

### T.C. İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



## YÜKSEK LİSANS TEZİ

## RADAR UYGULAMALARI İÇİN F SINIFI KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI

Merve ALEMDAĞ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı

DANIŞMAN Prof. Dr. Fırat KAÇAR

II. DANIŞMAN Dr. Öğr. Üyesi Abdullah YEŞİL

Temmuz, 2018

**İSTANBUL** 

landur

Bu çalışma, 4.07.2018 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi

at KACAR (Danışman) İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fakültesi

Dr. Öğr. Üyesi Bahatin KARAKAYA İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Dr. Off Üvesi Abdurrahir

Dr. Off. Üyesi Abdurrahim AKGÜNDOĞDU İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fakültesi

Dr. Öğr. Üyesi Cengiz Polat UZUNOĞLU İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fakültesi

Dr. Öğr. Üyesi Muhammed Emin BAŞAK Yıldır Teknik Üniversitesi

Gemi İnşaalı ve Denizcilik Fakültesi



20.04.2016 tarihli Resmi Gazete'de yayımlanan Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliğinin 9/2 ve 22/2 maddeleri gereğince; Bu Lisansüstü teze, İstanbul Üniversitesi'nin abonesi olduğu intihal yazılım programı kullanılarak Fen Bilimleri Enstitüsü'nün belirlemiş olduğu ölçütlere uygun rapor alınmıştır.

### ÖNSÖZ

Yüksek lisans çalışmamı tamamlamak üzere olduğum bu dönemeçte, ilkokuldan üniversiteye kadar her eğitim öğretim döneminin bir öncekinden daha zorlu ama bir o kadar da bilgi birikimi ve tecrübeyi arttırdığının idrakına vardım. Bu süreç kişisel yolculuğuma da birçok açıdan katkı sağlamıştır.

İlk olarak, yüksek lisansa başladığımdan bu yana gerek telefon gerekse yüz yüze görüşmelerimizde mezuniyetimi hatırlatan, hayatımın her anında yanımda olan ve bana destek veren, yaşamım boyunca her konuda gıpta ettiğim ve örnek aldığım sevgili aileme teşekkürlerimi borç bilirim.

Çalışmanın gerçekleştirilmesinde tecrübesi ve bilgi birikimi ile bana yol gösteren, desteğini her daim hissettiğim hocam ve tez danışmanım Sayın Prof. Dr. Fırat KAÇAR'a teşekkür etmek istiyorum. Ayrıca destek ve yardımlarını esirgemeyen hocam ve danışmanım Sayın Dr. Öğr. Üyesi Abdullah YEŞİL'e teşekkür ederim.

Bu süreçte fikir alışverişleri ile çok şey paylaştığımız ve öğrendiğimiz, desteğini esirgemeyen Sayın Araş. Gör. Sedat KILINÇ'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

NETAŞ kariyerime başladığım ilk günden beri değerli yönlendirmeleri ve görüşlerini esirgemeyen, yüksek lisans tezimin prototip devre üretimi konusunda yardım eden, kuvvetlendirici devresi tasarımı ve üretimi konularında bilgilerini paylaşan Sayın İlker KAYA'ya, mekanik parçaların çizimi, üretimi ve temini konusunda her türlü desteği sağlayan ve güler yüzünü esirgemeyen Sevgili Abim Sinan ÇAĞLAYAN'a, prototip kartın dizilmesinde ve kart test düzeneklerinin hazırlanmasında yardımcı olan, stresli zamanlarımda dahi sabırla nazımı çeken Sevgili Abim Erdoğan BURGUCU'ya, prototip kart testlerinde malzeme yerleşimi ve montajında yardım eden Sayın Yunus AYDIN'a ve bu süreci daha keyifli hale getiren donanım tasarım ekibimdeki çalışma arkadaşlarımın her birine ayrı ayrı teşekkürü borç bilirim.

Son olarak tasarımda kullanılan transistörü bedelsiz olarak sağlayan M-Plus Technologies ve yetkililerine verdikleri destek için ayrıca teşekkür ederim.

Temmuz 2018

Merve ALEMDAĞ

# İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZiv
İÇİNDEKİLERv
ŞEKİL LİSTESİ vi
TABLO LİSTESİx
SİMGE VE KISALTMA LİSTESİxi
ÖZET xii
SUMMARYxiv
1. GİRİŞ1
1.1. TEZİN AMACI2
2. GENEL KISIMLAR4
2.1. RF GÜÇ KUVVETLENDİRİCİLERİNİN GENEL DEVRE YAPISI VE TASARIM PARAMETRELERİ
2.2. GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ SINIFLARI12
2.2.1. A Sınıfı Kuvvetlendiriciler
2.2.2. B Sınıfı Kuvvetlendiriciler14
2.2.3. AB Sınıfı Kuvvetlendiriciler
2.2.4. C Sınıfı Kuvvetlendiriciler17
2.2.5. D Sınıfı Kuvvetlendiriciler
2.2.6. E Sınıfı Kuvvetlendiriciler19
2.2.6.1. E Sınıfı Kuvvetlendiricilerin Dezavantajları
2.2.7. F Sınıfı Kuvvetlendiriciler21
2.3. RF GÜÇ TRANSİSTÖRLERİ
3. MALZEME VE YÖNTEM
3.1. F SINIFI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMINA GENEL BAKIŞ31
3.2. TRANSİSTÖRÜN AKIM-GERİLİM ANALİZİ33
3.3. TRANSİSTÖRÜN KAZANÇ, VERİM VE YANSIMA ÖZELLİKLERİNİN İNCELENMESİ
3.4. KUVVETLENDİRİCİ GİRİŞ UYUMLAŞTIRMA DEVRESİNİN TASARIMI37
3.5. F SINIFI İÇİN HARMONİK SONLANDIRMA DEVRELERİNİN TASARIMI40
3.6. ÇIKIŞ UYUMLAŞTIRMA DEVRESİNİN TASARIMI

3.7. DEVRENİN PRATİK GERÇEKLEMEYE UYGUN HALE GETİRİLMESİ VE GENEL OPTİMİZASYONU	56
3.8. DEVRENİN SERİMİ VE SERİM SONRASI SİMÜLASYONU	60
4. BULGULAR	65
4.1. PROTOTİP KUVVETLENDİRİCİ DEVRESİNİN ÜRETİMİ	65
4.2. KUVVETLENDİRİCİ DEVRESİNİN TEST EDİLMESİ	66
5. TARTIŞMA VE SONUÇ	71
5.1. TASARLANAN KUVVETLENDİRİCİNİN KARŞILAŞTIRILMASI	71
5.2. SONUÇLARIN DEĞERLENDİRİLMESİ	72
KAYNAKLAR	73
ÖZGEÇMİŞ	75

# ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1: Temel RF alıcı-verici blok diyagramı	4
Şekil 2.2: Radarın algılama yöntemi	5
Şekil 2.3: Radar temel blok diyagramı	6
Şekil 2.4: Büyük işaretler ile çalışan bir RF bloğunun terminalindeki parametreler	8
Şekil 2.5: RF güç kuvvetlendirici devre yapısı.	9
Şekil 2.6: Giriş ve çıkış gücünün değişimi ile kazancın ilişkisi	.11
Şekil 2.7: Eklenmiş verim ve güç kazancı ilişkisi.	.11
Şekil 2.8: RF güç kuvvetlendiricilerin sınıflandırılması.	.13
Şekil 2.9: A sınıfı bir kuvvetlendiricinin gerilim ve akım dalga şekilleri	.14
Şekil 2.10: B sınıfı bir kuvvetlendiricinin gerilim ve akım dalga şekilleri	.15
Şekil 2.11: AB sınıfı bir kuvvetlendiricinin gerilim ve akım dalga şekilleri	.16
Şekil 2.12: A, AB ve B sınıfı kuvvetlendiricilerin gerilim ve akım dalga şekilleri	.17
Şekil 2.13: C sınıfı bir kuvvetlendiricinin gerilim ve akım dalga şekilleri	.18
Şekil 2.14: E sınıfı kuvvetlendiriciler için basitleştirilmiş devre şeması [5]	.19
Şekil 2.15: E sınıfı güç kuvvetlendiricisi gerilim ve akım dalga şekilleri	.20
Şekil 2.16: İdeal F sınıfı güç kuvvetlendiricisi gerilim ve akım dalga şekilleri	.22
Şekil 2.17: İdeal F sınıfı güç kuvvetlendiricisi devre yapısı [5]	.24
Şekil 2.18: Gerilim (tek harmonik) ve akım (çift harmonik) dalga şekilleri [12]	.25
Şekil 2.19: Güç transistörlerinin sınıflandırılması.	.27
Şekil 3.1: Tasarımda izlenilen yönteme ait akış şeması	.32
Şekil 3.2: DC-IV eğrileri için hazırlanan devre.	.33
Şekil 3.3: Farklı $V_{GS}$ gerilimleri için $I_D$ - $V_{DS}$ değişimi.	.34
Şekil 3.4: Sabit $V_{DS}$ gerilimi altında $I_D$ - $V_{GS}$ değişimi	.34

Şekil 3.5: Transistöre ait test devresi.	35
Şekil 3.6: Transistöre ait benzeşim sonuçları	36
Şekil 3.7: Giriş uyumlaştırma devresi blok tasarımı	37
Şekil 3.8: Empedans uyumlaştırma aracı örneği	38
Şekil 3.9: Giriş uyumlaştırma devresi ön tasarım.	38
Şekil 3.10: Giriş uyumlaştırma devre tasarımı	39
Şekil 3.11: Giriş uyumlaştırma devresi simülasyon sonuçları	39
Şekil 3.12: Harmonik sonlandırma temel devre yapısı	40
Şekil 3.13: Kullanılan çıkış katı harmonik sonlandırım yapısı	41
Şekil 3.14: İdeal harmonik sonlandırım yapısı.	42
Şekil 3.15: İdeal harmonik sonlandırım devresinin benzetim sonuçları	43
Şekil 3.16: Harmonik sonlandırıcı devre yapısı	43
Şekil 3.17: İdeal harmonik sonlandırım katı devre yapısı.	44
Şekil 3.18: İdeal harmonik sonlandırım katının benzetim sonuçları.	45
Şekil 3.19: Harmonik sonlandırım katı eklenen kuvvetlendirici devre şeması	45
Şekil 3.20: Harmonik sonlandırım katı eklenen kuvvetlendirici benzetim sonuçları	46
Şekil 3.21: Harmonik sonlandırım katı eklenen kuvvetlendiricinin çıkış spektrumu	47
Şekil 3.22: Tasarlanan kuvvetlendiricinin akım-gerilim dalga şekilleri	47
Şekil 3.23: Yük tarama simülasyonu için tasarlanılan devre şeması.	49
Şekil 3.24: Yük tarama simülasyonu sonuçları	49
Şekil 3.25: Uygun yük empedansı tanımlanan devrenin simülasyon sonuçları	50
Şekil 3.26: Optimizasyon işlemi sonrası devre şeması	51
Şekil 3.27: Optimize edilen devrenin simülasyon sonuçları	51
Şekil 3.28: Harmonik sonlandırıcıdan sonra görülmesi gereken empedans değeri	52
Şekil 3.29: Tasarlanacak çıkış empedans uyumlaştırma devresi	52
Şekil 3.30: Basitleştirilmiş blok diyagram	53
Şekil 3.31: Uyumlaştırma devresi tasarımı.	53

Şekil 3.32: Çıkış uyumlaştırma devresinin kuvvetlendirici çıkışına bağlandığı şema	.54
Şekil 3.33: Çıkış uyum devresi ile birlikte kuvvetlendiriciye ait simülasyon sonuçları	.55
Şekil 3.34: Mikroşerit hat parametrelerinin belirlendiği ADS LineCalc aracı	.56
Şekil 3.35: Seri bobin – şönt kapasite iletim hattı bağıntıları [25]	.57
Şekil 3.36: Mikroşerit üretime uygun hale getirilmiş ve optimize edilmiş devre şeması	.59
Şekil 3.37: Nihai devrenin simülasyon sonuçları	.60
Şekil 3.38: Devrenin serimi.	.61
Şekil 3.39: Devrenin eş-simülasyon şeması	.62
Şekil 3.40: Devrenin eş-simülasyon başarımları	.63
Şekil 4.1: Üretimi yapılan prototip kuvvetlendirici devresi	.66
Şekil 4.2: Kuvvetlendiricinin küçük işaret başarımı	.67
Şekil 4.3: Devre ölçüm düzeneği.	.68
Şekil 4.4: Devre ölçümünde kullanılan düzeneğin blok şeması.	.69
Şekil 4.5: Çıkış gücü ölçüm sonuçları	.70
Şekil 4.6: PAE ölçüm sonuçları.	.70

# TABLO LÍSTESÍ

### Sayfa No

Tablo 2.1: Kuvvetlendirici sınıflarında elde edilebicek maksimum verim.	21
Tablo 2.2: Kullanılan harmonik sayısına göre elde edilebilecek verimler [13].	26
Tablo 2.3: Yarıiletken özellikleri [5].	28
Tablo 3.1: Devre elemanı ve malzeme özellikleri.	32
Tablo 3.2: Devrede kullanılan elemanlar	64
Tablo 5.1: Tasarlanan kuvvetlendiricinin özellikleri.	71
Tablo 5.2: Tasarlanan kuvvetlendiricinin özelliklerinin karşılaştırılması.	71

## SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ

Kısaltmalar	Açıklama	
AC	: Alternating Current	
ADS	: Advanced Design System	
CAD	: Computer Aided Design	
dB	: DeciBell	
dBm	: DeciBell milliWatt	
DC	: Direct Current	
FET	: Field Effect Transistor	
GaN	: Gallium Nitride	
нв	: Harmonic Balance	
нвт	: Heterojunction Bipolar Transistor	
HEMT	HEMT : High Electron Mobility Transistor	
<b>HEMT</b> : High Electron Mobility Transistor		
IMN	N : Input Matching Network	
LDMOS	: Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor	
MESFET	: Metal Semiconductor Field Effect Transistor	
MOS	: Metal Oxide Semiconductor	
NVNA	: Nonlinear Vector Network Analyzer	
OMN	: Output Matching Network	
PA	: Power Amplifier	
PAE	: Power Added Efficiency	
РСВ	: Printed Circuit Board	
RF	: Radio Frequency	
Si	: Silicon	
SiC	: Silicon Carbide	
VNA	: Vector Network Analyzer	

### ÖZET

### YÜKSEK LİSANS TEZİ

#### RADAR UYGULAMALARI İÇİN F SINIFI KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI

Merve ALEMDAĞ

İstanbul Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

### Danışman : Prof. Dr. Fırat KAÇAR II. Danışman : Dr. Öğr. Üyesi Abdullah YEŞİL

Radarlar mikrodalga elektroniğinin en kapsamlı ve karmaşık konularındandır. Birden çok yapıyı (karıştırıcı, gerilim kontrollü osilatör, anten vb.) içermesinin yanı sıra bu yapıları uyumlu bir şekilde çalıştırmak da stratejik bir mühendislik uygulaması gerektirir. Yakın geçmişe kadar radar sistemleri sürekli olarak artan sivil hava gözlem radar maliyetlerine ve devamlı olarak gelişen askeri aviyonik teknolojilerine cevap verememekteydi. Savunma sanayi başta olmak üzere endüstriyel uygulamalarda da önemli bir kullanım alanı bulunan radar uygulamalarındaki mühim ve güncel bir ihtiyaç da yüksek verimli ve yüksek güç aktarabilecek bir güç kuvvetlendirici yapısıdır.

Bu tez çalışmasında, daha yüksek çıkış gücü ve verim sağlamasından dolayı F sınıfı kuvvetlendirici yapısı tercih edilmiştir. Tasarlanan kuvvetlendiricinin veriminin yüksek olmasına, boyutunun küçük olmasına ve radar uygulamalarında kullanılabilir olmasına özellikle dikkat edilmiştir.

Yüksek güçlü ve yüksek frekanslı kuvvetlendiriciler, günümüzde HEMT (High Electron Mobility Transistor) yapılı devre elemanlarıyla gerçeklenebilir durumdadır. GaN (Galyum Nitrit) – HEMT aktif elemanı diğer RF güç transistörlerine göre daha yüksek sıcaklıkta çalışabilmektedir. Ayrıca daha yüksek gerilimde çalışabildiği için daha yüksek güç sağlayabilmektedir ve empedansı da yüksek olduğu için bu tez çalışmasında tercih edilmiştir.

SiC üzerine yapılan GaN alan etkili transistörlerin bu üstünlükleri, GaN transistörlerin radar uygulamalarında da daha çok tercih edilir hale gelmesini sağlamıştır.

Harmoniklerin uygun sonlandırımıyla güç kuvvetlendiricilerinde verimin arttırılabildiği bilinen bir gerçektir. Bu tez çalışmasında, yüksek kazanç sağlaması, gerilim/akım şekillendirme tekniği sayesinde daha yüksek çıkış gücü sağlaması ve devre karmaşıklığının az oluşundan dolayı F sınıfı kuvvetlendirici yapısı tercih edilmiştir. Yapılan analiz ve benzetimlerde ilk 3 harmoniğin uygun sonlandırılmasının devreden beklenilen verimi sağlayacağı, optimum çözüm olarak öngörülmüştür.

Tasarımda devre elemanlarından kaynaklı sapmaların ve tolerans duyarlılığının azaltılması amacıyla, olabildiğince az sayıda ayrık devre elemanı kullanılmasına dikkat edilmiştir. Tasarımı yapılan devrenin serim sonrası simülasyonlarına da yer verilerek devrenin performansının gerçeğe en yakın şekilde analiz edilmesi sağlanmıştır.

Tasarıma ait elektromanyetik simülasyon sonuçları da oldukça başarılı nitelikte çıkmıştır. İdeal ve serim tasarımı tamamlanan devrenin daha sonra prototip üretimi de tamamlanıp testlere tabi tutulmuş ve elde edilen ölçüm sonuçlarına da yer verilmiştir. Ölçüm sonuçlarının simülasyon sonuçlarıyla uyuşması tasarımın başarılı olduğunun göstergesidir.

