

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**KÜÇÜK UYDULAR İÇİN X BANT GaN SiC-HEMT F SINIFI YÜKSEK
VERİMLİ GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI VE RF GÜÇ FETLERİ
İÇİN FAZ İLE GENLİK DUYARLIĞI ANALİZİ**

DOKTORA TEZİ

Osman CEYLAN

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Mühendisliği Programı

EYLÜL 2015

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**KÜÇÜK UYDULAR İÇİN X BANT GaN SiC-HEMT F SINIFI YÜKSEK
VERİMLİ GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI VE RF GÜÇ FETLERİ
İÇİN FAZ İLE GENLİK DUYARLIĞI ANALİZİ**

DOKTORA TEZİ

Osman CEYLAN

(504092206)

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Selçuk PAKER

Eş Danışman: Öğr. Gör. Dr. H. Bülent YAĞCI

EYLÜL 2015

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504092206 numaralı Doktora Öğrencisi **Osman CEYLAN**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**KÜÇÜK UYDULAR İÇİN X BANT GaN SiC-HEMT F SINIFI YÜKSEK VERİMLİ GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI VE RF GÜÇ FETLERİ İÇİN FAZ İLE GENLİK DUYARLIĞI ANALİZİ** ” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Selçuk PAKER**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Eş Danışman : **Dr. H. Bülent YAĞCI**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Osman Palamutçuoğulları**
Beykent Üniversitesi - İTÜ

Prof. Dr. Sıddık YARMAN
İstanbul Üniversitesi

Prof. Dr. Korkut YEĞİN
Ege Üniversitesi

Doç. Dr. Metin YAZGI
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Serkan TOPALOĞLU
Yeditepe Üniversitesi

Teslim Tarihi : **21 Temmuz 2015**

Savunma Tarihi : **11 Eylül 2015**

İnsanlığa, daha güzel bir dünyaya,

ÖNSÖZ

6 yıllık doktora çalışmamın sonunda hazırladığım tezin ön sözünü yazmak için bilgisayar başına oturduğumda daha bir kelime yazamadan kahvem bittiğini fark ettim. Çünkü, bunca zaman içerisinde sayısız yerden destek aldığımı ve kendimi bunları nasıl sıralayacağımı, nasıl yazacağımı planlarken gördüm. Bu kadar uzun soluklu bir süreç zaten destek olmadan tamamlanamazdı...

İlk olarak, doktora başladığım günden beri, her telefon konuşmamızda ya da bayram ziyaretlerinde “daha bitmedi mi” diye soran anneme, babama, dedeme, teyzeme ve arkadaşlarıma sürekli mezuniyeti hatırlattıkları için teşekkür ederim.

İstanbul Teknik Üniversitesi’nin kapısından içeri ilk adımımı attığım 2002 sonbaharında, mühendislik eğitimimin bana neler katabileceğine dair en küçük bir fikrim yoktu. Zaman hızla aktı ve hayatımın belki de en doğru kararı olarak düşündüğüm araştırma görevliliğine 2009 yılında Elektirik Elektronik Fakültesinde başladım. Hayatımın en güzel yıllarını geçirdiğim İTÜ’nün bana kattıklarını birkaç kelimeyle buraya sıkıştırmam zor. Ama özetle söyleyebilirim ki hayata ve mühendisliğe dair ne öğrendiysem İTÜ’nün değerli öğretim üyelerinden ve İTÜ’deki mücadelelerimden öğrendim. İTÜ, bana olan son desteğini de tez çalışmamdaki devrelerin gerçekleşmesi için sağlamıştır. Bu maddi destek sağlayan İTÜ Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi’ne teşekkür ederim.

Lisans son sınıftayken almaya hak kazandığım 2228-A Son Sınıf Lisans Öğrencileri için Lisansüstü Burs Programı ile TÜBİTAK eğitim hayatıma girdi. Ara vermeden doktora başladığım için 2211-A Genel Yurt İçi Doktora Burs Programı kapsamında doktora eğitimim boyunca da burs almaya devam ettim. Doktora eğitimim sırasında Japonya Uzay Ajansı’nda (JAXA ISAS) araştırmacı olarak çalışabilmem için 2214-A Doktora Sırası Yurt Dışı Araştırma Programı kapsamında burs almaya hak kazandım. Akademik dünyada ilerlemeye devam etme konusundaki kararımda önemli bir yeri olan Tübitak’a bütün desteklerinden dolayı teşekkür ederim.

