verebilmek için kullanıldı.
- Mini-Circuits® ZVE-3W-83+™: Sürücü güç yükselteci; sinyal üreticileri çok yüksek güç üretmediğinden dolayı tasarlanan güç yükseltecini sürmek için

kullanıldı. 2000-8000 MHz arası çalışabilen giriş ve çıkış empedansları oldukça iyi olan bir güç yükseltecidir.

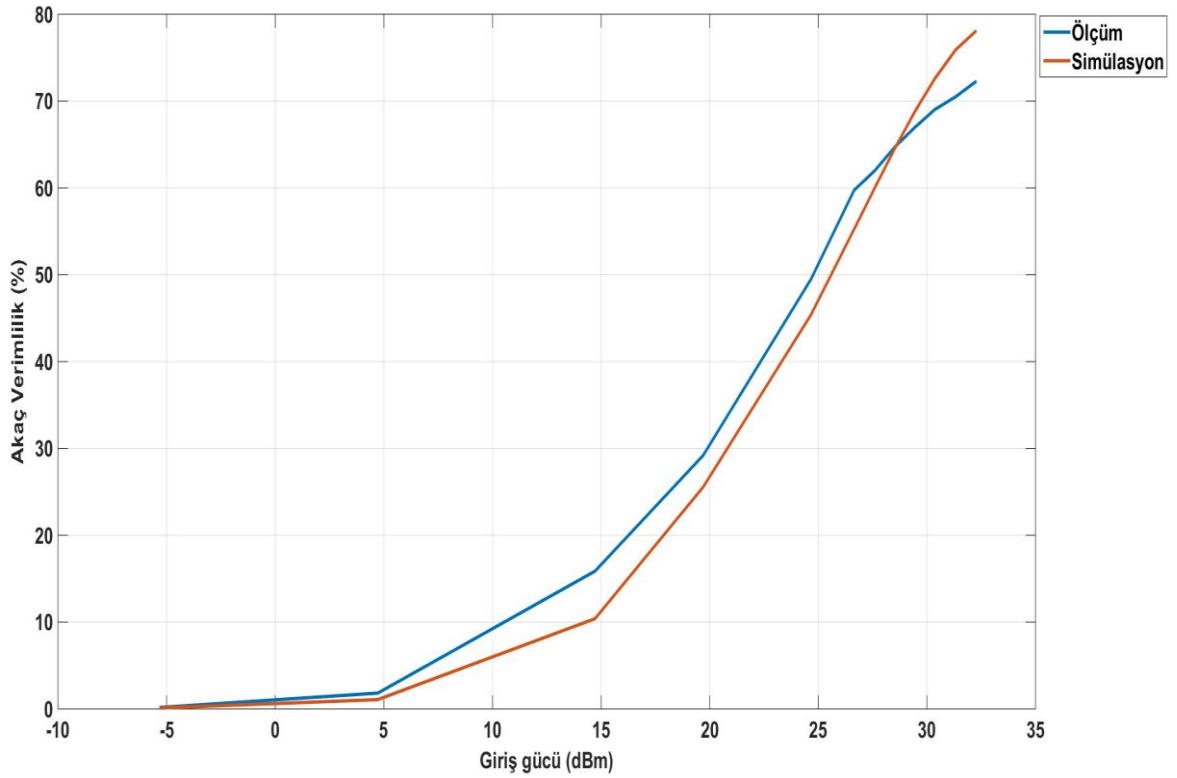
- Jonhson-Emerson® 142-0701-631™: Giriş çıkış RF konektörü olarak kullanıldı.

Tasarlanan devre ile aşağıdaki ölçümler yapıldı.