Son olarak ölçüm sonuçları konuyla ilgili yapılan diğer çalışmalar ile karşılaştırılarak bu çalışmada kaydedilen başarı ve geliştirilmesi/iyileştirilmesi gereken yönleri belirtilmiştir.

Temmuz 2018, 90 sayfa.

Anahtar kelimeler: Güç kuvvetlendiricisi, harmonik, F sınıfı, radar

#### SUMMARY

#### **M.Sc. THESIS**

#### DESIGN OF CLASS-F POWER AMPLIFIER FOR RADAR APPLICATIONS

Merve ALEMDAĞ

İstanbul University

Institute of Graduate Studies in Science and Engineering

**Department of Electrical and Electronic Engineering** 

Supervisor : Prof. Dr. Fırat KAÇAR Co-Supervisor : Assist. Prof. Dr. Abdullah YEŞİL

Radars are the most comprehensive and complex topics of the microwave electronic systems. In addition to having multiple buildings (mixer, voltage controlled oscillator, antenna, etc.), implementing these structures in a harmonious manner also requires a strategic engineering practice. Until recently, radar systems were unable to respond to ever-increasing civilian aerial surveillance radar costs and continually, evolving military avionics technologies. A significant and current need for radar applications, which have a significant use in industrial applications especially in the defense industry, is also a power amplifier structure that is highly efficient and can transfer high power.

In this thesis, F class amplifier structure was preferred because of its ability of higher output power and efficiency. Particular attention has been paid to ensuring that the designed amplifier has a high efficiency, a small size and can be implemented in radar applications.

High power and high frequency amplifiers can be realized through HEMT devices. The active element of GaN (Galium Nitride) - HEMT (High Electron Mobility Transistor) can operate at higher temperature compared to other RF power transistors. It can also provide higher power because it can operate at higher voltage and is preferred for this thesis because it has higher

impedance. This superiority of GaN field effect transistors on SiC ensures that GaN transistors have become much more preferred in radar applications, as well.

It is a known fact that the efficiency of power amplifiers can be increased with proper termination of harmonic waveforms. In this thesis, F class amplifier design was preferred due to high gain with B biasing and high output power with voltage/current waveform shaping technique and less circuit complexity. It is observed in the analyses and simulations that the appropriate termination of the first three harmonics will provide the expected efficiency from the circuit.

In the design, a number of discrete circuit elements are minimized in order to reduce their loss and parasitics at higher frequencies. Post-layout electromagnetic simulations of the designed circuit were also included to analyze the performance of the device in a way as close as to reality.

The observed electromagnetic simulation results are quite satisfactory. The prototype production was completed and tested and the obtained results are included. The agreement of the measurement results with the simulation results in an indication of the correctness of the design and the success rate.

Finally, measurement results are compared with other similar studies on the subject. The achievements recorded in this study and the aspects that can be improved / developed are discussed.

July 2018, 90 pages.

Keywords: Power amplifiers, harmonics, class-F, radars

### 1. GİRİŞ

İletişim kurma gereksinimi insanlığın ayrılmaz bir parçası olarak karşımıza çıkmaktadır. İlk insanların içinde yaşadığı doğa ile bütünleşip, yaşamlarını sürdürmeye çalışırken, her doğasal etki ve iletiye içgüdüsel tepki gösterdikleri, doğa ile kendiliğinden oluşan bir iletişim kurdukları kabul edilmektedir. İnsanlığın geçirdiği evrimin iletişim ile bağlantılı olduğu da bazı bilim adamları tarafından ileri sürülmektedir.

Tarihsel süreç içinde sürekli bir gelişme gösteren ve insanların birinci önceliği olan iletişim, insanların yaşamını biçimlendirmeye başlamıştır. İletişim alanındaki buluşların en önemlilerinden biri hiç kuşkusuz elektriğin icadından kısa bir süre sonra radyo, telgraf ve telefonun iletişimde yaygın olarak kullanılmasıdır. Bu sayede iletken teller yardımıyla uzun mesafelere bilgi aktarımı çok hızlı bir şekilde yapılmaya başlanmıştır. Ancak sürekli büyüyen ve gelişen dünyaya teller ile bilgi iletimi de yetmemeye başlamıştır. Bu noktada da insanlığın yardımına telsiz iletişim yetişmiştir.

1873 yılında modern elektromanyetik teorinin temellerini formülleştiren James Clerk Maxwell ile başlayan sıçrama, formülleri modern hale getiren Oliver Heaviside ile yeni bir hal almış ve 1888'de teorik ifadeleri deneysel sonuçlara döken Heinrich Hertz ile de telsiz iletişim insanlığın hizmetine girmeye başlamıştır [1].

İnsanlık tarihinin en kanlı savaşı olan 2. Dünya Savaşı sırasında silah sistemlerinin gelişmesi radar teknolojisinde de olağanüstü gelişmelere yol açmış ve buna bağlı olarak yüksek frekanslı devrelerin ve sistemlerin gelişimi hızlanmıştır.

Transistörün icadı ve tümdevre teknolojisinin ilerlemesiyle birlikte mikrodalga devreler ve sistemler de çok hızlı bir şekilde gelişmiştir. Savunma sanayi başta olmak üzere endüstriyel uygulamalarda da önemli bir kullanım alanı bulunan radar uygulamalarındaki mühim ve güncel bir ihtiyaç da yüksek verimli, yüksek güç aktarabilecek ve düşük maliyetli bir güç kuvvetlendirici yapısıdır.

#### 1.1. TEZİN AMACI

Kablosuz haberleşme ve savunma sanayi ürünlerindeki rekabetin çok yoğun olduğu günümüzde; tasarımcılar daha hafif, boyutları daha küçük, daha düşük güç tüketimi ile çalışabilen, yüksek güç verimine sahip ve dolayısıyla kullanıcılara cazip gelebilecek ürünler geliştirmenin yollarını aramaktadırlar. Bir ürünün daha düşük güç tüketimine ve daha yüksek güç verimine sahip olması, batarya ile çalışıyorsa batarya ömrünün uzaması anlamına gelmektedir. Ayrıca bu durum, batarya ömrü sabit tutularak daha küçük ve hafif bataryalar kullanılarak daha hafif aygıtlar tasarlanması olanağını beraberinde getirmektedir. Yüksek güç gereksinimi olan radar gibi uygulamalarda düşük güç tüketimi, soğutucu yüzeyinin küçülmesini ve bunun da sonucu olarak aygıtın hareket yeteneğinin artmasını sağlamaktadır. Bu nedenlerle, güç kuvvetlendiricisinin güç tüketimi ve verimliliği, geliştirilen aygıtın piyasadaki konumunu belirleyen önemli unsurlardan ikisi olmaktadır.

Yüksek güçlü ve yüksek frekanslı kuvvetlendiriciler, günümüzde HEMT yapılı devre elemanlarıyla gerçeklenebilir durumdadır. GaN– HEMT aktif elemanı diğer RF güç transistörlerine göre daha yüksek sıcaklıkta çalışabilmektedir. Ek olarak daha yüksek gerilimde çalışabildiği için daha yüksek güç sağlayabilmektedir ve empedansı da yüksek olduğu için bu tez çalışmasında tercih edilmiştir. SiC üzerine yapılan GaN alan etkili transistörlerin bu üstünlükleri, GaN transistörlerin radar uygulamalarında da daha çok tercih edilir hale gelmesini sağlamıştır.

Bu tezde, tasarıma ait tüm detaylar adım adım izah edilerek radar uygulamalarında ihtiyaç duyulan, yüksek verimli ve yüksek güç aktarabilecek F sınıfı bir güç kuvvetlendirici tasarımı yapılmıştır.

Tezin içeriği beş ana başlıktan oluşmaktadır. İlk kısım olan bu bölüm, diğer bölümlerin tanıtıldığı ve yapılan çalışma hakkında genel bilgilerin yer aldığı giriş kısmıdır. İkinci bölümde ilk olarak tasarım için gerekli teorik bilgiler sunulmuştur. Ardından güç kuvvetlendirici sınıfları açıklanmış, seçilen F sınıfı kuvvetlendiricinin teorik yapısından ve kullanım nedeninden bahsedilmiştir. Ek olarak kuvvetlendiricinin en önemli elemanı olan transistör seçimi için karşılaştırmalar yapılmış ve farklı üstünlüklerinden dolayı tasarım için seçilen GaN HEMT yapılarının özellikleri detaylı olarak verilmiş ve kullanılacak en uygun transistör sunulmuştur.

En uzun bölüm olan üçüncü bölümde yüksek verimli güç kuvvetlendiricisinin tasarımına başlanmış, hedeflenen devre performansı elde edilmiş ve ideal devre tasarımı sonlandırılmıştır. İdeal tasarımın sonlandırılmasının ardından üretime yönelik hazırlıklara başlanmıştır. İdeal devre elemanlarının yerine gerçek eleman modelleri konularak simülasyonlar tekrarlanmış, gerekli optimizasyonlar ile devre üretime hazır hale getirilmiştir. Bu bölümde oldukça iyi performans sergileyen bir güç kuvvetlendiricisine ait tasarım adımları detaylı olarak anlatılmaktadır.

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

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

#### 2. GENEL KISIMLAR

Güç kuvvetlendiricileri (Power Amplifier, PA), kablosuz haberlesme ve radar sistemlerinin iletim zincirinde yer alan temel bileşenler arasındadır. verici tarafındaki Güç kuvvetlendiricileri, verici sistemlerinde, antenden önceki son güçlendirme katıdır ve uygulamaya bağlı olarak yüksek verim, yüksek çıkış gücü ya da doğrusallık, kazanç gibi farklı hedefler göz önünde bulundurularak tasarlanırlar. Bu katın amacı, giriş işaretini kuvvetlendirerek, işaretin hedeflenen uzaklıktaki alıcı aygıtına erişmesini sağlamaktır [2]. İletilecek sinyal, antene aktarılıp elektromanyetik enerjiye dönüşmeden önce son defa güç kuvvetlendiricileri tarafından yükseltilerek, iletim kanalında yayınım için yeterli seviyeye getirilir. Bu nedenle bir güç kuvvetlendiricisinin, alıcı ve verici arasındaki kanaldaki zayıflamadan etkilenmeyecek şekilde yeterli miktarda çıkış gücüne sahip olması gerekir. Kablosuz haberleşme sistemlerinde güç verimliliği de önemli bir kavram olarak karşımıza çıkmaktadır ve bu durum anahtarlamalı güç kuvvetlendiricilerinin ilk sırada tercih edilmesine sebep olmaktadır. Şekil 2.1'de temel bir RF alıcı-verici blok diyagramı ve güç kuvvetlendiricisinin sistemde aldığı yer gösterilmektedir.



Şekil 2.1: Temel RF alıcı-verici blok diyagramı.

Benzer şekilde; güç kuvvetlendiricileri, RADAR sistemlerinde de takip sinyalinin antenden gönderilmeden önce kuvvetlendirildiği devre katıdır. Dolayısıyla radar sisteminin menzili, güç tüketimi ve tarama frekansı üzerinde etkisi büyüktür. RADAR, Radio Detecting and Ranging ("Radyo Algılama ve Mesafe Belirleme") sözcüklerinin kısaltmasıdır. Radar; en temel haliyle

bir alıcı, verici ve işaret işleme yapılarından oluşur. Vericiden gönderilen radyo işareti hedefe çarpıp geri yansır, yansıyan işaret alıcı tarafından algılanır ve işlenerek hedefin konumu ve hızı hakkında bilgi edinilir. Aşağıdaki şekilde radarın algılama yöntemine ait temel çizim verilmiştir.



Şekil 2.2: Radarın algılama yöntemi.

Bir radar sisteminin alt bloklarını içeren diyagram Şekil 2.3'teki gibi gösterilebilir. Bu sistemde sinyal kaynağından üretilen işaret, ön kuvvetlendirici ve güç kuvvetlendiricisi tarafından yeterli güç seviyesine çıkarılarak verici anten tarafından hedefe yöneltilirken bir taraftan da güç bölücüsü yardımıyla bu sinyalin bir bölümü alıcı sistemdeki karıştırıcıya (mixer) kuplajlanır. Hedeften yansıyan ve geri dönen sinyal alıcı antenden alınarak filtreleme ile gürültülerden arındırılır ve LNA ile kuvvetlendirilir. Daha sonra karıştırıcıda alınan sinyal ile gönderilen siyalin karıştırılması ile iki sinyalin arasındaki faz farkı ölçümü gerçekleşir; ayrıca sinyalin gönderilmesi ve alınması arasında geçen süre de ölçülmektedir. Karıştırıcı çıkışından sonra ara frekansa indirilen sinyalin ADC (Analog to Digital Converter, Analog-Dijital Çevirici)'de dijital ortama aktarılması ile de analizi yapılarak hedefe ait konum ve hız bilgisi elde edilir.



Şekil 2.3: Radar temel blok diyagramı.

Yüksek güçlü radarlar yüksek maliyetli olup genelde savunma sistemlerinde kullanılan radarlar bu sınıftadır. Yukarıdaki döngüde yer alan güç kuvvetlendiricisi, sinyalin antenden yayınımından önceki son kuvvetlendirme bloğu olduğundan verici sisteminde en yüksek güç tüketimi bu bölümde gerçekleşir. Ayrıca haberleşme sistemlerinde gönderilen ve alınan işaretin en az kayıpla iletilmesi istenir. Bu durum iletimdeki en önemli unsurlardan birinin verimlilik olduğu anlamına gelmektedir. Bu nedenle bu tez çalışmasında radar uygulamalarında da kullanılabilecek yüksek verimli F sınıfı kuvvetlendirici tasarımı hedeflenmiştir.

Güç kuvvetlendiricilerinin tasarımında göz önünde bulundurulması gereken birtakım parametreler mevcuttur. Bunlardan bazıları: verimlilik, güç kazancı, doğrusallık ve 1 dB bastırım noktasıdır. Güç kuvvetlendiricisinin verimi, kuvvetlendiricinin DC gücü ne kadar etkin bir biçimde AC güce çevirdiğinin bir ölçütü olarak tanımlanabilir. Güç kuvvetlendiricisi, sinyalin antenden yayınımından önceki son kuvvetlendirme bloğu olduğundan verici sisteminde en yüksek güç tüketimi bu bölümde gerçekleşir. Günümüzde sıklıkla kullanılan cep telefonu ve diğer portatif verici cihazlarının pil ömrü ayrıca hava araçları ve uydular gibi kütle ve hacimsel olarak kısıtlı platformların iletişim maksadıyla harcadıkları enerji, radarlarda ise hareket kabiliyeti çoğunlukla kullandıkları güç kuvvetlendiricinin verimine bağlıdır. Güç kazancı çıkış gücünün giriş gücüne oranı olarak tanımlanır. Giriş gücünün yüksek olması durumunda giriş gücünün de toplam güç ve verimdeki etkisi dikkate alınmalıdır. Doğrusallık,

kuvvetlendiricinin giriş ve çıkış gücü arasındaki bağlantıdır. Ancak güç kuvvetlendiricileri genellikle büyük işaret bölgesinde çalıştırıldıklarından doğrusal olarak kullanılamamaktadır. Bu nedenle güç kuvvetlendirici tasarımı doğrusal olmayan parametrelerin kullanımı ve doğrusal olmayan modeller kullanılarak bilgisayar destekli tasarım yöntemleriyle yapılmaktadır. Küçük genlikli işaret bölgesinde, bir kuvvetlendirici sabit kazanç ve doğrusal davranışa sahiptir. Ancak giriş işaretinin genliği arttıkça belli bir seviyeden sonra kuvvetlendirici doyma bölgesine girer ve artık çıkış işaretinin genliği, giriş işaretinin genliğinin artışıyla orantılı olarak artmaz. İşte bu süreç esnasında, doyma bölgesine girerken çıkış gücünün, doğrusal kuvvetlendirme seviyesinden 1dB aşağıda kaldığı nokta 1dB sıkışma noktası olarak adlandırılır.

Tezin bu kısmında güç kuvvetlendiricileri daha iyi anlamak için güç kuvvetlendiricilerinin tasarımında göz önünde bulundurulması gereken birtakım parametreler hakkında kısa bir bilgi verildikten sonra kuvvetlendiriciler sınıflandırılmıştır. Devamında tezin ana konusu olan F sınıfı kuvvetlendirici teorisi daha ayrıntılı olarak anlatılmıştır. Bölümün sonunda ise RF transistörlerden de bahsedildikten sonra tasarımın önemli bir parametresi olan GaN HEMT'ler daha ayrıntılı bir şekilde anlatılmıştır.

### 2.1. RF GÜÇ KUVVETLENDİRİCİLERİNİN GENEL DEVRE YAPISI VE TASARIM PARAMETRELERİ

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



Şekil 2.4: Büyük işaretler ile çalışan bir RF bloğunun terminalindeki parametreler.

Örneğin Şekil 2.4'de bir mikrodalga sistemi zincirinde yer alan ve büyük işaretlerle çalışan bir devre yapısı verilmiştir. Bu devre yapısında sol terminalden A<sub>1</sub> dalgası gelmekte ve yine aynı terminalden B<sub>1</sub> dalgası yansımaktadır. A<sub>1</sub> ve B<sub>1</sub> ile ifade edilen dalgalar, bu terminaldeki gerilim ve akım değerlerine bağlı fonksiyonlardır. I<sub>in</sub> ve V<sub>in</sub>, RF bloğunun giriş terminalindeki akım ve gerilimi ifade etmek üzere;

$$A_1 = \frac{V + 50 \times I}{2} \tag{2.1}$$

$$B_1 = \frac{\mathbf{V} - 50 \times \mathbf{I}}{2} \tag{2.2}$$

Büyük işaret parametreleri olan  $A_1$  ve  $B_1$  yukarıdaki eşitlikler ile elde edilirler. Burada sistemdeki normalize empedans değeri 50 $\Omega$  seçilmiştir. Bloktan, I akımının aktığı yöndeki yansımayı ifade eden  $\Gamma_1$  ise;

$$\Gamma_1 = \frac{B_1}{A_1} \tag{2.3}$$

şeklinde hesaplanır. Söz konusu bir güç kuvvetlendirici devresi olduğunda, büyük işaret parametrelerini, devrenin kaynak, aktif eleman ve yük bağlantılarındaki kritik bölgelerde kullanarak gönderilen işaretin ve kuvvetlendirilen işaretin yüke doğru aktığı bölgelerde yansımasını azaltacak şekilde ve yüke istenilen miktarda gücü aktaracak şekilde giriş empedans uyumlaştırma devresi (input matching network, IMN) ve çıkış empedans uyumlaştırma devresi (output matching network, OMN) tasarımı yapılır.