2009 yılında araştırma görevlisi olarak göreve başladığım Elektrik Elektronik Fakültesinde, RF Elektronik Laboratuvarını kurup geliştirmeye başladık. O günden bu yana öğrencilerimizle birçok başarıya imza attık ve çok güzel anılarımız oldu. Zaman oldu sabahlara kadar çalıştık, zaman oldu beraber tiyatroya gittik, buz pateni yaptık. 2009’dan bu yana birçok öğrenci ile çalıştık ve hepsi de gösterdi ki, İTÜ öğrencisi çalışkan, sabırlı ve disiplinli. Ben onlara bir şey katabildim mi bilmiyorum ama onlar bu süreçte bana çok şey kattı. Hepsinin ismini burada tek tek yazamasam da büyük bir aile olduk.

Bunca yılı yalnız ve desteksiz geçirmem de mümkün değildi tabiki. Aslında herşey asistanlığımın ilk yılında beni yurt dışındaki bir konferansa gitmeye zorlamasıyla başladı. Böylece ilk yurt dışına çıkışım bilimsel bir amaçla olmuştu. Birçok ülkeden gelmiş farklı insanlarla konuşmak, onların bakış açısını anlamaya çalışmak beni çok heyecanlandırmıştı. Doktora eğitimimin başından sonuna kadar da yanımda olan ve bu

ve daha nice tavsiyeleriyle hayata bakış açımı değiştiren muhteşem insanı da burada mutlaka anmam gerekiyor.

Lisansta bitirme tezi ile başlayan danışmanlığı boyunca sadece teknik bilgi değil, hayata dair de çok şey öğrendiğim hocam H. Bülent Yağcı'nın sayamacağım kadar çok katkısı ve desteği olmasaydı üniversitedeki günlerim boş ve anlamsız olabilirdi. Hayata karşı farklı bakışı her zaman bana enerji vermiştir. Aynı şekilde her konuda desteğini esirgemeyen Prof. Dr. Selçuk Parker hocama da sonsuz teşekkürü borç bilirim.

Tezimin yazımında kafein katkısıyla önemli bir destek sağlayan Starbucks kafeler ile Tchibo kapsüllerin desteğini de unutamam. Onlar olmasaydı yeterli enerjiyi nasıl bulurdum bilmiyorum.

Beni etkileyen iki zl sözü de yazmam gerektiğini düşünüyorum. Birincisi, “En hakiki mürşid ilimdir, fendir”. Diğeri de Japonca'dan kısa bir söz: “En iyinin de daha iyisi vardır (上には上がいます)”.

Daha çok çalışıp, daha çok şey üretebilmek, bilime ve insanlığa daha çok katkı sağlayabilmek dileğiyle.

Temmuz 2015

Osman Ceylan

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET.....	xvii
SUMMARY	xxi
1. GİRİŞ	1
1.1 Yüksek Güçlü RF Kuvvetlendiriciler.....	3
1.2 Küçük Uydular	6
1.3 Tezin Amacı	8
1.4 Yöntem	9
2. RF GÜÇ KUVVETLENDİRİCİLERİ ve RF GÜÇ TRANSİSTÖRLERİ	11
2.1 RF Güç Kuvvetlendiricilerin Temelleri	11
2.2 Güç Kuvvetlendirici Sınıflarına Genel Bakış.....	14
2.2.1 Kutuplamaya göre sınıflandırılmış güç kuvvetlendiricileri	15
2.2.2 Anahtarlama güç kuvvetlendiricileri	21
2.3 F Sınıfı Kuvvetlendiriciler	22
2.4 RF Güç Transistörleri.....	26
2.4.1 Önemli güç transistörleri	28
2.4.2 GaN HEMT	29
2.5 Güç Kuvvetlendiricilerinde Doğrusal Olmayan Etkiler.....	31
3. X BAND F SINIFI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI VE GERÇEKLEMESİ	35
3.1 Devre Elemanlarının Seçimi	35
3.1.1 Transistör seçimi.....	36
3.1.2 Taban seçimi.....	37
3.1.3 Direnç seçimi.....	39
3.1.4 Kondansatör seçimi	41
3.1.5 Diğer malzemelerin seçimi	42
3.2 Bilgisayar Destekli Tasarım	42
3.2.1 Doğrusal olmayan transistör modeli ve modelin doğrulanması	43
3.2.2 Yükle-Çek analizi ile ideal devre özelliklerinin çıkartılması	49
3.2.3 F sınıfı için harmonik sonlandırım ve besleme katı tasarımı.....	52
3.2.4 Giriş katı harmonik sonlandırım ve besleme katı tasarımı	57
3.2.5 Empedans uyum katlarının tasarımı	58
3.2.6 Bilgisayar destekli tasarım sonuçları	64
3.2.7 Devrenin seriminin yapılması.....	69
3.3 Devrenin Gerçeklenmesi	71
3.3.1 Metal taşıyıcı ve metal kutu.....	71