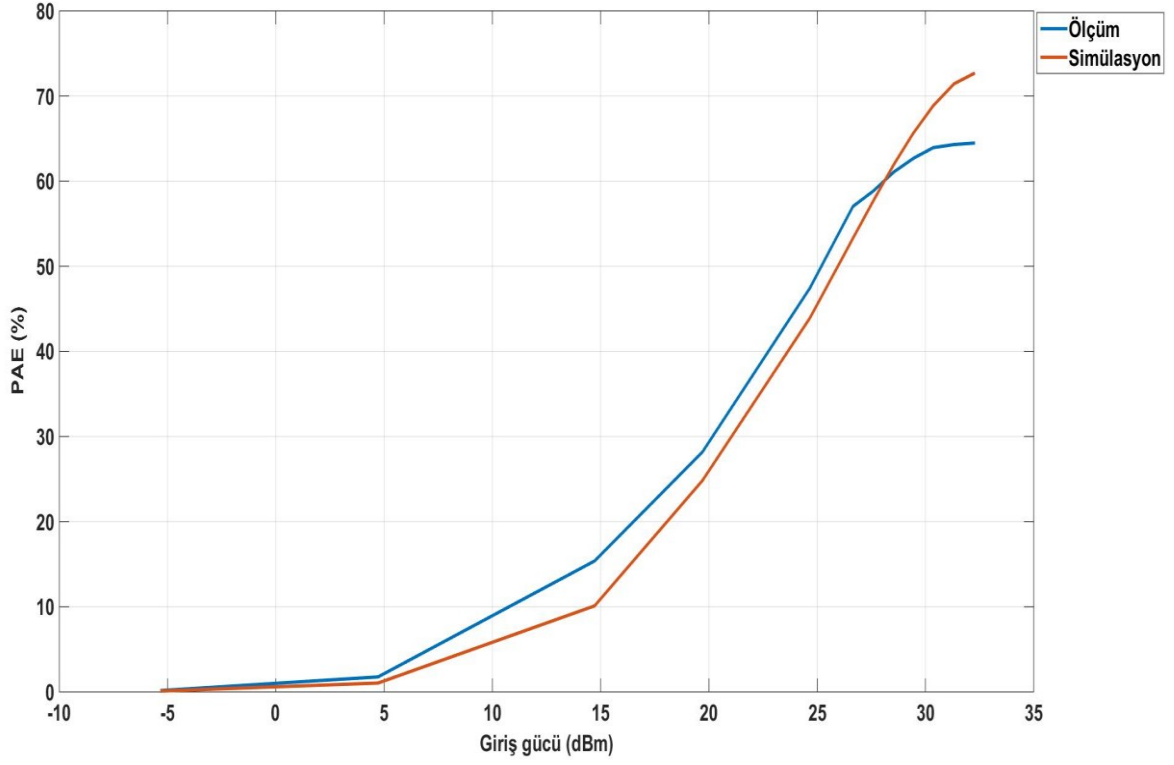
- Çıkış gücü – giriş gücü; simülasyon ve ölçüm sonuçlarında aynı giriş gücüne göre ölçüm sonuçları daha iyidir. Fakat ölçüm yapılan devre çok daha hızlı doyum noktasına ulaşmaktadır. Ölçüm sonuçlarına göre maksimum çıkış gücü 41.93 dBm olarak ölçülmüştür. 2600 MHz’de simülasyon ve ölçüm sonunda elde edilen çıkış gücü üst üste Şekil 3.32’de çizdirilmiştir. P1dB noktası ölçüm sonuçlarında 37.38 dBm olarak belirlenmiştir. Simülasyonda ise bu nokta 37.88 dBm olarak belirlenmiştir.
- Akaç verimlilik & PAE – giriş gücü; 10 W çıkış gücüne kadar hem PAE hem de akaç verimlilikte ölçüm sonuçları, simülasyon sonuçlarına göre aynı giriş gücünde çok daha iyidir. Fakat ölçülen devrenin doyum noktasına erken ulaşmasından dolayı doyum bölgesindeki ölçümlerde simülasyon sonuçları daha iyidir. 2600 MHz’de Şekil 3.33’te akaç verimliliğinin simülasyon ve ölçüm sonuçları üst üste çizdirilmiştir. Şekil 3.34’te ise PAE simülasyon ve ölçüm sonuçları üst üste çizdirilmiştir.
- Kazanç – giriş gücü; giriş gücüne göre elde edilen çıkıştan kazanç grafiği çizdirilmiştir ve bu simülasyon sonuçları ile üst üste Şekil 3.35’te çizdirilmiştir. Ölçüm sonuçlarındaki kazanç, simülasyona göre daha iyidir.
- 2575 ve 2625 MHz’de Çıkış gücü, PAE ve akaç verimlilik; simülasyonda olduğu gibi ölçümlerde de bant içi merkez frekansı ile yakın çıkış gücü, PAE ve akaç verimliliğe sahiptir. 2575 MHz’de ölçüm sonuçları Şekil 3.35’te, 2625 MHz’deki ölçüm sonuçları ise Şekil 3.36’da gösterilmiştir.
- OIP3 analizi; tasarlanan güç yükselteci 1 MHz aralıkla -5 dBm iki ton sinyal ile sürülmüştür ve simülasyonda beklendiği gibi bir sonuç elde edilmiştir. Elde edilen sonuç Şekil 3.37’de gösterilmiştir. OIP3 ölçüm sonucuna göre 44.07 dBm, simülasyon sonucuna göre ise 45.73 dBm olarak ölçülmüştür.
- Doyum noktalarında ve 10W çıkış gücündeki harmonik ölçümleri temel frekansa göre dBc olarak Çizelge 3.2 gösterilmiştir. Bandın başında ölçüm sonuçları daha iyi iken, merkez frekansında ve bandın sonunda simülasyon sonuçları daha iyi olduğu gözükmemektedir.