Temel bir güç kuvvetlendirici devre yapısı Şekil 2.5'te verilmektedir. Buna göre transistörden önce ve sonra yer alan IMN ve OMN devreleri kaynak-transistör-yük arasında uyumu sağlarken aktif elemanı kutuplama devreleri de transistörün istenilen çalışma bölgesinde çalışmasını sağlamaktadır.



Şekil 2.5: RF güç kuvvetlendirici devre yapısı.

Bu çalışmanın ilerleyen bölümünde yer alan tasarımda da, yansıma ifadeleri Şekil 2.5'teki isimlendirmeye göre yapılmıştır. Yani kaynaktan IMN'ye doğru bakılınca görülen yansıma  $\Gamma_G$  (gamma\_G), transistör çıkışından OMN'ye doğru bakıldığında görülen yansıma  $\Gamma_{Out}$  (gamma\_Out) olarak isimlendirilmiş ve grafikler de bu isimlerle gösterilmiştir.

Ayrıca yüke aktarılan güç  $P_{Out}$ , kuvvetlendiricinin RF güç kazancı da  $P_{Gain}$  ifadeleriyle belirtilmiştir.

Farklı sınıftaki güç kuvvetlendiricilerinin başarımlarını karşılaştırmada önemli bir kriterin "verim" olduğunu belirtmek gerekir. Güç kuvvetlendirici DC güç harcayarak AC bir işareti kuvvetlendiren devredir ve buna göre bir devrenin performansını belirlemede tükettiği güç önem taşır. Kuvvetlendiriciyi oluşturan direnç, bobin, kondansatör, mikroşerit hat ve transistör gibi elemanlar güç tüketir veya üzerlerinde kayıplar oluşur [3].

Güç kuvvetlendiricinin verimi, tükettiği güç ile birlikte kuvvetlendirme işlemini ne kadar etkin yaptığının bir ölçüsüdür.

Kuvvetlendiricinin salınan işaret çıkış gücüne P<sub>Out</sub>, çalışma gerilimine V<sub>DC</sub>, çalışırken çektiği akıma da I<sub>DC</sub> diyecek olursak, kuvvetlendiricinin güç kaynağından çektiği güç:

$$P_{DC} = V_{DC} \times I_{DC} \tag{2.4}$$

şeklinde hesaplanır. DC gücü ne kadar etkin kullanarak RF gücüne dönüştürdüğünün ifadesi olan verim, çıkıştaki değişken işaret çıkış gücünün güç kaynağından çekilen güce oranı olarak tanımlanır:

$$\eta = \frac{P_{Out}}{P_{DC}}$$
(2.5)

$$G \ddot{u} \varsigma Kazanci, P_{Gain} = P_{Out}$$

$$(2.6)$$

Yukarıdaki  $\eta$  ifadesi savak (drain) verimi olarak bilinir. Ancak güç eklemeli verim (Power Added efficiency, PAE) olarak bilinen verimde kuvvetlendiricinin RF giriş gücü de hesaba katılır ve genellikle güç kuvvetlendirici tasarımında PAE dikkate alınır. Güç kazancı çıkış gücünün giriş gücüne oranı olarak tanımlanır ve eşitlik 2.7'de verilmiştir. P<sub>In</sub> kuvvetlendirici girişine uygulanana RF gücü olmak üzere;

$$\eta_{\text{PAE}} = \frac{P_{\text{Out}} - P_{\text{In}}}{P_{\text{DC}}}$$
(2.7)

biçiminde tanımlanır.

Giriş gücü arttırıldıkça çıkış gücünün de aynı oranda artmaya devam ettiği bölge doğrusal bölge olarak adlandırılmaktadır. Giriş gücü arttırılmasına rağmen, çıkış gücünün aynı oranda artmadığı ve bu değişimin 1 dB olduğu nokta 1 dB bastırma noktası adlandırılır ki bu parametre güç kuvvetlendiricisinin doğrusallığını belirlemede göz önünde bulundurulması gereken önemli bir parametredir.

Şekil 2.6'da 1 dB bastırma noktası ve kazanç değişimi verilmiştir [4]. Sabit kazancın 1 dB düştüğü giriş gücü olarak da tanımlanabilir.



Şekil 2.6: Giriş ve çıkış gücünün değişimi ile kazancın ilişkisi.

Eklenmiş gücü P<sub>EK</sub> olarak tanımlarsak, çıkış gücü ve kazanç ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$P_{EK} = P_{Out} - P_{In} = P_{Out} \times \left(1 - \frac{1}{P_{Gain}}\right)$$
(2.8)

Güç eklenmiş verim de aşağıdaki gibi düzenlenebilir:

$$\eta_{PAE} = \frac{P_{EK}}{P_{DC}} = \frac{P_{Out} - P_{In}}{P_{DC}} = \frac{P_{Out} \times \left(1 - \frac{1}{P_{Gain}}\right)}{P_{DC}} = \eta \times \left(1 - \frac{1}{P_{Gain}}\right)$$
(2.9)

Yukarıdaki denklemde de görüldüğü gibi kazanç arttıkça savak verimi olarak da adlandırılan η, eklenmiş verime yaklaşmaktadır. Bu durum Şekil 2.7'de daha açık olarak görülmektedir.



Şekil 2.7: Eklenmiş verim ve güç kazancı ilişkisi.

#### 2.2. GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ SINIFLARI

Güç kuvvetlendiricileri; doğrusal güç kuvvetlendiricileri ve doğrusal olmayan güç kuvvetlendiricileri olmak üzere iki ana gruba ayrılabilir. Doğrusal güç kuvvetlendiricileri ihmal edilebilir harmoniklere sahip olmasıyla birlikte giriş gücüyle orantılı olarak çıkış gücü üretir. Aksine; doğrusal olmayan güç kuvvetlendiricileri, kesme veya doyma bölgeleri yakınında çalışırlar ve temel sinyalin yanında önemli miktarda harmonik üretirler. Bu durumda artık giriş ve çıkış gücü orantılı değildir.

Ayrıca, güç kuvvetlendiricilerinin özelliklerini belirleyen ana etkenlerden başlıcaları kutuplama gerilimleri ve devre yapısıdır. Bu durum göz önüne alındığında ise, kuvvetlendiriciler genel olarak kutuplama türüne ve çalışma yapısına göre 2 ana sınıfa ayrılabilir [5].

A, AB, B ve C gibi kuvvetlendiriciler kutuplamaya bağlı kuvvetlendiricilerdir. Bu tür kuvvetlendiricilerin tasarımları daha kolay olup devre karmaşıklıkları da azdır. D, E, F, J tipi kuvvetlendiriciler de dalga şekillendirmeye dayalı olarak çalışmaktadır. Bu tür kuvvetlendiriciler, savak üzerindeki akımın ya da gerilimin şekillendirilerek daha yüksek verim elde edildiği kuvvetlendiricilerdir. Devre tasarım zorlukları ve karmaşıklığı fazladır. Ancak kutuplamaya bağlı kuvvetlendirici tiplerine göre daha yüksek verim ve doğrusallığa sahip olabilmektedirler.

Sadece kutuplama sınıfı değil, transistör çıkışındaki işaretin iletim açısının (conduction angle) dikkate alınarak kuvvetlendiricilerin sınıflandırılması, daha anlaşılır bir sınıflandırma imkanı sağmaktadır. Colantonio ve diğ.'ne göre [5], günümüzde de güç kuvvetlendiricilerin sınıflandırılmasında bu yapı tercih edilmektedir.

Buna göre genel bir sınıflandırma şeması Şekil 2.8'de verilmiştir.



Şekil 2.8: RF güç kuvvetlendiricilerin sınıflandırılması.

#### 2.2.1. A Sınıfı Kuvvetlendiriciler

A sınıfı güç kuvvetlendiricileri, diğer kuvvetlendirici sınıflarının temel biçimini oluşturur ve 360 derece iletim açısına sahiptirler. A sınıfı bir kuvvetlendiricinin 360 derece iletim açısına sahip olması, transistörün tüm çalışma çevrimi boyunca etkin bölgede bulunduğu anlamına gelmektedir [6]. Bu durumda, transistör içinden sürekli akım akar ve bu sürede de güç tüketimi olur. Bu sebeplerden dolayı A sınıfı kuvvetlendiriciler çok düşük verimliliğe sahiptir ve sadece düşük güç uygulamaları için uygundur. Küçük işaret kuvvetlendiricisi gibi tasarımlar basitliği ve yüksek doğrusallığından dolayı A sınıfında çalışacak şekilde yapılır. Bir A sınıfı kuvvetlendiricinin optimum çalışmada savak verimi aşağıdaki denklemde verilmiştir [7].

$$\eta = \frac{P_{Out}}{P_{DC}} = \frac{\frac{V_{DD^2}}{2\Gamma_{Out}}}{\frac{V_{DD^2}}{\Gamma_{Out}}} = \frac{1}{2} = \%50$$
(2.10)

A sınıfı bir kuvvetlendiricinin transfer karakteristiği ve buna karşılık gelen gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 2.9'da gösterilmiştir.



Şekil 2.9: A sınıfı bir kuvvetlendiricinin gerilim ve akım dalga şekilleri.

#### 2.2.2. B Sınıfı Kuvvetlendiriciler

Bu çalışma sınıfı da kutuplama seviyesine göre belirlenir. Ancak bu seviye A sınıfı kuvvetlendiriciden daha düşük ve kesim bölgesinin alt seviyelerine (deep) daha yakındır. B sınıfında, transistör sadece giriş sürücü sinyalinin bir yarım döngüsü üzerinde çalışır. Bu durum, B sınıfı kuvvetlendiricilerde yaklaşık 180 derecelik bir akım iletim açısının olduğunu ve ayrıca A sınıfı kuvvetlendiricilerden daha iyi bir verim sağladığını gösterir. Ancak, B sınıfı kuvvetlendiriciler, çıkışında yüksek dereceli harmoniklerin oluşması nedeniyle doğrusallık açısından düşük performansa sahip olmaktadırlar. Bu düşük doğrusallık, çoğu zaman eşlenik olarak birbirine bağlanmış iki transistör kullanılarak iyileştirilebilir. Pozitif yarı periyot boyunca eşlenik transistörlerden biri yüke akım iletmektedir. Bu esnada diğer transistör kapalı

durumdadır. Aynı şekilde negatif yarı periyot süresince akım çeken transistörler değişmekte ve akım akıtan transistör kapalı konuma geçerken, kapalı konumda olan iletime geçmektedir [7]. Dengeli olmayan B tipi güç kuvvetlendiriciler için çıkış gücü ve kaynaktan çekilen doğru akım gücü aşağıdaki denklemlerde verilmiştir.

$$P_{Out} = \frac{1}{2} I_{Out} V_{Out} \tag{2.11}$$

$$P_{DC} = 2 \frac{I_{Out} V_{DD}}{\pi}$$

$$(2.12)$$

Sonuç olarak, elde edilebilecek en yüksek savak verimi ise;

$$\eta = \frac{P_{Out}}{P_{DC}} \times 100 = \frac{\pi V_{Out}}{4 V_{DD}} \times 100 \le \%78.53$$
(2.13)

olarak hesaplanır.

B sınıfı bir kuvvetlendiricinin transfer karakteristiği ve buna karşılık gelen voltaj ve akım dalga şekilleri Şekil 2.10'da gösterilmiştir.



Şekil 2.10: B sınıfı bir kuvvetlendiricinin gerilim ve akım dalga şekilleri.

#### 2.2.3. AB Sınıfı Kuvvetlendiriciler

AB sınıfı kuvvetlendiriciler, verimlilik ve doğrusallık açısından A sınıfı ile B sınıfı kuvvetlendiricilerinin bir kombinasyonu olarak kabul edilebilir. Bu yapıda verimi artırmak için bir miktar B sınıfı kutuplamaya doğru yaklaşılırken, doğrusallığı artırmak için ise biraz daha yüksek kutuplama gerilimi verilerek geçiş bozulması önlenmeye çalışılır. AB sınıfı kuvvetlendirici devresi B sınıfı devre ile benzerdir [7]. AB sınıfı kuvvetlendiricilerin kutuplama noktası şekil 2.12'de gösterildiği gibi A sınıfı ile B sınıfı arasındadır. AB sınıfı kuvvetlendiricilerin verimi de A sınıfı ile B sınıfı arasındadır. Bu kuvvetlendirici sınıfının transfer karakteristiği ve buna karşılık gelen gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 2.11'de gösterilmiştir.



Şekil 2.11: AB sınıfı bir kuvvetlendiricinin gerilim ve akım dalga şekilleri.



Şekil 2.12: A, AB ve B sınıfı kuvvetlendiricilerin gerilim ve akım dalga şekilleri.

Yukarıdaki şekle göre bu üç kuvvetlendirici arasında karşılaştırma yapmak mümkündür. Sınıf A'nın kutuplama noktası, doyma ve kesme bölgelerinin orta noktasında bulunur. Kanal, giriş sinyalini takip eden çıkış sinyali ile her zaman açıktır. B sınıfında, kutuplama noktası, derin kesim bölgesinde bulunur ve yalnızca çift harmonikleri içeren çıkışta yarım sinüs dalgası verir. AB sınıfında ise, kutuplama noktası Şekil 2.12'de gösterildiği gibi A sınıfı ile B sınıfı arasında yer alır ve çıkış sinyali giriş sinyalinin % 50'sinden fazlasını izler.

#### 2.2.4. C Sınıfı Kuvvetlendiriciler

C sınıfı bir güç kuvvetlendiricisinde, transistör giriş sürücü sinyalinin pozitif yarı periyodundan daha az bir süre boyunca iletimde olacak şekilde çalışır. Bu, devrenin 180 dereceden daha az iletim açısına sahip olduğu anlamına gelir ve dolayısıyla C sınıfı güç kuvvetlendiricisi için doğrusallıktan söz edilemez. C sınıfı güç kuvvetlendiricileri yaklaşık %85 verime sahiptirler ve diğer kutuplamalı transistörlere oranla daha yüksek güç verimi sağlarlar.

Bu kuvvetlendirici sınıfının transfer karakteristiği ve buna karşılık gelen gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 2.13'te verilmiştir.



Şekil 2.13: C sınıfı bir kuvvetlendiricinin gerilim ve akım dalga şekilleri.

C sınıfı kuvvetlendiricilerinin kullanımındaki en büyük problemlerden biri, giriş geriliminin negatif bölgedeki geniş salınımı ve savak çıkış geriliminin tepe noktalarıyla çakışmasıdır. Bu, herhangi bir transistörün ters kırılma noktası için en kötü durumdur ve döngünün bu noktasında akan küçük miktarda kaçak akım bile, verimlilik üzerinde olumsuz bir etkiye sahip olacaktır [2]. Bu nedenle, gerçek C sınıfı çalışması yüksek RF ve mikrodalga frekanslarında genellikle kullanılmaz.

#### 2.2.5. D Sınıfı Kuvvetlendiriciler

D sınıfı güç kuvvetlendiricileri, bir yarı-sinüzoidal akım dalga formunun ve bir kare voltaj dalga formunun üretilmesin sağlayan anahtarlama devresi olarak tanımlanmaktadır.

Giriş katında savak gerilimi kare dalga şeklini oluşturmak için simetrik sürümlü bağlı iki veya daha fazla transistörü anahtar olarak kullanır. Çıkış kısmında ise temel frekansta çalışan bir seri LC rezonans devresi bulunmaktadır. Bu devre yüksek dereceli harmonik akımlarının yüke aktarımını engellemekte ve yüke saf sinüs şeklinde bir akım iletilmesini sağlamaktadır. İdeal durumda transistörlerin savak gerilimi ve akımları üst üste gelmeyeceği için verim %100 seviyesine ulaşır. Fakat pratikte transistörlerin parazitik kapasiteleri nedeniyle bu verim değerine ulaşılamaz. Yüksek frekanslarda transistörün açma kapanma geçiş süreleri azımsanamayacak değerlere gelir ve bu frekanslarda D sınıfı yapının kullanımı uygun olmamaktadır [8].

#### 2.2.6. E Sınıfı Kuvvetlendiriciler

E sınıfı kuvvetlendiriciler anahtarlama sınıfı kuvvetlendiricisi olarak tanımlanabilir. Bu çalışma sınıfı, kuvvetlendiricinin girişine veya çıkışına bağlı olan katın yapılandırılması ile belirlenir. E sınıfı devre yapılarında kullanılan transistörler, bir yarım periyotta açılıp diğer yarım periyotta kapanan bir anahtar gibi işlev görür. E sınıfı kuvvetlendiriciler, sıfır gerilim anahtarlaması (Zero Voltage Switching, ZVS) ve sıfır voltaj türev anahtarlaması (Zero Voltage Derivative Switching, ZVDS) sağlayarak verimliliği artırmak için çıkış katındaki reaktif elemanları kullanır. Anahtar açık olduğunda ZVS sıfır voltaj olarak tanımlanır. ZVDS, gerilim ve akım dalga şekilleri arasında bir çakışma olmaması anlamına gelir, böylece anahtarlama sırasında herhangi bir kayıp olmaz. Yani; ilk yarı periyotta anahtar açıktır dolayısıyla anahtardan akan akım sıfırdır. 2. yarı periyotta ise anahtar kapalıdır ve anahtar üzerindeki gerilim sıfırdır [9]. Sonuç olarak her iki periyottaki gerilim ve akım dalga şekilleri birbiriyle örtüşmediği için anahtardaki güç kaybı idealde sıfırdır [2].