3.3.2 Devrenin üretimi ve montajı	73
3.4 Ölçüm Sonuçları	75
4. ALAN ETKİLİ RF GÜÇ TRANSİSTÖRLERİNDE FAZ VE GENLİK DUYARLILIĞININ İNCELENMESİ.....	81
4.1 Analiz için Uygun GaN HEMT Eşdeğer Devresinin Belirlenmesi ve Analizinin Yapılması	82
4.2 Birinci Derece Duyarlık Analizlerinin Yapılması	85
4.2.1 Genlik ve faz duyarlığı temelleri	85
4.2.2 GaN HEMT eşdeğer devresi için duyarlık analizi	88
5. DEĞERLENDİRME VE SONUÇLAR.....	89
5.1 Tasarlanan Kuvvetlendiricinin Karşılaştırılması	89
5.2 Sonuçlar	92
5.3 Gelecek Çalışmalar ve Öneriler.....	94
KAYNAKLAR.....	95
ÖZGEÇMİŞ	99

KISALTMALAR

GaN	: Gallium Nitride
HBT	: Heterojunction Bipolar Transistor
HEMT	: High Electron Mobility Transistor
IP3	: Third Order Intercept Point
ITAR	: The International Traffic in Army Regulations
k	: Boltzman Sabiti, $1.3806488 \times 10^{-23} \text{ m}^2 \text{ kg s}^{-2} \text{ K}^{-1}$
LDMOS	: Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor
LEO	: Low Earth Orbit
MESFET	: Metal Semiconductor Field Effect Transistor
MOS	: Metal Oxide Semiconductor
PCB	: Printed Circuit Board
PTFE	: Poly-tetra-fluoro-ethylene
Si	: Silicon
SiC	: Silicon Carbide
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
TWTA	: Traveling Wave Tube Amplifier

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 1.1 : Küçük uyduların sınıflandırılması.....	6
Çizelge 1.2 : Küçük uyduların kullanım amacına göre sınıflandırılması.	7
Çizelge 2.1 : Kuvvetlendirici sınıflarına göre iletim açıları ve kutuplama noktaları.	16
Çizelge 2.2 : Temas açılarına göre kuvvetlendirici sınıfları.....	18
Çizelge 2.3 : Kullanılan harmonik sayısına göre elde edilebilecek verimler (Raab, 1997).	26
Çizelge 2.4 : Yarıiletken özellikleri.....	28
Çizelge 3.1 : Devre elemanı ve malzeme özellikleri.	35
Çizelge 3.2 : TGF2023-2-01 GaN HEMT özellikleri.....	37
Çizelge 3.3 : Rogers 6035HTC taban özellikleri.....	38
Çizelge 3.4 : Vishay Dale FC serisi direnç özellikleri.....	40
Çizelge 3.5 : ATC 600S serisi kondansatörlerin özellikleri.	41
Çizelge 3.6 : TGF2023-2-01 transistörünün üretici tarafından sağlanan yansıma katsayıları.....	44
Çizelge 3.7 : TGF2023-2-01 doğrusal olmayan modelin özellikleri.	45
Çizelge 3.8 : İdeal devre özellikleri.	51
Çizelge 3.9 : Harmonik sonlandırırma bağlı olarak verimin değişimi.....	52
Çizelge 3.10 : İdeal devre özellikleri.....	73
Çizelge 4.1 : Kullanılan devre elemanı değerleri.	88
Çizelge 4.2 : Hesaplanan faz duyarlılığı değerleri.....	88
Çizelge 5.1 : Tasarlanan kuvvetlendiricinin özellikleri.	89
Çizelge 5.2 : Tasarlanan kuvvetlendiricinin karşılaştırılması.....	90
Çizelge 5.3 : Uzay uygulamaları için raporlanan X bant kuvvetlendiricilerin karşılaştırılması.	91