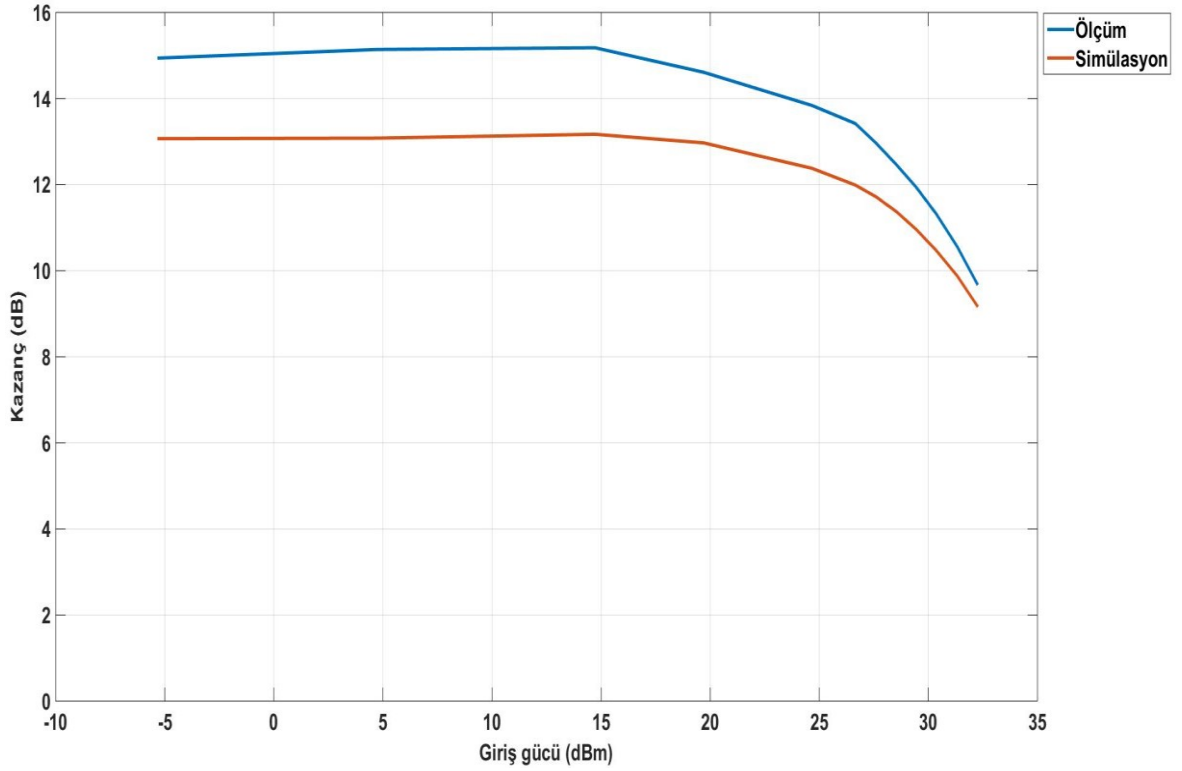
Şekil 3.32. 2600 MHz’de ölçüm ve simülasyonun giriş gücüne göre çıkış gücü



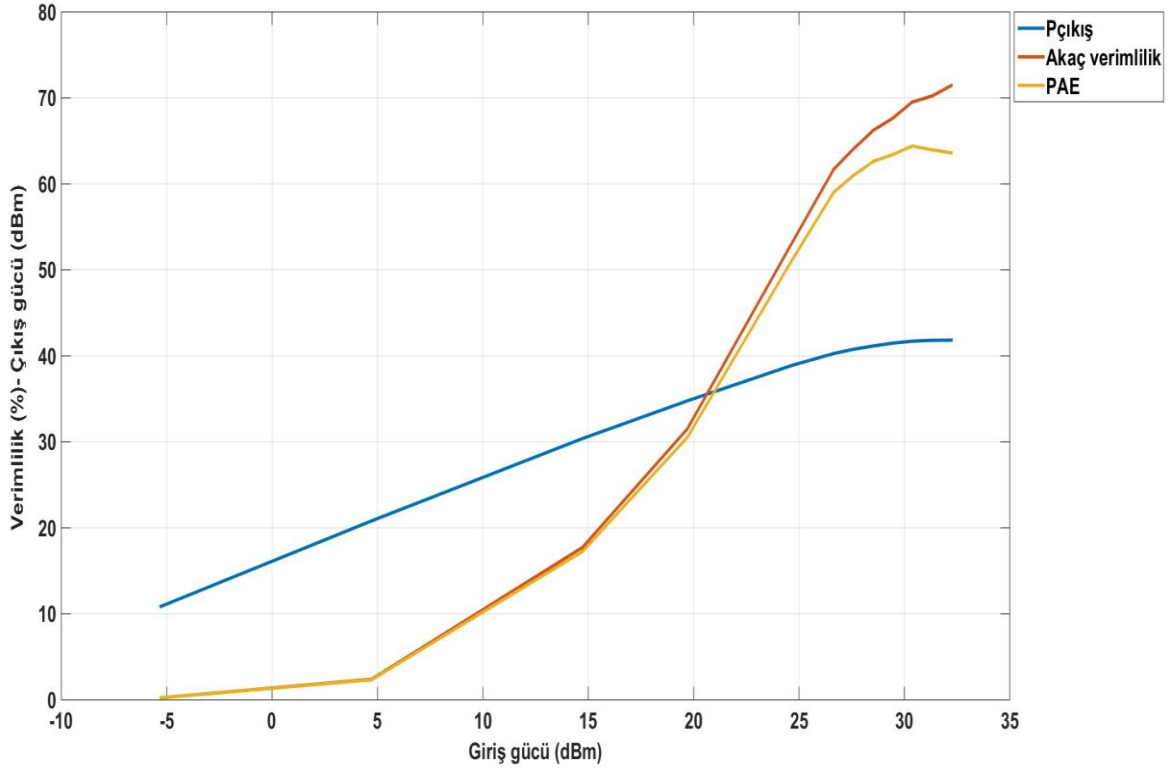
Şekil 3.33. 2600 MHz’de ölçüm ve simülasyonun giriş gücüne göre akış verimlilik grafiği