Şekil 2.14'te, E sınıfı devre tasarımında kullanılan transistör, yapının daha kolay anlaşılması için anahtar sembolü ile değiştirilmiştir. Cp, transistörün iç parazitik kapasitansını ve kuvvetlendiricinin uygun anahtarlama davranışını sağlamak için devre kapasitansını modelleyen bir şönt kondansatörüdür. Cs ve Ls, temel frekansta rezonans eden bir seri rezonatör oluşturur. Bu rezonatör girişteki işaretin temel bileşeni ile aynı frekansta çalışarak R yüküne saf sinüzoidal bir akım aktarır [5].



Şekil 2.14: E sınıfı kuvvetlendiriciler için basitleştirilmiş devre şeması [5].

Anahtar açıkken, besleme bobini (L<sub>RFC</sub>) üzerindeki akım C<sub>P</sub> ve R üzerinden olmak üzere ikiye bölünür. C<sub>P</sub> kondansatörü dolmaya başlar ve anahtar üzerinde bir gerilim oluşmasını sağlar. Anahtar kapandığında ise; C<sub>P</sub> üzerinde biriken tüm enerji anahtar üzerinden toprağa boşalarak bir güç kaybı oluşmasına neden olur. Bu güç kaybını engellemek için, açılma anı Şekil 2.15'teki gibi anahtarın üzerindeki gerilim sıfır iken olacak şekilde ayarlanır. İdeal durumlarda bir E sınıfı güç kuvvetlendiricisinin verimliliği %100'dür [10]. Gerçekte ise, anahtar kapalı iken seri direnç ve anahtarın açık-kapalı durum değişiminde geçen süreler ihmal edilemeyecek kadar büyüktürler. Her iki etken de anahtar üzerinde bir güç kaybına neden olarak güç kuvvetlendiricisinin verimliliğini düşürür [2].



Şekil 2.15: E sınıfı güç kuvvetlendiricisi gerilim ve akım dalga şekilleri.

#### 2.2.6.1. E Sınıfı Kuvvetlendiricilerin Dezavantajları

Anahtarlamalı kuvvetlendirici yapıları içerisinde en dikkat çeken ve mühendislik grupları tarafından en çok tercih edilen uygulamalar E ve F sınıfı kuvvetlendiricilerdir. Ancak E sınıfı kuvvetlendiricilerde bulunan bazı dezavantajlar tasarımcıların bu anahtarlama sınıfında tasarım yapmaktan kaçınmalarına sebep olmaktadır. Bunların en önemlisi, Şekil 2.14'teki şönt kondansatör Cp ile oluşturulan büyük çıkış kapasitansı nedeniyle yüksek frekanslı uygulamalarda E sınıfı kuvvetlendirici tasarlanmasının zor olmasıdır. Cp, çalışma frekansını ve yüksek frekansta yüksek güç çıkışı yeteneğini sınırlar.

Vk kırılma gerilimi, genel olarak GaN transistörler için yaklaşık 5V'tur. Anahtar açıkken hem gerilim hem de akımın varlığından dolayı, bir önceki bölümde belirtilen ZVS varsayımı, yüksek bir E sınıfı verimliliği sağlamak için etkin bir şekilde yerine getirilemez.

Ayrıca, E sınıfı kuvvetlendiriciler, ZVDS'yi elde etmek için hızlı bir giriş anahtarlama sürücü işareti gerektirir ve bu hızlı sürücü işareti, aktif cihaz için stresi artırır. F sınıfı kuvvetlendiricilerinde hızlı bir giriş anahtarlama sürücü işaretine ihtiyaç yoktur. Ek olarak, E sınıfı F sınıfı ile karşılaştırıldığında transistör daha yüksek kırılma (breakdown) gerilimi (Vb) ve daha yüksek akım kullanımını gerektirir. E sınıfındaki sınırlamalar sebebiyle, F sınıfı güç kuvvetlendiricileri E sınıfına göre tasarımcılara daha cazip gelmektedir. Aşağıdaki tabloda kuvvetlendirici sınıflarına göre doğrusallık dereceleri ve maksimum verim yüzdeleri verilmiştir. Kutuplamaya bağlı kuvvetlendiricilerde, anahtarlamalı kuvvetlendiricilere oranla verimliliğin daha düşük olduğu görülmektedir.

Güç Kuvvetlendirici	Doğrusallık	
Similiari	verim	
А	50	İyi
В	78.5	Zayıf
AB	78.5	Orta
Е	100	Zayıf
F/ F <sup>-1</sup>	100	Zayıf

Tablo 2.1: Kuvvetlendirici sınıflarında elde edilebicek maksimum verim.

#### 2.2.7. F Sınıfı Kuvvetlendiriciler

F sınıfı güç kuvvetlendiricileri, B ve E sınıfı kuvvetlendiricilerinin gelişimi olarak düşünülebilir. 180 derecelik akım iletim açısına sahip olan F sınıfı kuvvetlendiricileri, B sınıfına yakın çalışma noktasında kutuplanır. E sınıfı yapıda olduğu gibi savak gerilimi ile akımının kesişim bölgeleri en aza indirilmeye çalışılır [12]. Aktif cihazın anahtar doğası gereği, transistör içinde harmonikler üretilecektir. Bu harmonikler kutuplamalı (öngerilimli) kuvvetlendiricilerde istenmez ancak; F sınıfı kuvvetlendiricilerde PAE'yi artırmak için kasten kullanılır [5].

F sınıfı kuvvetlendiriciler verimi arttırmak için az karmaşıklıkta çıkış katı gerektirdiği için günümüzde de yaygın olarak kullanılmaktadır. Ek olarak harmoniklerin de çıkışa aktarılmıyor oluşu F sınıfı kuvvetlendiricilere önemli üstünlükler katmıştır.

F sınıfı güç kuvvetlendiricileri teorik olarak %100 verimlilik elde edilebilecek yapılardır. Bununla birlikte, bu mükemmelliği elde etmek için sonsuz sayıda harmonik kontrol edilmelidir ki bu da pratikte mümkün olamamaktadır. Sonsuz sayıda harmoniğin kontrol edilmesiyle,
savaktaki gerilim dalga şekli mükemmel bir kare dalga gibi görünmelidir ve buna karşılık gelen savak akımı dalga biçimi, 180 derece faza sahip yarım sinüs dalgası olmalıdır. İdeal durumda, gerilim ve akım dalga şekilleri arasındaki kesişen alan tamamen ortadan kalkar ve anahtarlama sırasında cihaz güç tüketmez. Şekil 2.16, ideal bir F sınıfı kuvvetlendiricideki gerilim ve akım dalga şeklini göstermektedir.



Şekil 2.16: İdeal F sınıfı güç kuvvetlendiricisi gerilim ve akım dalga şekilleri.

Yukarıdaki şekilden hareketle, F sınıfına ait savak akım ve gerilim dalga şekillerinin genel denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir (Bu gösterimde diz gerilimleri de ihmal edilmiştir, Vk = 0V). Burada  $\phi$  temel sinyal ve harmonikler arasındaki faz farkıdır [1]. Transistörden akan akım yarım sinüs şekilli, transistör üzerindeki gerilim de kare dalga biçimli olduğunda, herhangi bir zaman aralığında akım ya da gerilimden birisi sıfır olduğu için transistör üzerinde güç harcanmayacaktır. Bu nedenle kuvvetlendirici verimi artacaktır. F sınıfındaki akım ve gerilim şekli parçalı fonksiyon olarak gösterilebilir [4].

$$i_D(\Phi) = \begin{cases} I_{tepe} \times cos(\Phi) & -\frac{\pi}{2} \le \Phi \le \frac{\pi}{2} \\ 0 & di \breve{g} er \end{cases}$$
(2.14)

$$V_{DS}(\Phi) = \begin{cases} 0 & -\frac{\pi}{2} \le \Phi \le \frac{\pi}{2} \\ 2 \times V_{DD} & diger \end{cases}$$
(2.15)

Akım ve gerilim şekilleri için elde edilen bağıntılar Fourier serisi şeklinde yazılabilir:

$$i_D(\Phi) = \sum_{n=0}^{\infty} I_n \cos(n\phi)$$
(2.16)

$$V_{DS}(\Phi) = \sum_{n=0}^{\infty} V_n \cos(n\phi)$$
(2.17)

Bu durumda;

$$I_{n} = \begin{cases} \frac{I_{tepe}}{\pi} & n = 0\\ \frac{Itepe}{2} & n = 1\\ \frac{2I_{tepe}}{\pi} \frac{(-1)^{\frac{n}{2}-1}}{n^{2}-1} & n \ cift\\ 0 & n \ tek \end{cases}$$
(2.18)  
$$V_{n} = \begin{cases} V_{DD} & n = 0\\ -\frac{4 V_{DD}}{\pi} & n = 1\\ 0 & n \ cift\\ \frac{4 V_{DD}}{\pi} \frac{(-1)^{\frac{n+1}{2}}}{n} & n \ tek \end{cases}$$
(2.19)

olarak yazılabilir. Denklem 2.18 ve 2.19'da görüldüğü gibi, n>1 için akım ve gerilim aynı anda sıfırdan büyük olmamaktadır. Bu sayede harmonik işaretler transistör üzerinde güç harcanmasına sebep olamamaktadır. Teorik verim de %100 olmaktadır. Bu yapıyı sağlamak için gerekli empedanslar aşağıdaki gibi kolaylıkla bulunabilir:

$$Z_n = \frac{V_n}{I_n} = \begin{cases} -\frac{8}{\pi} \frac{V_{DD}}{I_{tepe}} & n = 1\\ 0 & n \text{ cift} \\ \infty & n \text{ tek} \end{cases}$$
(2.20)

Özel olarak, fazları ideal durumda olan harmonik dalga şekillerinden dolayı, temel frekanstaki sonlandırma empedansı ( $R_F$ ), rezistif (reel) olmak zorundadır. Matematiksel ifadeye dönüştürmek gerekirse, bu tür bir sonlandırma optimum yük için bulunan empedansın  $4/\pi$  katıdır.

$$R_F = \frac{4}{\pi} \frac{2V_{DD}}{I_{tepe}} = \frac{4}{\pi} R_{TL}$$
(2.21)

Denklem 2.20'ye göre, harmoniklerin transistör üzerinde güç harcamaması için bütün tek harmoniklerin (n=1 hariç) sonsuz empedans görecek şekilde açık devre, bütün çift harmoniklerin de kısa devre olacak şekilde sonlandırılması gereklidir. İdeal F sınıfı kuvvetlendiriciye ait devre şeması aşağıdaki şekilde verilmiştir:



Şekil 2.17: İdeal F sınıfı güç kuvvetlendiricisi devre yapısı [5].

İdeal sonlandırım durumu için çıkış gücü, DC güç ve verim ifadeleri de aşağıdaki denklemlerdeki gibi çıkarılabilir:

$$P_F = \frac{I_{tepe}(V_{DD} - V_K)}{\pi^2} \cdot \frac{\Phi - \sin(\phi)}{1 - \cos\left(\frac{\phi}{2}\right)}$$
(2.22)

$$P_{DC} = V_{DD} \cdot \frac{I_{tepe}}{2\pi} \cdot \frac{2 \cdot \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) - \Phi \cdot \cos\left(\frac{\phi}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\phi}{2}\right)}$$
(2.23)

$$\eta = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\Phi - \sin(\phi)}{2 \cdot \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) - \Phi \cdot \cos\left(\frac{\phi}{2}\right)}$$
(2.24)

2.18 denkleminde görüldüğü gibi, yalnızca çift harmoniklerle yarım sinüs dalga şeklini oluşturmak için savak akım dalga formundaki tüm tek harmonikler ortadan kaldırılmalıdır. Gerilim dalga formunda, 2.19 denkleminde gösterildiği gibi sadece tek harmoniklerle mükemmel bir kare dalga şekli oluşturmak için savaktaki tüm çift harmonikler ortadan kaldırılmalıdır. İdeal olarak, transistörde güç tüketimi olmadan gerilim ve akım dalga şekilleri arasındaki kesişen alanı ortadan kaldırmak için her iki ister de karşılanmalıdır. Şekil 2.18 gerilim ve akım dalga formlarının şekillendirilmesinde harmonik sonlandırımının etkisini göstermektedir.



Şekil 2.18: Gerilim (tek harmonik) ve akım (çift harmonik) dalga şekilleri [12].

Solda, daha fazla tek harmonik sonlandırıldıkça gerilim dalga formunun üst ve alt kısmı düzleştiği ve geçiş eğiminin daha dik hale geldiği görülmektedir. Sağ taraftaki akım dalga formunda ise, daha fazla çift harmonik sonlandırıldıkça negatif salınımının düzleştiği ve geçiş süresinin daha hızlı olduğu görülmektedir. Gerilim ve akım sinyallerinin geçiş süresi azaltılarak, iki sinyal arasındaki örtüşen alan azalır ve güç ekli verim iyileştirilir.

F sınıfı kuvvetlendiricide %100 verime ulaşabilmek için tam olarak dikdörtgen biçimli bir gerilim ve yarım sinüs akım şekline ihtiyaç vardır. Raab (1997) yaptığı çalışmada bastırılacak olan harmonik sayısına göre elde edilebilecek verimleri hesaplamıştır [13].

Harmonikler	1	3	5	œ
-	%50	%57.7	%60.3	%63.7
2	%70.7	%81.7	%85.3	%90
4	%75	%86.6	%90.5	%95.5
00	%78.5	%90.7	%94.8	%100

Tablo 2.2: Kullanılan harmonik sayısına göre elde edilebilecek verimler [13].

Sonsuz sayıda harmonik sonlandırımı pratik olarak mümkün değildir. Ayrıca, mikrodalga frekanslarda çok sayıda harmonik kullanımı da tasarım ve tasarımcı açısından birçok problemi de beraberinde getirecektir. Öyle ki her bir harmonik için eklenecek devre elemanları sebebiyle devrenin boyutu büyüyecek, devre karmaşıklığı artacak ve eklenen devre elemanlarının kayıplarının etkisiyle de toplam kayıp artacaktır. Bu da devrenin veriminin ve çıkış gücünün düşmesine sebep olacaktır. Ek olarak kullanılan elemanların idealsizliğinden kaynaklanacak sapmalar artacak ve Cds parazitik savak kondansatöründen dolayı bir noktadan sonra harmonikler için kısa devre etkisi oluşacaktır.

Yukarıda açıklanan sebeplerden dolayı yüksek frekanslı kuvvetlendiricilerde çok yüksek dereceli harmonik sonlandırımı tercih edilmez. Birçok pratik uygulamada da genelde 3. harmoniğe kadar sonlandırım yapıldığı görülmektedir.

### 2.3. RF GÜÇ TRANSİSTÖRLERİ

Katı hal aktif cihaz performansı; mekanik, elektriksel ve termal özellikler dahil olmak üzere, cihazların üretildiği yarı iletken malzemelerin özelliklerine dayanır [14, 15]. Güç uygulamalarındaki temel grafikler, tek cihazdan elde edilebilen güç sıkıştırma seviyeleri, güç ekli verim (dolayısıyla güç kazanımı için dolaylı olarak muhasebeleştirme) ve doğrusallık performansı (yani üçüncü dereceden intermodülasyon, AM / PM) ile temsil edilir. Bu grafikler,

çalışma frekanslarına da bağlı olmalıdır. RF ve mikrodalga uygulamalarında, katı hal cihazları tipik olarak ya yüksek güçte ve düşük frekansta ya da düşük güçte ve yüksek frekansta çalışırken, hem yüksek güçte hem de yüksek frekansta çalışabilen cihazların tasarımı ve üretimi güvenilirlik açısından hala zorludur.

Devam eden araştırma faaliyetleri, kabaca iki ana sınıfa, yani Bipolar Jonksiyon Transistörlerine (BJT) veya Alan Etkili Transistörlere (FET'ler) ayrılan çeşitli RF katı hal cihazlarının geliştirilmesini sağlamıştır [14, 15]. Bunlar arasında, Heterojonksiyon Bipolar Transistörler (Heterojunction Bipolar Transistor, HBT) Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistörler (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, MOSFET), Yanal Dağınık Metal Oksit Yarıiletken FET'leri (Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor, LDMOS), Metal Yarıiletken FET'leri (Metal Semiconductor Field Effect Transistor, MESFET) ve Yüksek Elektron Hareketlilik Transistörleri (High Electron Mobility Transistor, HEMT) dahil olmak üzere farklı ve geliştirilmiş yapılar Şekil 2.19'da şematik olarak gösterildiği gibi önerilmiştir.



Şekil 2.19: Güç transistörlerinin sınıflandırılması.

Yüksek güçlü cihazların gerçekleştirilmesi, uygun bir yarıiletken malzeme seçimini, emetör / geçit parmaklarının uygun bir şekilde yerleştirilmesini, cihazın kendiliğinden ısı transferini dengelemesini gerektirir [14,15]. Bu bakımdan transistör seçiminde transistörün enerji band aralığı (band gap voltage), belverme gerilimi (breakdown voltage), ısıl iletkenliği, elektron ve delik aktarım özellikleri ve doymuş elektron hızı (saturated electron velocity) gibi fiziksel özellikleri öne çıkmaktadır. Günümüzde transistör üretiminde çok kullanılan bazı yarıiletkenlerin önemli özellikleri aşağıdaki Tablo 2.3'te verilmiştir.

Harmonikler	Si	Ge	GaAs	GaN
Elektron hareketliliği (cm <sup>2</sup> V <sup>-1</sup> s <sup>-1</sup> )	1500	3900	8500	1000
Delik hareketliliği (cm <sup>2</sup> V <sup>-1</sup> s <sup>-1</sup> )	450	1900	400	350
Band aralığı (eV)	1.12	0.66	1.42	3.2
Çığ alanı (10 <sup>5</sup> V/cm)	3.8	2.3	4.2	50
Isıl iletkenlik (25°)	1.4	0.6	0.45	1.7
W/cm °C				
Dielektrik Sabiti	11.9		12.9	14

 Tablo 2.3: Yariiletken özellikleri [5].