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Giriş ve çıkış gücünün değişimi ile kazancın ilişkisi.	13
Şekil 2.2 : Eklenmiş verim ve güç kazancı ilişkisi.	14
Şekil 2.3 : RF güç kuvvetlendiricilerin sınıflandırılması.	15
Şekil 2.4 : Kutuplamaya göre transistör akımı.	16
Şekil 2.5 : A sınıfı bir kuvvetlendiricide gerilim ve akım şekilleri.	18
Şekil 2.6 : Kesim noktasında kutuplanmış bir transistörde akım ve gerilim biçimleri	19
Şekil 2.7 : Kuvvetlendirici sınıfına göre verim, kazanç ve çıkış gücü ilişkisi.	21
Şekil 2.8 : Anahtarlama kuvvetlendirici yapısı.	22
Şekil 2.9 : Anahtarlama yapıda kollektör akımı ve gerilim şekli.	22
Şekil 2.10 : İdeal F sınıfı kuvvetlendiricide gerilim ve akım dalga şekli.	23
Şekil 2.11 : İdeal olarak bütün harmonikleri sonlandırılmış bir F sınıfı kuvvetlendiricide veriminin ve A sınıfı bir kuvvetlendiriciye göre normalize edilmiş çıkış gücünün temas açısıyla değişimi.	25
Şekil 2.12 : Güç transistörlerinin sınıflandırılması.	27
Şekil 2.13 : k_3/k_1 oranına göre çıkış gücü değişimi.	33
Şekil 2.14 : 3. harmonik gücü ile asıl işaret gücünün kesişmesi.	33
Şekil 3.1 : TGF2023-2-01 görünümü.	36
Şekil 3.2 : Örnek bir geçit kutuplaması yapısı.	39
Şekil 3.3 : Yüksek frekanslar için direnç modeli.	40
Şekil 3.4 : Farklı direnç değerleri için $ Z_{in} /R$ değeri.	41
Şekil 3.5 : Modelithics firmasının AWR WMO için hazırladığı TGF2023-2-01 transistörünün doğrusal olmayan modeli.	45
Şekil 3.6 : Bağlantı tellerine göre transistör (Triquint, 2013).	45
Şekil 3.7 : Transistör modeli iç yapısı.	46
Şekil 3.8 : DC-IV eğrileri için hazırlanan devre.	47
Şekil 3.9 : DC-IV eğrisi (ısınma etkisi kapalı).	47
Şekil 3.10 : DC-IV eğrisi (ısınma etkisi açık).	48
Şekil 3.11 : Küçük işaret analizi yapısı.	48
Şekil 3.12 : Frekansa göre en yüksek kazanç eğrisi.	49
Şekil 3.13 : HBTUNER elemanı.	50
Şekil 3.14 : Yükle-Çek analizinde kullanılan devre yapısı.	50
Şekil 3.15 : Son durumda yükle çek analizine göre verim.	51
Şekil 3.16 : F sınıfı kuvvetlendirici yapısı.	52
Şekil 3.17 : Kullanılan çıkış katı harmonik sonlandırım yapısı.	53
Şekil 3.18 : İdeal harmonik sonlandırım yapısı.	53
Şekil 3.19 : İdeal harmonik sonlandırım devresinin benzetim sonucu.	54
Şekil 3.20 : Mikroşerit yapı empedansı.	54
Şekil 3.21 : Dairesel yapıli mikroşerit hat.	55