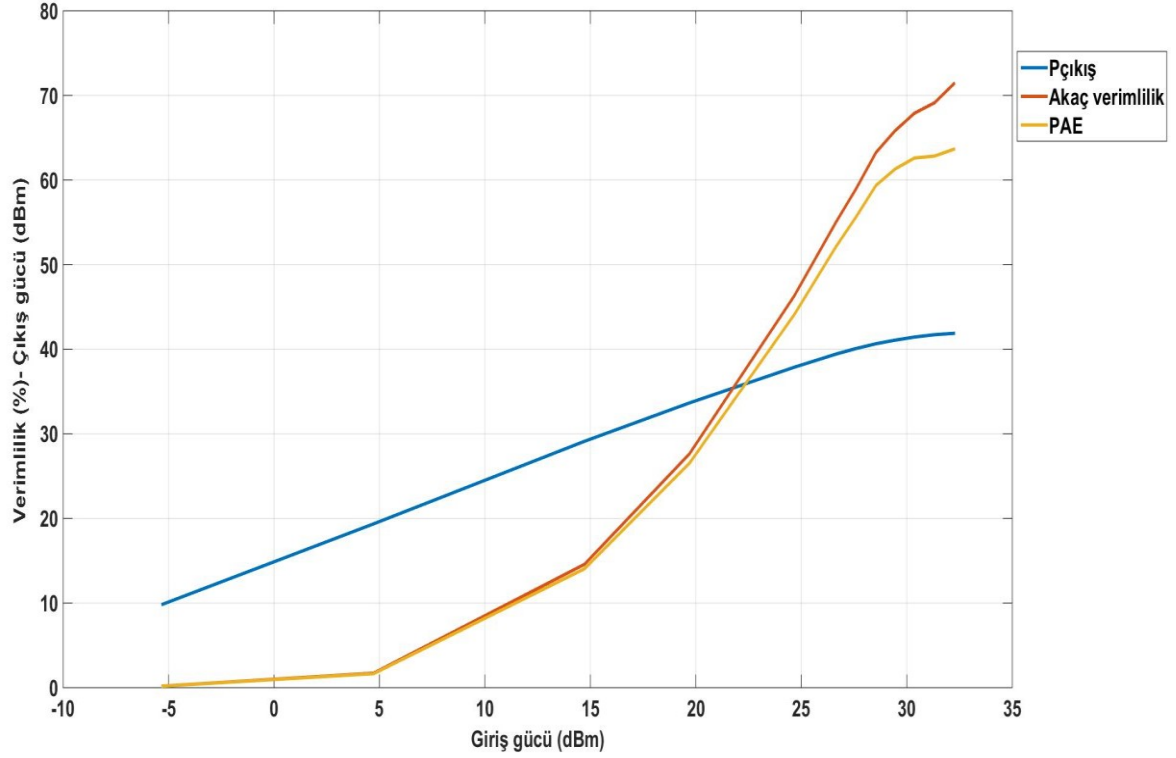
Şekil 3.34. 2600 MHz’de ölçüm ve simülasyonun giriş gücüne göre PAE grafiği