Bir elektronun bir yarıiletken içerisindeki valans bandlarından iletim bandlarına aktarılması için gerekli olan enerji olarak tanımlanan enerji band aralığı, hem cihazdaki izin verilen maksimum sıcaklığı hem de güç özelliklerini etkiler. Daha geniş bir band aralığı, daha yüksek çalışma sıcaklığı ve daha yüksek güç yoğunluğuna sahip daha küçük cihaz boyutları (dolayısıyla daha ucuz paketleme gereksinimleri) anlamına gelir. Band aralığının artması transistörün dış etkenlere karşı dayanıklılığını artırırken, transistörün özelliklerini kaybetmeden daha yüksek gerilimlerde çalışmasını da sağlayabilmektedir. Böylece, savakta daha yüksek genlikli gerilim salınımı elde edilebilir ve daha yüksek çıkış güçlerine erişilebilir. Transistörün daha yüksek gerilimde kutuplanabilmesi sayesinde savakta daha yüksek empedans görülecektir. Benzer şekilde, dielektrik sabiti, bir cihazın kapasitif yüklenmesinin bir göstergesidir, dolayısıyla genellikle düşük bir değer olması istenir. Son olarak, elektron ve delik hareketleri esas olarak bir güç cihazının elektriksel olarak ON direnci ve diz (knee) gerilimini belirler. Düşük bir hareketlilik, parazit direncinin ve kayıpların artmasına, kazancın ise azalmasına neden olur, bu da çalışma frekansını sınırlar.

Belirtilen bu özellikler sebebiyle, son zamanlarda GaN ve SiC gibi geniş bandlı malzemeler üzerinde çalışmalara ağırlık verilmekte ve bu malzeme sistemini geliştirmeye, böylece yeni nesil kablosuz ve savunma sistemleri için açık pazarda büyük araştırmalar yapılmaya devam edilmektedir [16, 17].

Bu aşamada kısaca önemli güç transistörlerinden söz etmek yararlı olacaktır. RF çift kutuplu eklemli transistörleri (BJT'ler) genellikle silikon (Si) kullanılarak yapılır. Bu transistörler frekans aralığı, güç kapasitesi ve gürültü özellikleri açısından düşük maliyeti ve iyi çalışma performansı nedeniyle günümüzde kullanılan en eski ve en popüler aktif RF cihazlarından biridir [5]. Güç BJT'leri fiziksel kılıfa uygun olacak şekilde genelde birden fazla sayıda transistörden oluşur ve tasarım sırasında emitör uçları dengelenir. Bu sayede kW mertebesinde yüksek güçler elde edilebilir.

Esasen bir heterojonksiyon transistörün (HBT) çalışması BJT'ninki ile aynıdır fakat HBT transistörler genellikle diğer malzemelerin ince tabakaları ile birlikte (örneğin, alüminyum) GaAs (Gallium Arsenide, Galyum Arsenit), InP (Indium Phosphide, İndiyum Fosfid) veya SiGe (Silicon Germanium, silikon germanyum) gibi bileşik yarı iletken materyalden yapılmış bir baz-emetör bağlantısına sahiptir [5]. Bu yapı, yüksek frekanslarda çok daha iyi performans sunar. Bazı HBT'ler 100 GHz'i aşan frekanslarda çalışabilir ve SiGe kullanan HBT'ler ile son zamanlardaki gelişmeler bu cihazların 60 GHz veya daha yüksek frekanslarda çalışan düşük maliyetli devreler için faydalı olduğunu göstermiştir.

BJT transistörlerin aksine, alan etkili transistörler (FET'ler) tek bir taşıyıcı tipte tek kutuplu olup, cihaz içinden delik veya elektronlar ile akım akışı sağlar. n-kanallı FET'ler elektron kullanır, p-kanallı cihazlar ise delikleri kullanır. Buna ek olarak, BJT'ler akım kontrollü iken FET'ler gerilim kontrollü değişken dirence benzer kaynak-savak karakteristiğine sahip bir cihazdır.

Alan etkili transistörlerin MESFET, MOSFET, HEMT ve PHEMT (psödomorfik HEMT) gibi farklı şekilleri bulunmaktadır.

FET transistör teknolojisi 50 yıldan uzun süredir sürekli geliştirilmektedir. İlk jonksiyon FET'ler 1950'lerde gelişirken, 1980'lerin başında HEMT önerilmiştir. GaAs MESFET'ler, mikrodalga ve milimetre dalga uygulamaları için en çok kullanılan transistörler arasındadır ve 60 GHz veya daha yüksek frekanslarda kullanılabilir. Daha yüksek çalışma frekansları, GaAs HEMT'ler ile elde edilebilir. GaAs MESFET ve HEMT transistörler diğer aktif cihazlardan daha düşük gürültü seviyelerine sahip olduğundan özellikle düşük gürültülü kuvvetlendiriciler

için yararlıdır. Son zamanlarda geliştirilen galyum nitrit (GaN) HEMT'ler, yüksek güçlü RF ve mikrodalga amplifikatörler için oldukça kullanışlıdır.

GaN ile GaAs yapılar karşılaştırıldığında GaN yapıların üstünlükleri aşağıdaki gibi sıralanabilir [18]:

• GaN yapılar GaAs yapılara göre yaklaşık 10 kat daha fazla güç yoğunluğuna sahiptir. Bu sayede daha geniş bandta çalışabilirler. Daha verimli ve daha yüksek kazanca sahiptirler.

• GaN FET'ler GaAs'lara göre yaklaşık 5 kat daha yüksek gerilimde çalışabilirler. Bu sayede empedans uyumu konusunda tasarımcılara kolaylık sağlanır.

• GaN FET'ler GaAs'lara göre yaklaşık 2 kat daha fazla akım akıtabilir.

• GaN kimyasal bağları GaAs'a göre yaklaşık 3 kat daha güçlüdür. Bu sayede daha büyük band aralığına sahiptir.

SiC temelli GaN yapıların başlıca özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir [18]:

• Yüksek kırılma gerilimi: GaN yapısının yüksek band aralığı gerilimi GaN malzemesinin kırılma gerilimi değerini arttırır. Bu sayede GaN yapılı transistör, diğer transistörlere göre daha yüksek gerilimde çalışabilir.

• Yüksek doyma hızı (high saturation velocity): Elektronların yüksek elektrik alan altındaki hızını ifade eden bu terim transistörün akım akıtabilme yoğunluğunun bir göstergesidir. Daha yüksek akım yoğunluğuna sahip olan GaN'lar ile aynı boyuttaki başka bir transistöre göre daha yüksek RF güç elde edilebilir.

• Üstün ısıl özellikler: SiC temelli GaN'lar yüksek ısıl iletkenlikleri sayesinde aynı güç altında diğer transistörlere göre daha az ısınırlar. Oluşan ısının daha iyi atılabiliyor oluşu hem daha yüksek güç altında daha kararlı çalışmayı sağlar, hem de transistörü daha uzun ömürlü yapar.

SiC üzerine yapılan GaN alan etkili transistörlerin bu üstünlükleri, GaN transistörlerin radar uygulamalarında da daha çok tercih edilir hale gelmesini sağlamıştır.

## **3. MALZEME VE YÖNTEM**

Tezin bu bölümünde, tasarımı yapılmış olan F sınıfı kuvvetlendiricinin tüm tasarım adımları ayrıntılı bir şekilde anlatılmıştır. İlk olarak tasarımda kullanılan devre elemanlarına ait özellikler ve parametreler verilmiştir. Devre elemanlarının seçiminin ardından bu elemanlara ait modeller temin edilmiş ve bilgisayar destekli tasarım aracı olan ADS (Advanced Design System, Keysight Inc. ile tasarıma başlanmıştır. Bilgisayar destekli tasarımın tamamlanmasının ardından devrenin serimi yapılarak üretime hazır hale getirilmiştir. Prototip üretimi ve montajı yapılan devrenin başarımı incelenmek üzere küçük ve büyük işaret ölçümleri yapılmış ve simülasyon sonuçları ile karşılaştırılarak yorumlanmıştır.

### 3.1. F SINIFI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMINA GENEL BAKIŞ

Tasarlanacak devre için yaklaşık 10W çıkış gücüne sahip ve çalışma bandı olarak 2.7GHz, S bandda çalışabilecek bir transistör hedeflenmiştir. Devredeki tek aktif eleman olan transistörün hedeflenen çalışma bandında yeterli gücü sağlayabilecek yapıda olmasına dikkat edilmiştir. Bu hedef doğrultusunda önceki bölümde belirtilen üstünlüklerinden dolayı GaN yapılı bir transistör tercih edilmiştir. Tasarım ve üretim sürecini minimuma indirmek ve yarıiletken üretimindeki olası sorunlardan etkilenmemek için hazır bir transistörün kullanılmasına karar verilmiştir. Bu kısıtlar ve gerekli tasarım ihtiyaçları dikkate alındığında kullanılacak eleman CREE Inc. firmasının ürettiği CGH40010F parça kodlu 13W'a kadar çıkış gücü verebilen ve DC-6GHz çalışma aralığına sahip GaN, yüksek elektron mobiliteli transistor (high electron mobility transistor, HEMT) olarak seçilmiştir [19]. Tasarlanan kuvvetlendiricide kritik devre elemanları ve diğer malzemelerin sağlaması gereken temel özellikler Tablo 3.1.'de verilmiştir.

Devre elemanı ve Malzeme	Temel Özellikler				
Transistör	S bandda çalışabilmeli				
	<ul> <li>En az 10W çıkış gücü verebilmeli</li> </ul>				
	• Ayrık paketli, PCB'ye monte edilebilir				
Taban	Düşük dielektrik kayıplı				
	• Isıl iletimi yüksek				
Konnektör	• SMA (Dişi)				
	<ul> <li>Düşük kayıplı</li> </ul>				
Pasif Devre Elemanları	<ul> <li>Yüksek frekanslarda çalışabilen</li> </ul>				
	• Yüksek akıma dayanıklı				
	• Radar sistemlerinde kullanıma uyumlu				

Tablo 3.1: Devre elemanı ve malzeme özellikleri.

Bu transistöre ait doğrusal olmayan eleman modeli üreticiden temin edilerek tasarım adımlarına başlanmıştır. Tasarımda takip edilen adımlar, Şekil 3.1'de yer almaktadır. Bu adımlar devam eden bölümlerde sırasıyla ayrıntılı olarak ele alınacaktır.



Şekil 3.1: Tasarımda izlenilen yönteme ait akış şeması.

### 3.2. TRANSİSTÖRÜN AKIM-GERİLİM ANALİZİ

Transistör modeli kullanılarak yapılacak kuvvetlendirici tasarımının ilk adımında, modelin temin edilmesi ve bilgisayar ortamına yüklenmesinin ardından aşağıdaki devre yapısı kullanılarak transistörün DC-IV eğrileri çizdirilmiştir. Transistöre ait katalogda belirtilen değerler çerçevesinde transitörün V<sub>DS</sub>, savak-kaynak gerilimi 0-32 V arasında değişirken farklı V<sub>GS</sub>, geçit-kaynak gerilimleri altında (-3.5V ile -2.3V arasında 0.3V adımlar ile) transistörden akan akım incelenmiştir. Bu sayede transistörün çalışma noktası belirlenmiştir.



Şekil 3.2: DC-IV eğrileri için hazırlanan devre.

Yukarıda akım gerilim analizi için hazırlanan devrenin simülasyon sonuçları Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'te verilmiştir. Şekil 3.3 farklı  $V_{GS}$  gerilim değerleri için ID akımının  $V_{DS}$  gerilimi ile değişimini göstermektedir. Şekil 3.4 ise  $V_{DS}$  gerilimi 28V iken ID akımının  $V_{GS}$  gerilimi ile değişimini göstermektedir.

Bu grafiklerdeki eğriler incelendiğinde, VDS gerilimi transistörün kataloğunda belirtilen ve tavsiye edilen  $V_{DS}$ =28V olarak seçilmiştir. F sınıfı tasarım yapmak amacıyla da  $V_{DS}$ =28V durumunda transistörün kesime girdiği geçit gerilimi değeri olan  $V_{GS}$ =-3.5V olarak seçilmiştir. Transistör bu koşullar altında kutuplandığında B sınıfı olarak çalışmaktadır ancak; gerekli harmonik sonlandırma işlemlerinin yapılmasıyla tasarımın F sınıfı olarak çalışması hedeflenmektedir.







Şekil 3.4: Sabit V<sub>DS</sub> gerilimi altında I<sub>D</sub>-V<sub>GS</sub> değişimi.

Transistörün I-V eğrilerinin incelenmesi ve kutuplama gerilim değerlerinin belirlenmesinin ardından, hedeflenen kazanç ve verim değerleri göz önüne alınarak transistörün girişine ve çıkışına tasarlanacak empedans uyumlaştırma ve harmonik sonlandırıcı devrelerin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu aşamalar devam eden başlıklarda detaylı bir biçimde verilmiştir.

# 3.3. TRANSİSTÖRÜN KAZANÇ, VERİM VE YANSIMA ÖZELLİKLERİNİN İNCELENMESİ

Transistöre ait DC kutuplama değerlerinin belirlenmesiyle, uyumlaştırma devreleri tasarlanmadan önce ön bilgi edinmek amacıyla transistör, bu kutuplama koşulları altında teste tabi tutulmuş ve performansı incelenmiştir. Transistörün giriş ve çıkışı 50 $\Omega$  ile sonlandırılmış, çizimi ve analizi ADS'te yapılmış olan Şekil 3.5'te verilen test devresi hazırlanmıştır.



Şekil 3.5: Transistöre ait test devresi.

Besleme yollarından akmakta olan DC akımının AC akım bölgelerine geçmemesi için port 1 ve port 2 ile transistör arasına DC akımı süzme görevi görecek, değerleri yeterli miktarda büyük seçilen (1 $\mu$ F) giriş çıkış kapasiteleri bağlanmıştır. Benzer şekilde devredeki radyo frekans akımının aktığı bölgedeki AC işaretlerin besleme yollarına sızmaması için de değerleri yeterli miktarda yüksek (1 $\mu$ H) olan kutuplama bobinleri kullanılmıştır. Ayrıca transistörün kataloğunda tavsiye edilen kararlılığı sağlamak amacıyla geçit (gate) beslemesine 47 $\Omega$  değerindeki direnç eklenmiştir.

Şekil 3.5'te yer alan devre, benzeşim ortamında 100MHz-6GHz frekans aralığında temel ton harmonik-denge (one tone harmonic-balance, H.B) simulasyonuna tabi tutulmuş ve elde edilen benzeşim sonuçları Şekil 3.6'da verilmiştir.

Şekil 3.6'da, Şekil 3.5'te verilen koşullar altındaki transistöre ait kazanç eğrisi, giriş yansıması ve güç ekli verim eğrileri yer almaktadır.



Şekil 3.6: Transistöre ait benzeşim sonuçları.

Bu eğrilerden anlaşılmaktadır ki, transistörün girişinden yani kaynak tarafından görülen yansıma tüm band boyunca neredeyse -2dB ve üzerindedir; ki bu da girişten uygulanan gücün %60'tan fazlasının transistöre ulaşamayıp geri yansıdığını ifade eder. Bu durumda transistöre yeterli güç iletilemez ve yansıyan enerji giriş devreleri ve kaynak açısından aşırı güçten yanma gibi olumsuz durumlara sebep olabilir.

PAE ve güç kazancının ise düşük frekanslarda iyi ancak yüksek frekanslara çıkıldıkça kötüleşmekte olduğu görülmektedir. Bu durum ilerleyen tasarım aşamalarında iyileştirilecektir.

### 3.4. KUVVETLENDİRİCİ GİRİŞ UYUMLAŞTIRMA DEVRESİNİN TASARIMI

Bir önceki bölümde, transistörün kazanç, güç ekli verim ve giriş yansıma karakteristikleri incelenmişti. Bu parametreler arasında özellikle giriş yansımasının oldukça yüksek olduğu Şekil 3.6'da gözlemlenmiştir. Bu durum girişten uygulanacak RF enerjisinin yansıma nedeniyle kaybına neden olacağından, devrenin çalışma performansını olumsuz etkileyeceği açıktır. Bu nedenle tasarımın bu adımında, çalışma frekansında giriş yansımasını azaltmaya yönelik yani giriş uyumlaştırma devresinin tasarımına dair çalışmalara yer verilmiştir.

Bu adımda, başlangıç olarak, seçilen transistör ailesine ait uygulama devreleri incelenmiş, transistörün kataloğunda verilen giriş uyumlaştırma elemanları örnek alınmıştır [20].

İkinci aşamada, Şekil 3.5'teki devrenin harmonik denge analizi ile elde edilen ve Şekil 3.6'da verilmiş olan istenilen biçimde kutuplanmış transistöre ait giriş yansıma dataları .s1p uzantılı 1 port s parametresi dosyası şeklinde elde edilmiştir. Giriş uyumlaştırma devresine ait tasarım bloğu Şekil 3.7'de verilmiştir.



Şekil 3.7: Giriş uyumlaştırma devresi blok tasarımı.

Elde edilen transistörün bu giriş datası, yük olarak kullanılarak Şekil 3.7'de verilen blok diyagramına göre, 50 Ohm kaynak ile yük arasındaki uyumlaştırma devresinin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Giriş uyumlaştırma devresi, ADS programında yer alan "empedans uyumlaştırma aracı (impedance matching tool)" yardımıyla tasarlanmış ve optimize edilmiştir.