Şekil 3.22 : Dairesel ve dikdörtgen yapıli hatların kapasite etkisinin karşılaştırılması.	56
Şekil 3.23 : Tasarlanan F sınıfı harmonik sonlandırımı yapısi.	56
Şekil 3.24 : Tasarlanan F sınıfı harmonik sonlandırıcı empedansları.	57
Şekil 3.25 : Giriş katı harmonik sonlandırıcı ve besleme yapısi.	58
Şekil 3.26 : Harmonik sonlandırımı katları eklenerek giriş ve çıkış yük çekim analizleri.	59
Şekil 3.27 : Giriş empedans uyum devresi.	60
Şekil 3.28 : Çıkış empedans uyum devresi.	60
Şekil 3.29 : EXTRACT elemanı görüntüsü.	61
Şekil 3.30 : Çıkış katında bulunan harmonik sonlandırımı yapısinin elektromanyetik benzetim için hazırlanmış hali.	61
Şekil 3.31 : Çıkış katında bulunan empedans uydurucu devrenin sonlandırımı yapısinin elektromanyetik benzetim için hazırlanmış hali.	62
Şekil 3.32 : Smith abağı üzerinde ideal mikroşeritli yapı ve elektromanyetik benzetim sonuçlarının karşılaştırılması. (Mavi düz çizgi, ideal mikroşerit; kırmızı noktalı çizgi, elektromanyetik benzetim).	62
Şekil 3.33 : Elektromanyetik benzetim için hazırlanan giriş katı harmonik sonlandırımı yapısi.	63
Şekil 3.34 : Elektromanyetik benzetim için hazırlanan giriş katı empedans uyum devresi yapısi.	64
Şekil 3.35 : Rollet kararlılık koşulunun incelenmesi.	65
Şekil 3.36 : μ kararlılık koşulunun incelenmesi.	65
Şekil 3.37 : Giriş gücüne göre verim ve çıkış gücü.	66
Şekil 3.38 : Geniş bantta kazanç ve verim.	67
Şekil 3.39 : Büyük işaret S22 parametresi.	67
Şekil 3.40 : Genlik-Genlik ve Genlik-Faz değişimi.	68
Şekil 3.41 : Çıkışta bulunan işaretler ve güç seviyeleri.	68
Şekil 3.42 : Çıkıştaki işaretin zamana bağıli değişimi.	69
Şekil 3.43 : Devrenin serimi.	70
Şekil 3.44 : Giriş katı serimi.	70
Şekil 3.45 : Çıkış katı serimi.	71
Şekil 3.46 : Devre kartı ve kutunun üstten görünümü (çizim).	72
Şekil 3.47 : Transistör bağlantısı.	72
Şekil 3.48 : Montajlanmış devrenin üstten görünümü.	74
Şekil 3.49 : Transistör montajının yakından görünümü.	74
Şekil 3.50 : Empedans uyum devresinde yapılan değişiklik.	77
Şekil 3.51 : Devrenin ince ayar yapıldıktan sonraki son hali.	77
Şekil 3.52 : Giriş gücünün değişimine göre çıkış gücü değerlerinin karşılaştırılması.	78
Şekil 3.53 : Giriş gücünün değişimine göre verim değerlerinin karşılaştırılması.	78
Şekil 3.54 : Frekansa göre kazancın değişimi.	79
Şekil 3.55 : Frekansa göre verimin değişimi.	79
Şekil 4.1 : Alan etkili transistörler için örnek bir yüksek frekans eşdeğer devresi.	82
Şekil 4.2 : Güç FET'inin basitleştirilmiş yüksek frekans eşdeğeri.	82
Şekil 4.3 : Analiz edilen devre.	83
Şekil 4.4 : PSpice ile hazırlanan eşdeğer devre.	84
Şekil 4.5 : PSpice sonucu elde edilen kazanç.	84
Şekil 4.6 : MATLAB ile elde edilen devre fonksiyonun analizi.	85

KÜÇÜK UYDULAR için X BANT GaN SiC-HEMT F SINIFI YÜKSEK VERİMLİ GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI VE RF GÜÇ FETLERİ İÇİN FAZ İLE GENLİK DUYARLIĞI ANALİZİ

ÖZET

Uzay yarışının başlamasıyla birlikte insan yapımı uydular üzerinde yapılan çalışmalar, gelişen teknolojinin bütün imkanlarından faydalanarak daha da artan bir hızla devam etmektedir. Disiplinler arası çalışmanın en güzel örneklerinden birisi olan uydularda, haberleşme sistemleri önemli bir yere sahiptir. Uydulardan veri alınması, bir uydunun çalışmaya devam ettiğinin en önemli kanıtıdır. Uyduların dünya ile tek bağının telsiz iletişim sistemi olması, uydu haberleşme sistemini uydunun en önemli elemanlarından birisi yapmaktadır.

Günümüzde uydu teknolojileriyle ilgili çalışmalar küçük uydular sayesinde daha küçük bütçeler ile yapılabilir hale gelmiştir. Küçük uyduların düşük fırlatma maliyeti ve kısa sürede tasarlanabiliyor oluşu, küçük uyduların üniversitelerde tasarlanabilir seviyeye gelmesini sağlamıştır. Gelişen elektronik, makina ve malzeme bilimleri sayesinde küçük uyduların yetenekleri de artmış, bu sayede uzayla ilgili birçok bilimsel çalışma da küçük uydular ile yapılabilir hale gelmiştir. Bilimsel araştırmalara ek olarak firmaların tasarladığı cihazlar da düşük maliyetlerinden dolayı küçük uydular ile denenmeye başlamıştır.