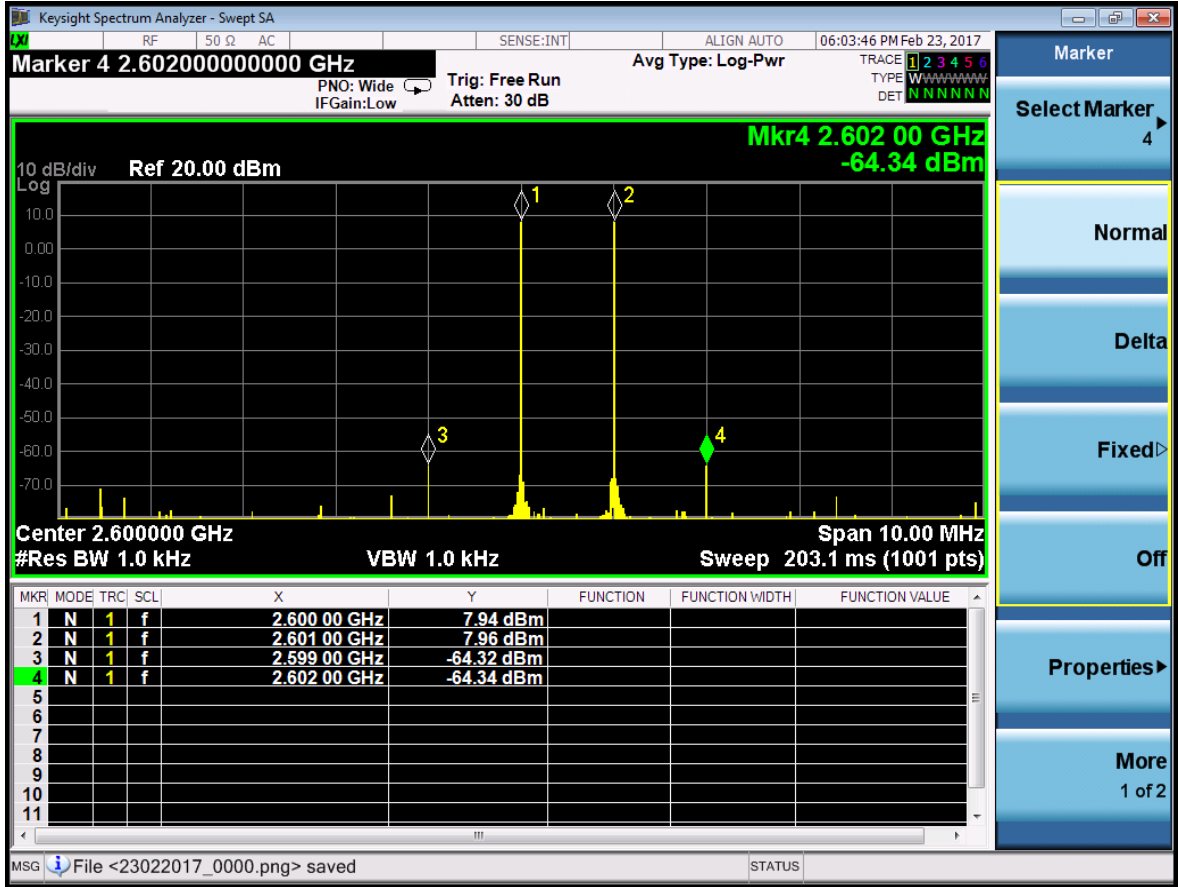
Şekil 3.35. 2600 MHz’de ölçüm ve simülasyonun giriş gücüne göre kazanç grafiği



Şekil 3.36. 2575 MHz'de çıkış gücü, PAE ve akaç verimlilik ölçüm sonucu



Şekil 3.37. 2625 MHz'de çıkış gücü, PAE ve akaç verimlilik ölçüm sonucu



Şekil 3.38. Spektrum analizörde OIP3 analizinin sonucu

Çizelge 3.2. Doyum ve 10W noktalarında ikinci ve üçüncü harmoniklerin temel frekansa göre seviyesi

	2575 MHz		2600 MHz		2625 MHz							
	Ölçüm (dBc)		Simülasyon (dBc)		Ölçüm (dBc)		Simülasyon (dBc)					
	2.	3.	2.	3.	2.	3.	2.	3.				
$P_{\text{doyum}}$	-18.5	-46.34	-24.5	-35.58	-19,5	-30,6	-27.3	-36.38	-20,66	-30,28	-29.65	-36.83
$P_{\text{çıkış}} - 10W$	-26,76	-56,78	-34.75	-38.35	-27	-37,96	-38.81	-39.7	-27,47	-32,89	-42.35	-32,89

#### 4. SONUÇ VE TARTIŞMA

Bu tez çalışması kapsamında 2575-2625 MHz çalışabilen yüksek verimli güç yükselteci tasarlanmak istenmiştir. Bu sebeple hem frekans hem de yüksek verim sebebiyle F-sınıfı güç yükselteç tasarımı seçilmiştir. Tasarımda akım-gerilim dalga biçimlerini şekillendirerek tüketilen gücü düşürmek hedeflenmiştir. Tasarımda harmonik kontrol ve çıkış empedans uyumlandırma devresini birleştirerek daha küçük boyutlu bir tasarıma gidilmiştir. Simülasyon sonuçlarında uygun bir noktaya gelmesi üzerine Rogers® firmasının 20 mil 0.5oz R4003C™ taban malzemesine baskı devre kartı üretilmiştir.

Baskı devre kartı dizildikten sonra ölçümler alındı. Alınan ölçümlere göre özellikle P1dB noktasından sonra ölçüm sonuçları farklıdır. Aynı şekilde kazanç grafiği incelendiğinde bu farklılık gözükmemektedir. Burada görülen değerlere göre giriş ve çıkış empedans değerlerinde kaymalar olmuştur. Bunun sonucunda harmoniklerin empedansları da kaymıştır. Bunun sebebi olarak transistörün parazitik etkileri, ölçümden kaynaklanabilecek küçük bir ölçüm hatası ve baskı devre kartının yeterince hassasiyet ile üretilmiyor olması gösterilebilir. F-sınıfı güç yükselteç tasarımlarda transistörün parazitik etkileri yüksek frekansta etkilidir [24]. Elde edilen sonuçlara 2.6 GHz'de %72.2 akaç verimliliği ve 41.93 dBm çıkış gücü olan bir güç yükselteç tasarımı yapılmıştır. Ölçüm sonuçlarına göre tasarım 2.6 GHz'de 10W çıkış gücü sağladığında %59.7 akaç verimliliğe sahiptir. Bu bölge P1dB noktasına yakın olduğundan dolayı doğrusallık açısından maksimum çıkış gücü sağladığı noktaya göre daha doğrusaldır. 4.5G sisteminde kullanılan OFDM kiplenimli sinyal için denenebilir.