	NT 1480 1000	<b>^</b>		3				
Current S	Schematic				S	SmartCompone	nt	
B1_inpu	t_lssp_7 [CGH4	40010_lib	:B1_	input_lssp_7	:sch ▼	DA_LCBandpas	sMatch1	
Current I	Design				S	SmartCompone	nt Capabilii	ty
schemat	ic					Design, Simula	te, Yield, D	isplay
Overvie	w Matchir	ng Assista	ant	Simulatio	n Assistan	t Yield Ass	sistant	Display Assistar
Specif	ications							
Respo	nse Type				Order (N)		En1	
Cheb	yshev			Ŧ	6		2.59	GHz
Synth	esis Technique				Gain Char	nge (dB)	Fp2	
Real	Frequency			•	0		2.81	GHz
Termi	nations							
Sourc	e Impedance				Load	Imnedance		
Resis	tive		•		S-Pai	rameter File		-
R =	50	Ohm	•		R =	50	Ohm .	~
L =	1	nH	-		L =	1	nH	~
C =	1	рF	-		C =	1	pF	~
File =	ZSource.snr	S(1.1)	-	Browse	. File =	C:\Users\Us	S(1.1)	Browse
		-(-/-)						

Şekil 3.8: Empedans uyumlaştırma aracı örneği.

Bu çalışmada giriş empedans devresi için Şekil 3.9'da verildiği gibi bir örnek yapı kullanılmıştır.



Şekil 3.9: Giriş uyumlaştırma devresi ön tasarım.

Giriş uyumlaştırması yapılan transistörün kazanç, güç ekli verim ve giriş yansıma karakteristikleri tekrar incelenmiştir. Şekil 3.10'da giriş uyumlaştırması yapılmış olan kuvvetlendirici devresi ve Şekil 3.11'de de bu devreye ait performans sonuçları yer almaktadır.



Şekil 3.11: Giriş uyumlaştırma devresi simülasyon sonuçları.

Şekil 3.10'da görüldüğü gibi, giriş yansıması hedeflenen frekans bölgesinde oldukça azalmıştır, 2.65GHz-2.75GHz aralığında yansıma -12dB'nin altındadır ve 2.7GHz'de -40dB'ye ulaşmaktadır. Güç kazancı da yeterince yüksek ve 13.5dB seviyelerindedir. Ancak PAE değeri

50% seviyelerindedir, F sınıfında çalışacak yapı için bu değerin daha yüksek olması hedeflenmektedir.

Devrenin verimini arttırmak için F-sınıfı çalışma koşulları, transistör çıkışına tasarlanacak olan harmonik sonlandırıcı ve empedans uyumlaştırıcı devrelerle sağlanacaktır. Bu aşamadan sonra giriş uyumlaştırması yapılmış devre için çıkıştaki harmonik sonlandırıcı devreleri ve çıkış uyumlaştırma devreleri tasarımından bahsedilecektir.

#### 3.5. F SINIFI İÇİN HARMONİK SONLANDIRMA DEVRELERİNİN TASARIMI

Bir önceki bölümde, kullanılan transistöre ait giriş yansıması, uyum devresi tasarlanarak iyileştirilmişti. Bu bölümde de kuvvetlendiricinin verimini arttırmak için F-sınıfında çalışacak biçimde harmonik sonlandırıcı devrelerin tasarımı yapılmıştır. Harmonik sonlandırma yapmak için, transistör çıkışında yani savak ucunda ve transistöre yakın kısımda 2. ve 3. harmoniklerin sonlandırımı için bir yapı tasarımı, daha sonra da asıl işaret için bir empedans uydurucu yapısı planlanmıştır. Bu sayede harmonik işaretler mümkün olduğunca erken bir şekilde sonlandırılacak ve harmonik sonlandırımı sonrası devreye eklenecek çıkış uyum devresi ile devrenin olabildiğince yüksek verim ve yüksek güçte çalışması sağlanacaktır. Şekil 3.12 temel devre yapısını göstermektedir.



Şekil 3.12: Harmonik sonlandırma temel devre yapısı.

F sınıfı kuvvetlendirme yapıları temel olarak harmonik frekanslardaki bileşenlerin uygun şekilde sonlandırılmasına ve transistörden akan akımın ve transistör üzerindeki gerilimin şekillendirilmesine dayanmaktadır. Transistör çıkışındaki tek harmonikler açık devre, çift harmonikler kısa devre olacak şekilde sonlandırıldığında teorik olarak 100%'e varan verim elde edilebilmektedir. Ancak aşağıda açıklanacak birtakım sebeplerden dolayı pratik olarak bu kadar yüksek verim elde etmek mümkün olamamaktadır.

Yüksek dereceli harmoniklerin sonlandırılması istendiğinde, bu durum teorik olarak mümkün olsa da, devrenin karmaşıklığını arttıracağı için belli bir değerden sonra performansın gerilemesine yol açmaktadır. Çünkü bu durum daha fazla eleman kullanılmasına sebep olmakta, devrenin artan karmaşıklığıyla birlikte kayıpların ve her bir elemanın getireceği parazitik etkilerle devre performansındaki sapmaların artmasına yola açacaktır. Meydana gelen bu kayıplar, çıkış gücünün düşmesine, buna bağlı olarak da verimin düşmesine yol açacaktır. Ayrıca harmonik derecesiyle artan frekans değeri nedeniyle devrenin üretime ve boyutlarına bağlı toleransı azalacak ve bu durum gerçekleme sırasında montajla ilgili sorunlara yol açacaktır. Bu sebeplerden dolayı bu çalışmada 2. ve 3. harmoniğin sonlandırılmasının yeterli olacağı öngörülmüştür ve tasarıma bu şekilde başlanmıştır. Şekil 3.13'te hedeflenen harmonik sonlandırıcı yapısı ve çıkış uyum devresi blok diyagram halinde gösterilmektedir.



Şekil 3.13: Kullanılan çıkış katı harmonik sonlandırım yapısı.

F sınıfı güç kuvvetlendiricisi sonlandırım yapısı için günümüzde önerilmiş çok fazla örnek bulunmaktadır [21-23]. Bu çalışmada, transistörü beslemedeki kolaylık ve empedans değişimlerine karşı tasarım aşamasında kolay bir şekilde ince ayar imkanı sağlaması sebebiyle Şekil 3.13'teki yapı tercih edilmiştir.

Bu yapıda,  $3f_0$  frekansında çeyrek dalga boyu uzunluk gösteren  $\lambda_3/4$  seri ve şönt bağlı hatlar, üçüncü harmoniğin açık devre görmesini sağlamaktadır.  $TL_3$ 'e ait "X" uzunluğu ise bir benzetim programı yardımıyla akordlanarak, 2. harmoniği kısa devre edecek şekilde tespit edilmektedir. Bu yapının 50 $\Omega$  sonlandırmalar için yapılmış devre şeması Şekil 3.14'te, bu devreye ait simülasyon sonuçları da Şekil 3.15'te verilmiştir. Buna göre 50 $\Omega$  giriş için X uzunluğu 40.9 derece olarak bulunmuştur. Şekil 3.15'te kazanç ve Simith abağına bakıldığında da 50 $\Omega$  girişten yüke doğru bakıldığında, 2. harmoniğin (5.4GHz) kısa devre, 3. harmoniğin (8.1GHz) de açık devre olarak sonlandırıldığı görülmektedir.



**Şekil 3.14:** İdeal harmonik sonlandırım yapısı.



Şekil 3.15: İdeal harmonik sonlandırım devresinin benzetim sonuçları.

Dikkat edildiği üzere Şekil 3.14'te verilen devre 50Ω giriş empedansına göre tasarlanmıştır ve Şekil 3.15'te elde edilen performans verileri bu duruma ilişkin sonuçlardır. Ancak; bir F-sınıfı kuvvetlendirici tasarlamak istediğimizde, uygun şekilde kutuplanmış ve giriş uyum devresi tasarlanmış olan transistörün savak çıkışından yüke doğru bakıldığı durumda tek harmonikleri açık, çift harmonikleri kısa devre görecek şekilde harmonik sonlandırıcı devresi isteriz. Yani Şekil 3.16'daki gibi, harmonik sonlandırıcı devrenin girişi transistör çıkışına bağlıdır. Bu durumda transistöre ait çıkış empedansı hakkında bilgi sahibi olmak gereklidir ki harmonikler uygun şekilde sonlandırılabilsin.



Şekil 3.16: Harmonik sonlandırıcı devre yapısı.

Transistör çıkışındaki empedans bilgisini elde edebilmek amacıyla, uygun şartlarda kutuplanmış ve girişi yukarıda tasarlanmış olan giriş uyum devresi ile uyumlaştırılmış olan transistörün H.B. analizi ile elde edilen çıkış yansıma datası kullanılmıştır. Buna göre bu data harmonik sonlandırıcı giriş sürüş empedansı olarak kullanılmıştır ve seçilen harmonik sonlandırma devresindeki X uzunluğu akordlanarak transistör çıkışından bakıldığında 2. harmoniği kısa devre, 3. harmoniği açık devre gösteren ideal harmonik sonlandırıcı devre tasarlanmıştır. Bu tasarımda kullanılan devre şeması Şekil 3.17'de verilmektedir. Bu şekilde yer alan, devrenin girişindeki "RefNetDesign" elemanına transistörün çıkış datası tanımlanmış ve böylece devrenin girişi yukarıda belirtildiği üzere transistörün çıkışıymış gibi simüle edilmiştir. Bu sayede harmonik sonlandırıcı devresindeki X uzunluğu, uygun sonlandırma işlemi için akordlanarak 41.225° olarak saptanmıştır.



Şekil 3.17: İdeal harmonik sonlandırım katı devre yapısı.

Bu devreye ait performans sonuçları Şekil 3.18'de yer almaktadır. Sonuçlardan 3. harmoniğin açık devre, 2. harmoniğin de kısa devre olarak sonlandırılmış olduğu açıkça görülmektedir.



Şekil 3.18: İdeal harmonik sonlandırım katının benzetim sonuçları.

Harmonik sonlandırıcı devrenin tasarımının ardından bu devre, daha önce girişi uyumlaştırılmış olan transistörün çıkışına yerleştirilerek test edilmiştir. Harmonik sonlandırma katı eklenen kuvvetlendirici devre şeması Şekil 3.19'da verilmektedir. Bu devreye ait performans sonuçları da Şekil 3.20, Şekil 3.21 ve Şekil 3.22'de yer almaktadır



Şekil 3.19: Harmonik sonlandırım katı eklenen kuvvetlendirici devre şeması.

Şekil 3.20'de verilen sonuçlara göre, kuvvetlendirici 15dB güç kazancı ve 2.65-2.75GHz arasında -10dB'nin altında giriş yansıması ile oldukça iyi bir performansa sahiptir. Bunlarla birlikte kuvvetlendiricinin verimi 62.4% seviyelerine çıkmıştır. Verimin yükselmesine karşın bu aşamada çok yüksek değerlere çıkmamasının nedeni hem çıkışta empedans uyumunun henüz yapılmamış olması hem de pratik nedenlerden ötürü çok fazla harmoniğin değil, sadece 2. ve 3. harmoniğin sonlandırılmış olmasından kaynaklanmaktadır. Şekil 3.21, devreye ait harmonik söndürme performansını göstermektedir. Buna göre şekilden 2. ve 3. harmoniğin sonlandırıma devresi ile zayıflatıldığı belirgin bir biçimde görülmektedir. Ancak 5. ve sonrasındaki harmoniklerin değerlerinin halen yüksek olduğu da göze çarpmaktadır. Pratik anlamda 2. ve 3. harmoniğin söndürülmesi yeterli olacağından ve diğer harmoniklerin değerlerinin yüksek olmasına göz yumulmuştur. Bu durumda yeterince yüksek bir verim değeri hedeflense de pratik olarak 100% verime ulaşılamayacağı açıktır (pratik olarak 85% verimin üzerine çıkmak bile neredeyse imkansızdır).



Şekil 3.20: Harmonik sonlandırım katı eklenen kuvvetlendirici benzetim sonuçları.



Şekil 3.21: Harmonik sonlandırım katı eklenen kuvvetlendiricinin çıkış spektrumu.

Şekil 3.22'de ise yine Şekil 3.19'daki harmonik sonlandırma devresi ekli kuvvetlendiriciye ait savak-kaynak gerilimi ile savak akımı dalga eğrileri yer almaktadır. Bu eğrilerden görüldüğü gibi savak-kaynak gerilimi kare dalgaya benzemekte, savak akımı da yarım sinüs dalgaya yakınsamış bulunmaktadır. Yine, bu dalga şekilleri tam kare dalga ya da ideal yarım sinüs dalgası biçiminde olmamasının nedeni yukarıda bahsedilen sebeplerden dolayı az sayıda harmoniklerin sonlandırılmasından kaynaklanmaktadır.



Şekil 3.22: Tasarlanan kuvvetlendiricinin akım-gerilim dalga şekilleri.

Bu aşamaya kadar olan kısımda girişi uyumlaştırılan ve harmonik sonlandırma devresi tasarlanan kuvvetlendiricin performansı incelendiğinde kazanç, giriş yansıması ve PAE değerleri için başarılı bir tasarım olduğu söylenebilir. Yine harmonik sonlandırma yapısı eklenen transistörün akım-gerilim dalga formlarından ve harmonik performans analizinden F-sınıfında çalıştığı da görülmektedir. Bu devreden en yüksek verimi sağlamak ve optimum çıkış gücünü elde edebilmek amacıyla çıkış uyumlaştırma devresi eklemek gerekmektedir. Bu çıkış uyum devresi de yük-tarama analizi ile elde edilen en uygun empedans değerine göre tasarlanacaktır. Bu başlık altında harmonik sonlandırma devresinin tasarımı tamamlanmış ve bir sonraki bölümde çıkış uyum devresinin tasarımı ele alınmıştır.

#### 3.6. ÇIKIŞ UYUMLAŞTIRMA DEVRESİNİN TASARIMI

Buraya kadar olan çalışmada seçilen transistörün, çalışma frekansında giriş yansımasının iyileştirilmesi ve harmonik sonlandırıcı devresinin tasarlanmasıyla F-sınıfı çalışan güç kuvvetlendiricisi elde edilmiştir. Ancak bu güç kuvvetlendiricisinin verimini daha da arttırmak ve çıkış gücünü optimum bir değere getirmek amacıyla uygun bir yük empedansıyla sonlandırılması gerekmektedir.

Güç ekli verim ve yüke aktarılan gücün değişiminin analizi, mikrodalga güç kuvvetlendiricisi tasarımında sıklıkla kullanılan yük-tarama (load-pull) işlemi ile yapılmaktadır. Bu işlem, kuvvetlendirici çıkışındaki yük empedansını gerçel ve kompleks kısımlarıyla tarayarak her bir tarama noktasında kuvvetlendiriciye ait PAE ile yüke aktarılan güç değerlerini saptar ve bunları Simith abağında görselleştirmeye dayanır. Böylece, PAE ve çıkış gücü için uygun bir empedans değeri seçilerek kuvvetlendirici çıkışının bu değere uyumlaştırılması hedeflenir. Bu sayede transistörün elverdiği ölçüde, istenilen verim ve çıkış gücü değerlerine ulaşılabilir. Yük tarama işlemi için önceleri özel donanımlar ile tek tek her bir empedans için ölçüm alınıyor olsa da, günümüzde bu işlem aktif elemanın modeli kullanılarak bilgisayar destekli tasarım programlarında hızlı bir biçimde yapılabilmektedir.

Bu kısımda da, buraya kadar tasarımı yapılmış olan devreye ait yük tarama işleminin yapılması ve çıkış uyum katının tasarlanması ele alınmıştır. İlk olarak bu aşamaya kadar olan devre ADS'te Load-Pull analizine tabi tutulmuş ve maksimum verimin elde edildiği empedans değeri tespit edilmiştir. Yük tarama işlemi, ADS'te "HB 1 Tone Load-Pull" simülasyonu ile yapılmıştır. Yük tarama simülasyonunun yapıldığı şema Şekil 3.23'te, yük tarama sonuçları da

Şekil 3.24'te verilmiştir. Şekil 3.24'te yer alan Simith abağı üzerindeki eğrilerden kırmızı olanlar eş kazanç eğrileri, mavi olanlar ise eş PAE eğrileridir. Seçilen bir eğri üzerindeki kazanç/PAE değeri eğri üzerinde yer alan yük empedansları için aynıdır. İçeriye doğru gidildikçe yani eğriler küçüldükçe bu değerler de artmaktadır. Bu nedenle en yüksek verimin elde edildiği yük empedansını bulabilmek için eş-verim eğrilerinin merkezindeki empedans değerini bulmak gerekir. Bu değer tasarlamış olduğumuz devre için Şekil 3.24'te verildiği gibi  $Z_{PAEmax} = 13.918 - j \times 18.00$  değeridir. Bu değerde kazancın 12.4dB seviyesinde olacağı da simülasyon sonucunda hesaplanmıştır.



Şekil 3.23: Yük tarama simülasyonu için tasarlanılan devre şeması.



Şekil 3.24: Yük tarama simülasyonu sonuçları.

Yük tarama işleminden elde edilen empedansı test etmek amacıyla, yük tarama sonucu tespit edilen maksimum verim için gerekli  $Z_{PAEmax} = 13.918 - j \times 18.00$  empedansının mevcut devreye yük empedansı olarak tanımlanması sonucu elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 3.25'te verilmektedir. Bu şekildeki sonuçlar, Şekil 3.19'daki mevcut devrede harmonik sonlandırıcıların çıkışındaki 50 $\Omega$  yük yerine  $Z_{PAEmax}$  empedasının tanımlanmasıyla elde edilen sonuçlardır. Bu sonuçlardan da görüldüğü gibi devre, yük-tarama işlemi sonucu tespit edilen empedansla sonlandırıldığında, 2.7GHz'de 85% civarında PAE ve yaklaşık 12.4dB kazanç sağlamaktadır. Bu sayede yük-tarama ile elde edilen empedansın tutarlılığı gösterilmiş olur.



Şekil 3.25: Uygun yük empedansı tanımlanan devrenin simülasyon sonuçları.