Küçük uydular maliyet, tasarım ve fırlatmada kolaylık sağlasa da iki önemli sorunu da beraberinde getirmektedir: Yüksek hızda hareket etmeleri sonucu dar bir iletişim penceresine sahip olmaları ve kısıtlı yüzey alanı sebebiyle enerji üretiminin de sınırlı olması.

Küçük uydular, alçak yörünge olarak adlandırılan 400-2000 km aralığında yörüngeye oturtulmaktadır. Dünyaya yakın şekilde konumlandırıldıkları için dünya etrafında dönüş hızları da çok yüksek olmaktadır. Dünyaya olan uzaklığına bağlı olarak yaklaşık 7,5 km/saniye hızlarla hareket eden küçük uyduların ufuktan görünmeye başlamasıyla birlikte uydudan veri alınmaya başlanmaktadır. Ancak çok hızlı hareket etmelerinden dolayı veri aktarım süresi kısa olmaktadır. Birkaç dakikalık bu süre içerisinde iletişim hızından dolayı iletilmesi gereken verinin tamamını aktarmak mümkün olamayabilmektedir. Dar iletişim penceresi sebebiyle daha kısa sürede daha yüksek hızda veri gönderilmesi ihtiyacı doğmaktadır.

Yüksek veri hızlarına erişebilmenin bir yolu bant genişliğinin artırılmasıdır. Artan bant genişliği, daha yüksek frekanslı bir taşıyıcı işaret kullanımı ihtiyacını beraberinde getirmektedir. İletişim hızını artırmanın bir diğer yolu da modülasyon türünü değiştirerek daha fazla sembol iletimi sağlayacak yapıların tercih edilmesidir. Ancak modülasyonun daha karmaşık hale getirilmesi elektronik devrelerin de buna uygun tasarlanmasını zorunlu hale getirmektedir. Özellikle çıkışta bulunun yüksek güçlü

kuvvetlendiricilerin doğrusal olması gibi önemli ihtiyaçlar, tasarımcı açısından önemli kısıtlar getirmektedir.

Küçük uyduların hacmi küçük olduğu için uydunun yüzey alanı da küçük olmaktadır. Bu nedenle uyduya yerleştirilebilecek güneş paneli sayısı da sınırlanmakta, daha az enerji üretimine sebep olmaktadır. Bu kısıt da daha verimli ve daha küçük boyutlu devreleri tercih edilir hale getirmektedir.

Bu tez çalışmasında, küçük uydularda kullanılabilecek X bantta çalışan bir yüksek güçlü kuvvetlendirici tasarımı sunulmuştur. Tasarlanan kuvvetlendiricinin veriminin yüksek olmasına, boyutunun küçük olmasına ve uzay ortamına dayanıklı malzemelerden üretilmesine özellikle odaklanılmıştır.

Yüksek güçlü ve yüksek frekanslı kuvvetlendiriciler HEMT yapılı devre elemanlarıyla gerçekleştirilebilir durumdadır. GaN SiC-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 tasarım açısından kolaylık sağlamasından dolayı bu tez çalışmasında tercih edilmiştir. SiC üzerine yapılan GaN alan etkili transistörlerin bu üstünlükleri, GaN transistörleri uzay uygulamalarında da daha çok tercih edilir hale gelmesini sağlamıştır.

Harmoniklerin uygun sonlandırımıyla güç kuvvetlendiricilerinde verimin arttırılabildiği bilinen bir gerçektir. Bu tez çalışmasında, AB sınıfı kutuplama sayesinde 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 beklenen verimi sağlayacağı görülmüştür. Çıkış katında 2. harmonik kısa devre, 3. harmonik de açık devre olarak sonlandırılmıştır. Giriş katında ise 2. ve 3. harmonikler kısa devre olarak sonlandırılmıştır.

Devre tasarımında olabildiğince az sayıda ayrık devre elemanı kullanılmasına dikkat edilmiştir. Bu sayede devre elemanlarından kaynaklı sapmaların azaltılması hedeflenmiştir. Devrede uzay şartlarına dayanıklı SMA dişi tip konnektörler kullanılmıştır.