F-sınıfı güç yükselteç tasarımlarında verim iyi olmasına rağmen doğrusallık kötüdür. Çalışmalarda her zaman maksimum verim için doyum noktasında ölçüm alınmaktadır fakat bu evre bilgisi içeren kiplenim sistemleri için iyi bir çalışma noktası değildir. İleriki çalışmalarda F-sınıfı güç yükselteç tasarımında yüksek verim ile doğrusallığı bir arada sağlamak için çalışmalar yapılabilir. F-sınıfı güç yükselteç tasarımını doğrusallaştırmak için yapılan teknikler; girişte geri besleme ve predistorsiyon, çıkışta ise ileri besleme, doğrusal olmayan elemanlarla doğrusal kuvvetlendirme (LINC) [25] ve zarf takibidir [26].



## KAYNAKLAR

- [1] Hwang, T., Lin, J., Kamran, A., Ross, S., W., Kiss, P., Abdelli, S., Laturell, D., Class-F Power Amplifier with 80.1% Maximum PAE at 2 GHz for Cellular Base-Station Applications, *Wireless and Microwave Technology Conference*, **2013**.
- [2] Chen, K., Peroulis, D., A 3.1 GHz Class-F Power Amplifier With 82% Power-Added-Efficiency, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.23, no. 8, pp. 436-438, **2013**.
- [3] Xiong, X., Luo, Y., Zhang, Y., Ma, X., Wu, P., Chen, L., A High-Efficiency Class-F Power Amplifier Using Double CRLH-TL for LTE Application, *Electronic Packaging Technology Conference*, **2014**.
- [4] Ma, L., Zhou, J., Zhiqiang, Y., Design of a Class-F Power Amplifier with Expanding Bandwidth, *Asia-Pacific Microwave Conference*, **2015**.
- [5] Raab, H. F., Asbeck, P., Cripps, S., Kennington, P. B., Popovic, Z. B., Potheary, N., Sevic, J. F., Sokal, N. O., Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave, *IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 814-826, **2002**.
- [6] Bowick, C., Blyler, J., Ajluni, C., *RF Circuit Design*, 2.baskı, Newnes, **2008**.
- [7] Kennington, P. B., *High Linearity RF Amplifier Design*, Artech House, **2000**.
- [8] Albullet, M., *RF Power Amplifiers*, Noble, **2001**.
- [9] Anonim, Iulian Rosu – YO3DAC / VA3IUL, RF Power Amplifiers, <http://www.qsl.net/va3iul>, (Mayıs, **2017**).
- [10] Cripps, S., *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, 2.baskı, **2006**.
- [11] Grebennikov, A., *RF and Microwave Power Amplifier Design*, McGraw-Hill, **2004**.
- [12] Jeong, S., G., Hwang, D., K., Jeong, Y., C, Kim, C., D., Amplifier Design using  $\lambda/4$  High Impedance Bias Line with Defect Ground Structure (DGS), *IEEE MTT-S CDROM*, **2002**.
- [12] Pengelly, R., S., Wood, S., M., Milligan, J., W., Sheppard, S., T., Pribble, W., L., 9) A Review of GaN on SiC High Electron-Mobility Power Transistors and MMICs, *IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques*, vol. 60, no. 6, pp.1764-1783, **2012**.
- [13] Green, B., Moore, K., Hill., D., CdeBaca, M., Schultz, J., Noori, B., Bokatius, M., Gallium Nitride RF Technology Advances and Applications, *Electronic Design Innovation Conference*, **2013**.
- [14] Frenzel, L., What's The Difference Between GaAs And GaN RF Power Amplifiers, *Electronic Design*, **2012**.
- [15] Baxandall, P., J., Transistor sine-wave LC oscillators. Some general considerations and new developments, *Proceedings of the IEE – Part B: Electronic and Communication Engineering*, vol. 106., no. 16, pp. 748-758, **1959**.
- [16] Kazimierczuk, M., K., *RF Power Amplifiers*, Wiley, **2008**.
- [17] Sokal, N., O., Sokal, A., D., Class E-A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 10, no. 3, pp. 168-176, **1975**.