Yük tarama ile elde edilmiş olan  $Z_{PAEmax} = 13.918 - j \times 18.00$  empedansının devreye yük olarak bağlanmasının ve test edilmesinin ardından, kullanılan transistörün doğrusal olmayan davranışından dolayı buraya kadar elde edilen değerlerin optimize edilmesinin performansı arttırması bakımından faydalı olacağı düşünülerek, performansı daha da arttırmak amacıyla devredeki giriş uyumlaştırma elemanları, harmonik sonlandırıcı devresindeki X uzunluğu ve çıkış empedansı optimizasyon işlemine tabi tutulmuştur. Bu işlem sonucunda eleman değerlerinin bir miktar değiştiği ve performans sonuçlarının daha da iyileştiği gözlemlenmiştir. Elde edilen yeni devrenin şeması Şekil 3.26'da bu devreye ait performans sonuçları da Şekil 3.27'de verilmiştir. Optimizasyon işlemi sonrasında maksimum verim için gerekli yeni yük empedansının değeri  $Z_{PAEmax_opt} = 17.23 - j \times 24.88$  olarak tespit edilmiştir. Şekil 3.27'de görüldüğü gibi, verim yaklaşık 85.5% değerine, kazanç da yaklaşık olarak 13dB değerine çıkmıştır ve giriş yansıması biraz daha iyileşmiştir. Ayrıca verimin yüksek olduğu band genişliği de bir miktar artmıştır ki bu durum üretim kaynaklı performans sapmalarına karşı olumlu bir parametredir.



Şekil 3.26: Optimizasyon işlemi sonrası devre şeması.



Şekil 3.27: Optimize edilen devrenin simülasyon sonuçları.

Yük tarama simülasyonları sonucu başlangıç değeriyle ve genel performans optimizasyonuyla tespit edilen  $Z_{PAEmax opt} = 17.23 - j \times 24.88$  değeri, mevcut devrede maksimum verim elde edebilmek için, harmonik sonlandırıcı yapısından sonra görülmesi gerekli olan empedans değeridir. Bu kata ilişkin blok diyagram Şekil 3.28'de verilmektedir. Bu diyagrama göre  $Z_Y$  = Z<sub>PAEmax opt</sub> olduğunda kuvvetlendirici mevcut tasarım için yük tarama ile tespit edilen en yüksek verimle, yani yaklaşık 85.4% verimle çalışabilecektir. Diğer taraftan mikrodalga cihazlarının standartlaşmış empedans değerinin 50 $\Omega$  olmasından dolayı yük empedansının 50 $\Omega$ olması gerektiği açıktır. Bu nedenle mevcut durumdaki, girişi uyumlaştırılmış ve çıkışında harmonik sonlandırmaları yapılmış kuvvetlendiricinin çıkışından yüke doğru bakıldığında  $Z_{PAEmax_opt}$  empedansını gösterecek ve 50 $\Omega$  yük empedansıyla sonlanacak bir çıkış empedans uyumlaştırma devresi tasarlanması gerekmektedir. Bu probleme ilişkin blok sema da Şekil 3.29'da verilmiştir. Bu problemin çözümü için Şekil 3.30'daki basitleştirilmiş blok diyagram kullanılmıştır. Buna göre yüke doğru bakıldığında görülmesi gerekli olan empedans değerini sağlamak amacıyla, giriş empedansı bu empedansın kompleks eşleniği yani  $Z_{PAEmax_opt}^*$  olan bir kaynak ve bu kaynak cıkısına bağlanan  $50\Omega$  değerindeki yük arasındaki uyumlaştırma işlemi ele alınmıştır. Bu durum Şekil 3.29'da verilmektedir. Artık problem bu iki empedansı  $Z^*_{PAEmax opt}$  ile 50 $\Omega$ 'u uyumlaştırma problemine dönüşmüştür.



Şekil 3.28: Harmonik sonlandırıcıdan sonra görülmesi gereken empedans değeri.



Şekil 3.29: Tasarlanacak çıkış empedans uyumlaştırma devresi.



Şekil 3.30: Basitleştirilmiş blok diyagram.

Harmonik sonlandırıcı katından 50 $\Omega$ 'luk yüke doğru bakıldığında  $Z_{PAEmax_opt}$  empedansını gösterecek uyum devresinin tasarımı Şekil 3.30'daki probleme indirgendikten sonra çıkış uyum devresi tasarlamak için, giriş uyum devresine benzer bir biçimde ADS empedans uyumlaştırma aracı kullanılmıştır. Şekil 3.31'de verilen şema ile giriş empedansı  $Z_{PAEmax_opt}^* = 17.23 + j \times$ 24.88 olan bir kaynak tanımlanmış, bu kaynak ile 50 $\Omega$ 'luk yük arasına 2.7GHz'de uyumlaştırma devresi tasarımı hedeflenerek empedans uyumlaştırma aracı çalıştırılmış ve çıkış uyum devresi Şekil 3.31'de verildiği biçimde elde edilmiştir. Şekil 3.32'de çıkış uyumlaştırma devresinin mevcut kuvvetlendirici çıkışına bağlandığı şema, Şekil 3.33'te ise çıkış uyum devresi ile birlikte kuvvetlendiriciye ait verim, kazanç ve giriş yansıması başarımları yer almaktadır.



Şekil 3.31: Uyumlaştırma devresi tasarımı.



Şekil 3.32: Çıkış uyumlaştırma devresinin kuvvetlendirici çıkışına bağlandığı şema.



Şekil 3.33: Çıkış uyum devresi ile birlikte kuvvetlendiriciye ait simülasyon sonuçları.

Şekil 3.32'de girişi uyumlaştırılan ve harmonik sonlandırıcılar eklenerek F sınıfı çalışma koşulu sağlanan kuvvetlendiriciye çıkış uyum elemanlarının da bağlandığı görülmektedir. Bu şemaya ait performans sonuçları Şekil 3.33'te verilmiştir. Öyle ki güç ekli verimin 85%'in üzerinde, giriş yansımasının -13dB'nin altında, kazanç ise yaklaşık 13dB olduğu görülmektedir. Bu performans sonuçları ile tasarımın oldukça başarılı olduğu söylenebilir ve Şekil 3.33'te sonuçları verilen Şekil 3.32'deki devre ile ideal tasarım böylece tamamlanmıştır. F sınıfı güç kuvvetlendiricisi için metodik bir yol izlenmiş; sırasıyla giriş uyumlaştırması yapılmış, harmonik sonlandırıcı katı tasarlanmış ve çıkış uyum katı tasarlanarak yüksek performanslı bir F sınıfı güç kuvvetlendiricisi ideal tasarımı yapılmıştır. Bundan sonraki bölümde tasarlanmış olan bu ideal yapı ele alınarak, pratik gerçeklemeye uygun hale getirilecektir. İdeal elemanlar yerine kayıplı eleman modelleri ve mikroşerit iletim hatları yerleştirilerek ideal tasarımdan pratik yapıya adım adım dönüştürülecek ve sonuçları incelenecektir. Bu süreçte eleman kayıpları, parazitik etkiler, montaj ve üretim için gerekli düzenlemeler de göz önüne alındığında performansın ideal duruma göre düşmesi kaçınılmazdır. Bu aşamada, hem üretim için en uygun hem de performansı olabildiğince yüksek bir devre ile bu adımı sonlandırmak hedeflenmektedir. Bu konuda yapılan çalışmalara bir sonraki bölümde yer verilmiştir.

# 3.7. DEVRENİN PRATİK GERÇEKLEMEYE UYGUN HALE GETİRİLMESİ VE GENEL OPTİMİZASYONU

Bölüm 3.1'den 3.6'ya kadar olan çalışmalarda, 2.7GHz merkez frekansında 100MHz band genişlikli, yaklaşık 13dB kazanca ve 80%'in üzerinde verime sahip bir F sınıfı kuvvetlendirici, tasarım adımları verilerek, ideal haliyle tasarlanmıştır. Bu kısımda ise ideal tasarımı yapılmış olan kuvvetlendiricinin üretimi göz önünde bulundurularak, birtakım pratik düzenlemeleri ve son haliyle optimum performans için genel optimizasyonu yapılmıştır. Devre, mikroşerit teknolojisi ile gerçekleneceği için bu adımda temel olarak, mikroşerit şeklinde gerçeklemeye uygun elemanlar mikroşerit iletim hattına dönüştürülmüş. Bu çalışmada taban malzemesi olarak kaybının düşük olması gibi nedenlerle mikrodalga devrelerinde sıklıkla kullanılan Taconic RF-35 prototip üretim kartı tercih edilmiş ve hat hesapları buna göre yapılmıştır [24]. Kullanılan taban malzemesine ait özellikler: yükseklik H=0.76 mm (30 mil), dielektrik sabiti  $\varepsilon_r = 3,5$ , manyetik geçirgenlik  $\mu_r = 1$ , metal kalınlığı T=0.035mm, kayıp tanjantı tan<sub>d</sub> = 0.0025 ve iletkenlik bakırın iletkenliği olan Cond = 5.8E<sup>7</sup>olarak sıralanabilir. Öncelikle, transistörün savak koluna bağlı harmonik sonlandırma yapısı ele alınmış ve ideal iletim hattı olarak tasarlanmış olan bu yapı mikroşerit hale dönüştürülmüştür. Dönüştürme işlemi sırasında, mikroşerit yapılara ait parametrelerin belirlenmesinde ADS'nin LineCalc aracından faydalanılmış, ideal hat parametreleri ve kullanılacak karta ait özellikler tanımlanarak dönüştürme işlemi yapılmıştır. Bu işlem sırasında kullanılan ADS LineCalc aracına ait ekran görüntüsü Şekil 3.34'te verilmektedir.

Simulation	n Options Help							
) 📁 🔚 🤉								
omponent								
pe MLIN	▼ ID ML	.IN: MLIN_DE	FAULT	•				
Cubetrato Para	motors							
Substrate Fare	interer 5			Physical				2
	FEALUT		~	w	1.681660	mm	-	
-				L.	16.805200	mm	-	
Er	3.500	N/A	- ^ ^			N/A	Ŧ	
Mur	1.000	N/A	*			N/A	~	· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·
н	0.762	mm	•	Synthesize	Anal	lyze		Calculated Results
т	3.90+34	mi	- I			▼		K_Eff = 2.728
Cond	5.000	um N/A	-	Electrical				A_DB = 0.035
Conu	5.667	14/74	~	ZO	50.000	Ohm	-	SkinDepth = 0.001
Component Par	rameters			E_Eff	90.000	deg	-	
Freq	2.700	GHz	-			N/A	-	
Wall1		mil	-			N/A	Ŧ	
Wall2		mil	•			N/A	-	

Şekil 3.34: Mikroşerit hat parametrelerinin belirlendiği ADS LineCalc aracı.

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

Örneğin seri koldan toprağa giden bir kapasitörü toprağa bağlamak için "via" adı verilen ve endüktans oluşturduğundan devre performansında değişikliğe neden olan devre kartının katmanlarını birbirine bağlayan yapıların kullanımından bu yöntemlerle kaçınılabilir. Seri bobin ve toprağa giden paralel kapasitöre karşılık gelen bu yapıların birbirinin eşdeğerliğini gösteren çizimler ve bağıntıları Şekil 3.35'te yer almaktadır [25]. Daha sonra da yine bu elemanlar ideal iletim hattından mikroşerit hat şekline LineCalc ile dönüştürülmüştür.



Şekil 3.35: Seri bobin – şönt kapasite iletim hattı bağıntıları [25].

Kutuplama devrelerinde ise, RF choke endüktansları, çeyrek dalga boylu mikroşerit hat ile yapılmıştır. Geçit kolundaki kutuplama devresi çeyrek dalga boylu mikroşerit hat ve genişbandlı şönt kapasitans özelliği gösteren radyal açık devre hat (radial open stub) kullanılarak tasarlanmıştır. Radyal hatlara ait parametreler akordlanarak, çalışma bandında besleme kollarından RF sinyalleri geçmeyecek şekilde tespit edilmiştir. Savak beslemesi ise, harmonik sonlandırıcı devresinde yer alan paralel kısa devre hat üzerinden bağlanmıştır. RF sinyalinin hat sonunda istenildiği gibi kısa devre görmesi için, transistör kataloğundaki uygulama devresi de örnek alınarak, çok sayıda kapasite ile kısa devre edilmiştir. Bu sayede aynı koldan hem DC akım akıtarak transistörü beslemek hem de 2. harmoniği kısa devre, temel frekansı açık devre yapmak mümkün olmuştur.

Yukarıdaki adımların tamamlanmasıyla devrenin genel şekli oluşmuştur. Ancak üretime uygunluk açısından, devredeki hat uzunlukları ve genişlikleri, hatların birbirlerine yakınlıkları ve örtüşme durumları, üretimde kullanılacak PCB kazıma makinesinin üretebileceği minimum
hat kalınlığı ve kazıma kalınlığı, lehimlenecek elemanların boyutları gibi faktörlerin gerekli toleranslar dahilinde dikkate alınması gereklidir. Bu durum genelde devre performansında bir miktar düşüşe sebep olur. Ancak üretime elverişlilik için bu tür faktörleri de göz önünde bulundurarak devreyi şekillendirmek gerekir.

Yukarıdaki adımlar izlenerek devrenin üretime uygun hale getirilmesinin ardından, devrede giriş ve çıkışta bulunan kapasitelerin yerlerine kayıplı gerçek eleman modelleri de koyulmuştur. Bu modeller ticari olarak RF kapasite üretimi yapan American Technical Ceramics (ATC) firmasının 600L serisi 402 kılıf kapasitelerinden seçilmiştir. Ayrıca gerçeğe yakın sonuçlar elde etmek amacıyla toprak bağlantısı için gerekli yerlere delik içi kaplama (via) elamanları konularak devrenin performansı incelenmiştir. Son olarak kuvvetlendirici, mümkün olan en iyi performansta çalışması için genel bir optimizasyona tabi tutulmuştur. Bu adımda hemen hemen tüm elemanlar izin verilen aralıklarda optimize edilmiştir. Devrenin elde edilen son hali Şekil 3.36'da tüm mikroşerit yapıları ve ayrık elemanlarıyla verilmiştir. Bu devreye ait simülasyon sonuçları da Şekil 3.37'de yer almaktadır. Şekil 3.36'da görüldüğü gibi elde edilen devre, uygun parametreli mikroşerit ve ayrık elemanlardan oluşmaktadır ve fiziksel olarak üretilebilecek özelliklerdedir. Simülasyon sonuçlarından görüldüğü üzere, devreyi üretilebilecek hale getirirken performansta beklendiği gibi bir miktar düşme yaşanmıştır. PAE 81% seviyelerine ve giriş yansıması da -9dB seviyelerine gerilemiştir. Buna karşılık kazanç ise 13.5dB ile daha iyi durumdadır. Devrenin üretime uygun ve optimum hale geldiği bu şema ile devrenin genel yapısı bu kısımda oluşmuştur. Ancak mikrodalga devrelerinde elektromanyetik simülasyon ile devrenin analizini yapmak da gereklidir. Bu nedenle bir sonraki başlıkta devrenin serimi (layout) oluşturulacak ve bu serim üzerinden elektromanyetik simülasyon yapılarak devre üretime hazır nihai haline getirilecektir.



Şekil 3.36: Mikroşerit üretime uygun hale getirilmiş ve optimize edilmiş devre şeması.



Şekil 3.37: Nihai devrenin simülasyon sonuçları.

## 3.8. DEVRENİN SERİMİ VE SERİM SONRASI SİMÜLASYONU

Bu bölümde, devrenin üretime uygun hale getirildiği Şekil 3.36'daki devre şeması temel alınarak kuvvetlendirici devresine ait serim oluşturulmuş, konnektör bağlantı hatları ve ısınacak transistörü soğutmak amacıyla bağlanacak soğutucu bağlantı delikleri de ilave edilerek Şekil 3.38'deki haliyle serim tasarımı tamamlanmıştır.

Devrenin üretimine yönelik yapılan çalışmada, Şekil 3.38'de oluşturulan serim kullanılarak serimde yer alan yapıların devre üzerindeki etkisini de görmek amacıyla serimdeki bu yapıların elektromanyetik etkileriyle devre performansını birlikte simüle eden eş-simülasyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Üreticiden temin edilen eleman modellerinin de eş simülasyona dahil edilmesiyle tasarım sonlandırılmıştır. Buna göre Şekil 3.39 eş-simülasyon kurulumunu, Şekil 3.40 da gerçek eleman modellerinin yer aldığı bu eş-simülasyona ait sonuçlarını göstermektedir.



Şekil 3.38: Devrenin serimi.



Şekil 3.39: Devrenin eş-simülasyon şeması.



Şekil 3.40: Devrenin eş-simülasyon başarımları.

Şekil 3.40'daki grafik, serim tasarımı tamamlanan ve serimiyle birlikte eş-simülasyona tabi tutulan devreye ait sırasıyla yansıma, verim çıkış gücü ve kazanç grafikleridir. Şekil 3.40'da kuvvetlendiricinin veriminin yaklaşık 78% olduğu ve bu frekansta yüke aktarılan gücün yaklaşık 10W olduğu ve kazancın yaklaşık 13dB olduğu görülmektedir.

Daha önce elde edilen grafiklerle karşılaştırılacak olursak yansımanın bir miktar iyileştiği, diğer parametrelerin ise de düştüğü görülmektedir. Bunun nedeni, devre serimindeki elektromanyetik etkiler ve gerçek eleman modellerinin kayıplı olmasıdır. İdeal tasarım ile pratik tasarım arasında büyük bir farkın olmaması devrenin performansının iyi olduğunun bir göstergesidir.

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

Devrenin en son halinde kullanılan, Şekil 3.40'daki başarımlarının elde edildiği, devredeki elaman modelleri Tablo 3.2'de verilmektedir.

Eleman	Marka, model ve parça kodu
X1	CREE CGH40010F, 10W GaN HEMT Güç Transistörü
C1	ATC 600L2R7BT200T, 2.7pF
C2	ATC 600L1R0BT200T, 1.0pF
R-Gate	Vishay 603, $47\Omega$
C3	ATC 600S100FT250XT, 10pF
C4	ATC 600S390FT250XT, 39pF
C5	ATC 600S101JT250XT, 100pF
C6	AVX 08051C333KAT2A, 33nF
C7	AVX 12101C105KAT2A, 1µF
C8	PANASONIC EEE-FK2A330P, 33µF

 Tablo 3.2: Devrede kullanılan elemanlar.