Tasarım ilk olarak transistörün doğrusal olmayan modelinin kullanılan bilgisayar destekli yazılım aracına uygun şekilde yüklenmesi ile başlamıştır. Yüklenen transistör modelinin uygun şekilde çalıştığı doğrulandıktan sonra tasarıma başlanmıştır. Tasarımın ilk aşamasında giriş ve çıkış katındaki harmonik sonlandırıcı devreler tasarlanmıştır. Daha sonra yükle-çek (load-pull) analizi yapılarak giriş ve çıkış empedansı belirlenmiştir. Bu empedans değerlerini sağlayacak empedans uydurucu devrelerin de tasarlanmasıyla devre tasarımı tamamlanmıştır. Devrede ağırlıklı olarak mikroşerit devre elemanı kullanıldığı için ve devre boyutu da küçük olduğu için mikroşerit hatların birbirleriyle olan etkileşimlerini ve süreksizlik etkilerini daha doğru analiz edebilmek için elektromanyetik benzetimler de yapılmıştır. Devrede gerekli düzeltmeler ve ince ayarlar yapılarak devrenin istenilen elektriksel özellikleri sağlamasının ardından devrenin üretim aşamasına gelinmiştir. Serimi hazırlanan devrede taban üzerindeki bakır hatlar altın ile kaplanmıştır. Giriş ve çıkış katı olarak 2 ayrı parça halinde üretim yapılmıştır. Giriş ve çıkış devre kartları, kullanılan taban esnek olduğu için fiziksel şekil bozulmasını önlemek için pirinçten yapılmış taşıyıcı

panellere sabitlenmiştir. Bu taşıyıcı metaller ve transistör de pirinçten yapılmış ekranlama işlevi görecek olan bir metal kutuya yerleştirilmiştir.

Montaj işlemlerinin tamamlanmasının ardından ilk olarak kararlılıkla ilgili analizler yapılmıştır. Farklı kutuplama değerleri altında osilasyon olup olmadığı incelenmiştir. Akım-gerilim eğrileri çıkartılarak transistörün doğru akım altındaki davranışı incelenmiştir. Devrede kararlılık ve doğru akım açısından bir sorun olmadığı görüldükten sonra devrenin küçük işaret altındaki davranışı incelenmiştir. Kazanç ve yansıma değerleri incelenmiş, benzetimler ile karşılaştırılmıştır. Benzetimler ile büyük fark olmadığı görüldükten sonra güç kazancı, çıkış gücü ve verim ölçümüne geçilmiştir.

Devre üzerinde yapılan ince ayardan sonra ölçülen en yüksek güç eklenmiş verim (PAE) 8.1GHz'de 27dBm giriş gücü ile % 52.1 olmuştur. Aynı frekans ve giriş gücünde çıkış gücü 36.6dBm (~4.5W) olarak ölçülmüştür. %50 ve üzeri verim için bant genişliği yaklaşık 300MHz'dir (7.9-8.2 MHz) ve kazanç da 9-10 dB arasındadır. Kuvvetlendirici 37dBm (5W) çıkış gücü sağlayabilmektedir.

Güç kuvvetlendiricileri doğrusal olmayan bölgede çalıştırıldıkları için giriş işareti ile çıkış işareti arasındaki genlik ve faz değerinin değişimi düzenli olmamaktadır. Bu durum kuvvetlendiricinin doğrusallığını bozmaktadır. Doğrusallığı bozulan bir kuvvetlendirici de kuvvetlendirdiği işaretin yapısını bozacağı için modülasyonu da etkilemektedir. Bu nedenle bu değişimin ve doğrusallıktaki bozulmanın incelenerek haberleşme sistemin modülatör kısmının buna göre tasarlanması önemli bir ihtiyaçtır.

Tez çalışmasında F sınıfı kuvvetlendirici tasarımına ek olarak güç transistörlerinde faz ve genlik duyarlılığı da incelenmiştir. Tek değişkenli, 1. dereceden duyarlık analizi ile inceleme yapılmıştır. Yapılan analiz ile bir güç transistöründeki baskın parazitik elemanların devrenin faz ve genlik cevabına etkisinin ağırlıkları belirlenmiştir. Sayısal analizlerde ticari bir GaN SiC-HEMT transistörün üretici firma tarafından sağlanan teknik bilgileri kullanılmıştır. Elde edilen sayısal verilere göre çıkış direnci faz duyarlılığı üzerindeki en baskın elemandır. Genlik duyarlığında da g_m değerinden sonra en baskın eleman yine çıkış direnci olarak belirlenmiştir.

Elde edilen ifadeler genel olup farklı bir alan etkili transistör için de benzer hesaplamalar yapılabilir.