- [18] Stameroff, A., N., Pham, A., Leoni, R., E., High Efficiency Push-Pull Inverse Class F Power Amplifier Using a Balun and Harmonic Trap Waveform Shaping Network, *IEEE MTT-S International*, **2010**.
- [19] Raab, H. F., Maximum Efficiency and Output of Class-F Power Amplifiers, *IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques*, vol. 49, no. 6, pp. 1162-1166, **2001**.
- [20] Grebennikov, A., Sokal, N., O., *Switchmode RF power Amplifiers*, Nwenes, **2007**.
- [21] Raab, H. F., Class-F Power Amplifiers with Maximally Flat Waveforms, *IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques*, vol. 45, no. 11, pp. 2007-2012, **1997**.
- [22] Anonim, Rogers, <https://www.rogerscorp.com/documents/726/acs/RO4000-LaminatesData-sheet.pdf>, (Mayıs, **2017**).
- [23] Anonim, Cree, <http://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/317/product/117/cgh40010.pdf>, (Mayıs, **2017**).
- [24] Grebennikov, A., Load Network Design Technique for Class F and Inverse Class F Pas, *High Frequency Electronics*, vol.10, no. 6, pp. 58-76, **2011**.
- [25] Pinal, P., L., G., *Multi Look-Up Table Digital Predistortion for RF Power Amplifier Linearization*, Ph. D. Thesis, Universitat Politecnica de Catalunya Control Monitoring and Communications Group, Barcelona, **2007**.
- [26] Jau., J., K., Chen, Y., A., Horng, T., S., Li, J., Y., Envelope Following-Based RF Transmitters Using Switching-Mode Power Amplifiers, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 8, pp. 476-478, **2006**.

**EKLER**  
**EK-A**  
**SÖZLÜK**

**Türkçe**

Akaç verimi  
Ayarlayıcı  
Bozulma alanı kuvveti  
Büyük sinyal  
Dekuplaj  
Doğrusallık  
Eğilimleme  
Eşlenik  
Geriye dönüş kaybı  
Güç eklemeli verim  
İki ton  
İtme-çekme  
Kanal maskeleyme  
Kapı  
Kararlılık  
Kazanç  
Komşu kanal güç oranı  
Kontur  
Küçük sinyal  
RF şok  
Smith abağı  
Taban  
Toplayıcı  
Toplu elemanlı  
Veri yaprağı  
Yük çekme  
Zarf takibi

**İngilizce**

Drain efficiency  
Tuner  
Breakdown field strength  
Large signal  
Decoupling  
Linearity  
Bias  
Conjugate  
Return loss  
Power added efficiency  
Two tone  
Push-pull  
Channel mask  
Gate  
Stability  
Gain  
Adjacent channel power ratio  
Contour  
Small signal  
RF choke  
Smith chart  
Base  
Collector  
Lumped element  
Datasheet  
Load-pull  
Envelope following

## EK-B

### CGH40010F 25°C'DEKİ ÖZELLİKLERİ



#### Absolute Maximum Ratings (not simultaneous) at 25°C Case Temperature

Parameter	Symbol	Rating	Units	Conditions
Drain-Source Voltage	$V_{DS}$	84	Volts	25°C
Gate-to-Source Voltage	$V_{GS}$	-10, +2	Volts	25°C
Storage Temperature	$T_{STO}$	-65, +150	°C	
Operating Junction Temperature	$T_J$	225	°C	
Maximum Forward Gate Current	$I_{GMAX}$	4.0	mA	25°C
Maximum Drain Current <sup>1</sup>	$I_{DMAX}$	1.5	A	25°C
Soldering Temperature <sup>2</sup>	$T_S$	245	°C	
Screw Torque	$\tau$	60	in-oz	
Thermal Resistance, Junction to Case <sup>3</sup>	$R_{\theta JC}$	8.0	°C/W	85°C
Case Operating Temperature <sup>3,4</sup>	$T_C$	-40, +150	°C	

Note:

<sup>1</sup> Current limit for long term, reliable operation

<sup>2</sup> Refer to the Application Note on soldering at [www.cree.com/RF/Document-Library](http://www.cree.com/RF/Document-Library)

<sup>3</sup> Measured for the CGH40010F at  $P_{DSS} = 14$  W.

<sup>4</sup> See also, the Power Dissipation De-rating Curve on Page 6.

#### Electrical Characteristics ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ )

Characteristics	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
<b>DC Characteristics<sup>1</sup></b>						
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	-3.8	-3.0	-2.3	$V_{DC}$	$V_{DS} = 10$ V, $I_D = 3.6$ mA
Gate Quiescent Voltage	$V_{GS(Q)}$	-	-2.7	-	$V_{DC}$	$V_{DS} = 28$ V, $I_D = 200$ mA
Saturated Drain Current	$I_{DS}$	2.9	3.5	-	A	$V_{DS} = 6.0$ V, $V_{GS} = 2.0$ V
Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{BR}$	120	-	-	$V_{DC}$	$V_{GS} = -8$ V, $I_D = 3.6$ mA
<b>RF Characteristics<sup>2</sup> (<math>T_C = 25^\circ\text{C}</math>, <math>F_o = 3.7</math> GHz unless otherwise noted)</b>						
Small Signal Gain	$G_{SO}$	12.5	14.5	-	dB	$V_{DS} = 28$ V, $I_{DQ} = 200$ mA
Power Output <sup>3</sup>	$P_{SAT}$	10	12.5	-	W	$V_{DS} = 28$ V, $I_{DQ} = 200$ mA
Drain Efficiency <sup>4</sup>	$\eta$	55	65	-	%	$V_{DS} = 28$ V, $I_{DQ} = 200$ mA, $P_{SAT}$
Output Mismatch Stress	VSWR	-	-	10 : 1	$\Psi$	No damage at all phase angles, $V_{DS} = 28$ V, $I_{DQ} = 200$ mA, $P_{OUT} = 10$ W CW
<b>Dynamic Characteristics</b>						
Input Capacitance	$C_{GS}$	-	4.5	-	pF	$V_{DS} = 28$ V, $V_{GS} = -8$ V, $f = 1$ MHz
Output Capacitance	$C_{DS}$	-	1.3	-	pF	$V_{DS} = 28$ V, $V_{GS} = -8$ V, $f = 1$ MHz
Feedback Capacitance	$C_{GD}$	-	0.2	-	pF	$V_{DS} = 28$ V, $V_{GS} = -8$ V, $f = 1$ MHz