#### 4. BULGULAR

Bu bölümde, daha önceki bölümlerde tasarımı yapılmış olan, 2.7GHz frekans bölgesinde çalışan, yaklaşık 10W çıkış gücü verebilecek ve F sınıfı çalışan yüksek verimli kuvvetlendirici devresinin üretim ve ölçüm aşamalarından bahsedilmektedir. Bu aşamalar iki ana başlık halinde toplanarak ilk aşamada devrenin üretim kısmı, ikinci aşamada ise ölçüm ve test sonuçlarına yer verilecektir.

## 4.1. PROTOTİP KUVVETLENDİRİCİ DEVRESİNİN ÜRETİMİ

Tasarlanan ve üretime hazır hale getirilen kuvvetlendirici devresi Bölüm 3'te Şekil 3.36'da verilmişti. Bu devre serimini oluşturmak için LPKF Protomat H-100 prototip PCB üretim cihazı kullanılmış ve kazıma yoluyla devre kartı oluşturulmuştur. Ardından, tasarımda yer alan ayrık elemanlar ve güç transistörü devre kartına lehimlenerek dizme işlemi gerçekleştirilmiştir. Dizgi işleminde dikkat edilmesi gereken en önemli nokta transistörün mümkün oldukça en iyi şekilde montajlanmasıdır. Sinyal giriş ve çıkış kısmına da SMA tipi konnektörler bağlanmıştır. Bu konnektörlerin de iyi bir şekilde gövdeye temasının sağlanması titreşim gibi mekanik etkilerden kaynaklı oluşabilecek sorunları önlemek için önemlidir. Daha sonra da, devre çalışırken oluşacak yüksek ısıyı atmak ve bu sayede transistörün zarar görmesini, kazanç ve verim düşümünü engellemek amacıyla, PCB daha önce hazırlanmış olan soğutucu bloğunun üzerine vidalanarak monte edilmiştir. Devrenin içine yerleştirileceği metal blok alüminyumdan yapılmıştır. Tüm bu aşamaların ardından devrenin üretim işlemi tamamlanmış ve test edilmeye hazır hale getirilmiştir. Prototip devreye ait fotoğraf Şekil 4.1'de yer almaktadır.



Şekil 4.1: Üretimi yapılan prototip kuvvetlendirici devresi.

## 4.2. KUVVETLENDİRİCİ DEVRESİNİN TEST EDİLMESİ

Tasarlanan devrenin prototip üretimi gerçekleştirildikten sonra ilk testler düşük güçlerde yapılmıştır. Bu sayede devrenin çalışıp çalışmadığının kontrol edilmesi ve simülasyonla ne kadar uyumlu olduğunun ön kestirimi sağlanmıştır. Bunu yapmak için devre, öncelikli olarak girişine düşük güç seviyelerinde uygulanan işaretlerle teste tabi tutulmuş, kazanç ve giriş yansıması özellikleri incelenmiştir. Bu işlem, devre network analizörüne bağlanarak yapılmıştır. Giriş işareti yeterince küçük (-10dBm) olarak uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 4.2'de simülasyon sonuçları ile birlikte verilmektedir. Bu şekilden görüldüğü gibi kazanç ve giriş yansıması; ölçüm ve simülasyon sonuçları birbirine yakındır, bu da devrenin küçük işaret başarımının yüksek olduğunu göstermektedir.



Şekil 4.2: Kuvvetlendiricinin küçük işaret başarımı.

Küçük işaret ölçümünün ardından, devrenin büyük işaret ölçümleri için test düzeneği hazırlanmıştır. Büyük işaret ölçümü altındaki devrenin fotoğrafi Şekil 4.3'te verilmektedir. Bu fotoğrafta kullanılan devre ölçümüne ait blok şeması da Şekil 4.4'de yer almaktadır. Bu blok diyagramına göre, ölçüm şu şekilde gerçekleştirilmiştir: Giriş sinyali, işaret üreteci kaynaktan uygulanmaktadır, bu sinyal kuvvetlendiriciyi sürmek için yeterince yüksek olmadığı için öncelikle ön kuvvetlendirici tarafından kuvvetlendirilmektedir. Ön kuvvetlendirme sonucu elde edilen işaretin gücü, test altındaki kuvvetlendirici ve ön-kuvvetlendirici arasına bağlanmış olan yönlü kuplör ve spektrum-analizörü-1 ile ölçülerek ve bu sayede ayarlanarak test altındaki kuvvetlendirici arasındaki ampermetre ile devrenin çektiği akım ölçülmektedir. Test altındaki kuvvetlendirici çıkışındaki ampermetre ile devrenin çektiği akım ölçülmektedir. Test altındaki kuvvetlendirici arasına bağlanmış olan işaret ise, spektrum analizörünün maksimum giriş gücünü aşacağı için araya zayıflatıcı bağlanmıştır ve zayıflatıcı çıkışındaki sinyalin gücü spektrum-analizörü-2 tarafından ölçülmektedir.

Yukarıda anlatılan işlem 10MHz frekans adımlarıyla 2.5-2.8 GHz frekansları için yapılmıştır, her bir frekansta, giriş gücü yaklaşık 27dBm olacak şekilde kuplör ve spektrum-analizörü-1 kullanılarak ayarlanmış, spektrum-analizörü-2'den de çıkış gücü ve ampermetreden de devrenin savak akımı ölçülmüştür. Sonra, bu ölçümlerden faydalanılarak ve daha önce ölçülmüş olan kuplör, zayıflatıcı ve bağlantı kablo elemanlarına ait zayıflatma değerleri de dikkate alınarak yüke aktarılan güç, kazanç ve verim değerleri hesaplanmıştır.



Şekil 4.3: Devre ölçüm düzeneği.



Şekil 4.4: Devre ölçümünde kullanılan düzeneğin blok şeması.

Ölçüm sonucunda elde edilen bulgular aşağıdaki grafiklerde simülasyon sonuçları ile karşılaştırmalı olarak verilmektedir. Ölçüm sonuçlarına ilişkin, Şekil 4.5'te çıkış gücü grafiği ve Şekil 4.6'da da güç ekli verim grafiği verilmektedir.

Şekil 4.5'te verilen kuvvetlendiricinin yüke aktarılan güç grafiğinde görülmektedir ki sonuçlar simülasyon sonuçlarıyla uyumludur. Ancak ölçüm sonuçları simülasyona göre bir miktar düşük çıkmıştır. Şekil 4.6'da verilen grafikte devrenin ölçülen güç ekli verim sonuçları simülasyon sonuçlarıyla karşılaştırılmaktadır. Bu sonuçlardan verim eğrisinin simülasyon ile benzer bir özellik gösterdiği ancak frekans bandının bir miktar kaydığı görülmektedir. Ancak verimin 70%'in üzerine çıkması hatta 80% seviyesine yaklaşması kuvvetlendiricinin istenildiği gibi F sınıfı olarak çalıştığını göstermektedir. Bu nedenle tasarım yönteminin başarılı olduğu söylenebilir.

Ölçüm ve simülasyon sonuçları arasındaki bu farklılıkların, üretim ve eleman toleransları, ısıl etkiler vb. faktörlerden kaynaklandığı düşünülmektedir.



Şekil 4.5: Çıkış gücü ölçüm sonuçları.



Şekil 4.6: PAE ölçüm sonuçları.

## 5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Tezin bu bölümünde tasarlanan kuvvetlendiricinin Bölüm 4'te verilen ölçüm sonuçları değerlendirilmiş ve benzer yapıdaki başka devreler ile de karşılaştırma yapılmıştır.

#### 5.1. TASARLANAN KUVVETLENDİRİCİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

Çalışmada, oldukça yüksek verime sahip F sınıfı güç kuvvetlendiricisi tasarımı anlatılmıştır. Tasarım adımlarındaki tüm detaylara yer verilerek, yüksek verimli ve yüksek kazançlı bir güç kuvvetlendirici tasarım metodolojisi sunulmuş, bu türden devreler için tasarımcılara yardımcı olabilecek bir yol haritası çizilmiştir.

Tez kapsamında tasarlanıp üretilen kuvvetlendiriciye ait önemli bilgiler Tablo 5.1'de verilmiştir

Özellik	Değer
Transistör	CREE marka CGH40010F, GaN HEMT
Sınıf	F
En yüksek verim	%76.38 (27 dBm giriş gücü)
En yüksek verimdeki çıkış gücü	8.41 W (39.25 dBm)
%50 ve üzeri verimde bant genişliği	2.50-2.78 GHz
Güç kazancı	>12 dB

Tablo 5.1: Tasarlanan kuvvetlendiricinin özellikleri.

Tasarlanan F sınıfı kuvvetlendirici devresi yakın frekans bölgesi için benzer başka kuvvetlendiriciler ile karşılaştırılmıştır. Tablo 5.2'de ayrıntılı olarak yapılan karşılaştırma bilgileri verilmektedir.

Kaynak	BW (GHz)	Verim (PAE) %	Çıkış Gücü (dBm)	Güç Kazancı (dB)
[26]	0.5-2.3	52.7-80.7	39.2-41.2	11.7-25.3
[27]	0.7-1.2	30-48.3	20.1-24.6	16.5
[28]	1.1-2.6	57-67	39-41	10-13
[29]	2	50	38	10
[30]	2.4	74	20	10
Bu çalışma	2.50-2.78	50-76.39	37.16-39.4	10-12.36

Tablo 5.2: Tasarlanan kuvvetlendiricinin özelliklerinin karşılaştırılması.

### 5.2. SONUÇLARIN DEĞERLENDİRİLMESİ

Bu tez çalışması kapsamında radar uygulamalarında kullanılabilecek, F sınıfı çalışma bölgesine sahip bir güç kuvvetlendiricisi tasarlanmış ve üretilmiştir. Tasarımda GaN HEMT transistör kullanılmıştır. Tasarımda kullanılan transistör ayrık paketli olup ticari bir ürün olarak piyasada bulunmaktadır.

Tasarım, farklı adımlardan oluşmuş, tasarım hedefi olan yüksek verimli bir kuvvetlendirici devresinin tasarımı yapılmıştır. Tasarım sonucu gözlemlenen simülasyon sonuçları oldukça tatmin edici nitelikte çıkmıştır. İdeal ve serim tasarımı tamamlanan devrenin daha sonra prototip üretimi de tamamlanıp testlere tabi tutulmuş ve elde edilen ölçüm sonuçlarına da yer verilmiştir. Yapılan küçük işaret ve büyük işaret ölçümleri, devrenin başarılı bir şekilde çalıştığını göstermektedir.

Kuvvetlendirici 28V DC gerilim ile beslenmektedir ve B sınıfı kutuplama sayesinde sükûnette neredeyse hiç akım çekmemektedir. Tüm bu çalışmaların sonucunda özgün bir F sınıfı kuvvetlendirici tasarlanmış ve 2.6GHz'de, 76.39% verim elde edilmiştir. Bu frekanstaki çıkış gücü yaklaşık 39.25dBm olup kazanç ise 13dB civarındadır. Kuvvetlendirici 2.50 - 2.78GHz frekans bandı arasında %50 üzerinde verime sahiptir. Kazanç, band genişliği, verim, çıkış gücü gibi tüm parametreler dikkate alındığında yapılan tasarımın oldukça başarılı olduğu söylenebilir.

Tasarıma başlarken, merkez frekans değeri 2.7 GHz olacak şekilde hedeflenmiştir ancak; devre üretimindeki toleranslar, transistör modelinden kaynaklı sapmalar ve montajlama sırasında oluşan hatalar sebebiyle merkez frekansının 2.6 GHz'e kaydığı düşünülmektedir.

Hazırlanan tez çalışması sırasında elde edilen tecrübeler ve bilgilerden yola çıkarak, çalışmanın devamı olarak daha geniş bandlı ve daha yüksek verime sahip kuvvetlendirici tasarımına yönelik çalışmalar düşünülmektedir.

### KAYNAKLAR

- [1]. Pozar, D. M., 1998, Microwave Engineering, 2<sup>nd</sup> ed., Crawfordsville, IN: Wiley.
- [2]. Cripps, S.C., 2006, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, USA: Artech House.
- [3]. Bowick, C., Ajluni, C. and Blyler, J., 2007, RF Circuit Design, USA: Newnes.
- [4]. Colantonio, P., Cipriani, E., Giofrè, R., Piazzon, L., & Giannini, F., 2014, *Hybrid microwave power amplifier design*, In J.G. Webster (a cura di), Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering (pp. 1-44).
- [5]. Colantonio, P., Giannini, F. & Limiti, E., 2009, *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifier*, K. Chang (ed), Wiltshire, United Kingdom: Wiley.
- [6]. Sokal, N.O. and Raab, F.H., 1977, Harmonic output of class E RF power amplifier and load coupling network design, *IEEE Journal of Solid State Circuits*, 12, 1, 86–88.
- [7]. Razavi, B., 2011, RF Microelectronics, USA: Prentice Hall.
- [8]. Morgül, A., 1981, E sınıfi yüksek frekans güç kuvvetlendiricileri, Doktora tezi, İTÜ.
- [9]. Raab, F.H., 1978, Effects of circuit variations on the class E tuned power amplifier, *IEEE Journal of Solid State Circuits*, 13, 2, 239-247.
- [10]. Sokal, N.O. and Sokal, A.O., 1975, Class E a new class of high efficiency tuned single ended switching power amplifiers, *IEEE Journal of Solid State Circuits*, 10, 3, 168-176.
- [11]. Zubir, F., & Radhakrishnan, R. R., 2017, Highly Efficient Power Amplifier for Microwave Transmitter, *In Asian Simulation Conference*, Springer, Singapore, pp. 736-745.
- [12]. Raab, F.H., 2001, Maximum efficiency and output of class F power amplifiers, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49, 6, 1162-1166.
- [13]. Raab, F. H., 1997, Class F Power Amplifiers with Maximum Flat Waveforms, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45(11), 2007-2012.
- [14]. S.M. Sze., 2001, Semiconductor Devices Physics and Technology, New York, John Wiley & Sons.
- [15]. Golio, M. (Ed.)., 2003, Microwave and RF product applications. CRC Press.
- [16]. Khan, M. A., Simin, G., Pytel, S. G., Monti, A., Santi, E., & Hudgins, J. L., 2005, New developments in gallium nitride and the impact on power electronics, *In IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 36, No. 1, p. 15.
- [17]. Mishra, U. K., Shen, L., Kazior, T. E., & Wu, Y. F., 2008, GaN-based RF power devices and amplifiers, *Proceedings of the IEEE*, 96(2), 287-305.
- [18]. Moore, A.& Jimenez, J., 2014, GaN RF Technology for Dummies, Hoboken, NJ: Wiley.
- [19]. Wolfspeed, <u>https://www.wolfspeed.com/cgh40010</u>, [Ziyaret tarihi: 7 Haziran 2018].
- [20]. Wolfspeed, cgh40010.pdf, [Ziyaret tarihi: 7 Haziran 2018].
- [21]. Grebennikov, A., 2011, Load Network Design Technique for Class F and Inverse Class F Pas, *High Frequency Electronics*, 10(5), 58–76.

- [22]. Woo, Y. Y., Yang, Y. & Kim, B., 2006, Analysis and Experiments for High-Efficiency Class-F and Inverse Class-F Power Amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory* and Techniques, 54(5), 1969–1974.
- [23]. Tong, R., He, S., Zhang, B., Jiang, Z., Hou, X. & You, F., 2013, A Novel Topology of Matching Network for Realizing Broadband High Efficiency Continuous Class-F Power Amplifiers, 8th European Microwave Integrated Circuits Conference, Nuremberg, Germany.
- [24]. Taconic, <u>http://www.taconic.co.kr/download/RF-35.pdf</u>, [Ziyaret tarihi: 11 Haziran 2018].
- [25]. Randall, W. R., & Design, H. F., 1994, Computer Simulation.
- [26]. Zheng, S. Y., Liu, Z. W., Zhang, X. Y., Zhou, X. Y., & Chan, W. S., 2018, Design of Ultrawideband High-Efficiency Extended Continuous Class-F Power Amplifier, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(6), 4661-4669.
- [27]. Sessou, K. K., & Neihart, N. M., 2015, An integrated 700-1200-MHz class-F PA with tunable harmonic terminations in 0.13-um CMOS, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, 63(4), 1315-1323.
- [28]. Merrick, B. M., King, J. B., & Brazil, T. J., 2014, A novel continuous Class-F mode Power Amplifier. In Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications (PAWR), 2014 IEEE Topical Conference, IEEE.
- [29]. Gao, S., Butterworth, P., Sambell, A., Sanabria, C., Xu, H., Heikman, S., & York, R. A., 2006, Microwave class-F and inverse class-F power amplifiers designs using GaN technology and GaAs pHEMT, *In Microwave Conference*, 2006, pp. 1719-1722.
- [30]. Chen, S., & Xue, Q., 2011, A class-F power amplifier with CMRC. *IEEE Microwave and Wireless components letters*, 21(1), 31-33.

# ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler		
Adı Soyadı	Merve Alemdağ	
Doğum Yeri	Trabzon	
Doğum Tarihi	13.09.1992	
Uyruğu	☑ T.C.  □ Diğer:	
Telefon	+90 538 7371100	
E-Posta Adresi	merve_alemdag@hotmail.com	
Web Adresi		



Eğitim Bilgileri			
Lisans			
Üniversite	İstanbul Üniversitesi		
Fakülte	Mühendislik Fakültesi		
Bölümü	Elektrik-Elektronik Mühendisliği		
Mezuniyet Yılı	10.06.2015		

Yüksek Lisans		
Üniversite	İstanbul Üniversitesi	
Enstitü Adı	Fen Bilimleri Enstitüsü	
Anabilim Dalı	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı	
Programi	Elektrik-Elektronik Mühendisliği	