Notes:

<sup>1</sup> Measured on wafer prior to packaging.

<sup>2</sup> Measured in CGH40010-AMP.

<sup>3</sup>  $P_{SAT}$  is defined as  $I_D = 0.36$  mA.

<sup>4</sup> Drain Efficiency =  $P_{OUT} / P_{DC}$

**EK-C****TASARIMDA KULLANILAN ELEMANLAR**

NO	ÜRETİCİ	PARÇA NUMARASI
S6	ATC	600S270FT250XT
C3-OMC	ATC	600S101JT250XT
C2-OMC	AVX	TPSE476K035R0250
C1-OMC	TDK	C1608X5R1H105K080AB
R4	SMT Kits 0603 %1 1/10W	1 Ohm
R5	SMT Kits 0603 %1 1/10W	43 Ohm
R6	SMT Kits 0603 %1 1/10W	15 Ohm
S14	ATC	600S270FT250XT
S15	ATC	600S1R5AT250XT
S16	COILCRAFT	04HP1N0
C3-IMC	SMT Kits 0603	C1005COG1H101JT
C2-IMC	TDK	C1608X5R1H105K080AB
C1-IMC	AVX	TPSA106M010R1800

## ÖZGEÇMİŞ

### Kimlik Bilgileri

Adı Soyadı : Fatih BAYRAKTAR

Doğum Yeri : Stuttgart/ALMANYA

Medeni Hali : Bekar

E-posta : fthbyrkr.91@gmail.com

Adresi : Şeyh Şamil Mah. 1. TBMM Cad. 131.Sokak 59/6-33 Etimesgut-ANKARA

### Eğitim

Lisans : İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Telekomünikasyon Mühendisliği, 2014

### Yabancı Dil

İngilizce : İleri seviye

### İş Deneyimi

22.01.2014 – 08.04.2014 : Telekomünikasyon Mühendisi - P.I. WORKS

14.04.2014 - : Mikrodalga Tasarım Mühendisi – Meteksan Savunma Sanayi A.Ş.

### Deneyim Alanları

RF alıcı-verici tasarımı, mikrodalga güç yükselteç tasarımı, mikrodalga filtre tasarımı

### Tezden Üretilmiş Projeler ve Bütçesi

-

### Tezden Üretilmiş Yayınlar

-

### Tezden Üretilmiş Tebliğ ve/veya Poster Sunumu ile Katıldığı Toplantılar

-



HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
YÜKSEK LİSANS/DOKTORA TEZ ÇALIŞMASI ORJİNALLİK RAPORU

HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLER ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK - ELEKTRONİK MÜHENDİSİLİĞİ ANABİLİM DALI BAŞKANLIĞI'NA

Tarih: 31/07/2017

Tez Başlığı / Konusu: YÜKSEK VERİMLİ F-SINIFI MİKRODALGA GÜÇ YÜKSELTEÇ TASARIMI.....

Yukarıda başlığı/konusu gösterilen tez çalışmamın a) Kapak sayfası, b) Giriş, c) Ana bölümler d) Sonuç kısımlarından oluşan toplam 58 sayfalık kısmına ilişkin, 31/07/2017 tarihinde şahsım/tez danışmanım tarafından *Turnitin* adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezimin benzerlik oranı % 0 'dır.

Uygulanan filtrelemeler:

- 1- Kaynakça hariç
- 2- Alıntılar hariç/dâhil
- 3- 5 kelimedenden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Çalışması Orijinallik Raporu Alınması ve Kullanılması Uygulama Esasları'nı inceledim ve bu Uygulama Esasları'nda belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Gereğini saygılarımla arz ederim.

Tarih ve İmza

Adı Soyadı: Fatih Bayraktar

Öğrenci No: N14126071

Anabilim Dalı: ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSİLİĞİ

Programı: TEZLİ YÜKSEK LİSANS

Statüsü:  Y.Lisans  Doktora  Bütünleşik Dr.

31.07.2017

**DANIŞMAN ONAYI**

UYGUNDUR.

Prof. Dr. Birsen SAKA

(Unvan, Ad Soyad, İmza)