X BAND HIGH EFFICIENCY CLASS F GaN ON SiC-HEMT HIGH POWER AMPLIFIER DESIGN FOR SMALL SATELLITES AND AMPLITUDE & PHASE SENSITIVITY ANALYSIS FOR RF POWER FETS

SUMMARY

Space race is also a race about the technological development. Artificial satellite technology and research is one of the main branches at this race, which uses all facilities of the technological developments on materials, mechanics and especially electronics. Satellite communication is one of the most important topics for satellite technology. If a satellite has active communication link, it means the satellite is functioning even if some subsystems are not available at the satellite. Wireless communication system of the satellite provides data from sensors to ground station and receives commands from ground station.

Nowadays, small satellites become more popular because of their low cost and short design period. Development of material, mechanical and electrical technologies makes small satellites more efficient and capable. Especially, low launch and deployment costs of small satellites make them suitable research tools for universities. A lot of scientific researches can be handled with small satellites in the universities. Additionally, these days many companies prefer to use small satellites to test their products under space conditions to get space heritage.

Although small satellites have advantages in terms of cost and time, there are two important restrictions for small satellite systems: Short communication window limits the amount of data transfer, and small surface area of the satellite limits the received energy from solar panels.

Small satellites are located on low earth orbit (LEO) which means 400-2000km altitude. Therefore, their speed is very high ($\sim 7.5\text{km/second}$) around the Earth. Generally, ground stations can receive data above a few degree from the horizon. However, high orbital speed causes decreased communication window. Ground stations usually have a few minutes for communication. Short communication time may not be enough for large data packages with low data rate communication systems. Therefore, ground station has to wait for another suitable pass.

Small satellites require high data rate communication systems to receive data such as high-resolution images, high accuracy position sensor data etc. Wide bandwidth systems with high carrier frequency are necessary to transfer large data. To increase data rate without expanding the bandwidth is to use a complex modulation such as QAM. Generally, combination of wideband signal and complex modulation is more efficient to increase data rate.

On the other hand, small satellites have small surface area. Therefore, the number of the solar panel that can be placed is limited. Power generation capability of the solar panels determine the power budget of the satellite. This constraint forces designers to make high efficiency devices.

In this thesis, a high efficiency and high power amplifier at X band is proposed. Designed amplifier is suitable for a small satellite transmitter. Amplifier has SMA female connectors. A commercially available GaN on SiC HEMT was used for the amplifier. GaN on SiC HEMTs have important advantages such as wider bandgap voltage, higher thermal conductivity, higher power capability, higher impedance and higher breakdown voltage than GaAs devices. These advantages also makes GaN devices very suitable for satellite applications.

Efficiency of a high power amplifier can be increased by harmonics' appropriate terminations. Class F was preferred for the proposed X band amplifier. At the output, 2nd harmonic component was terminated as short circuit and 3rd harmonic component was terminated as open circuit. At the input, both 2nd and 3rd harmonic components are shorted.

Proposed amplifier was completed in three steps: Nonlinear transistor model import and its verification, computer aided design, assembly and tests.

After the decision of the RF power transistor, its nonlinear model was provided from the manufacturer company. Model was imported to computer aided design tool. Then imported model's small signal and DC analysis were obtained to compare with measured data of the transistor for the verification of imported model.

After successful import of the nonlinear model, designing on an electronics design automation tool for Class-F amplifier started. First of all, harmonics' terminations were prepared for the input and output stages. Microstrip lines were preferred instead of discrete components at the termination stages. Because, behavior of discrete components may not be suitable at the high frequency region. DC bypass capacitors before connectors, coupling capacitors onto the bias lines and a parallel resistor-capacitor couple for the stability were inserted to the structure. A basic optimization was run to satisfy proper harmonics terminations for the Class F amplifier after the essential discrete components were added. To determine the impedance for the main signal, source and load pull analysis were carried out for the best PAE. After determination of the input and output impedances for the best efficiency, double stub tuning was preferred for the matching. Final design with microstrip lines and some additional discrete components was simulated on the EDA tool.

After simulation, all microstrip lines and via holes were considered under electromagnetic simulation to determine coupling and radiation effects of the microstrip lines. In this part, a basic optimization was also run. After verification of the final optimization, layout of the circuit was prepared for the printed circuit board fabrication.

Circuit was divided into two parts. Input and output printed circuit boards were fabricated separately. Golden plating was preferred for the surface finish.

Brass plate was used as the carrier for the PCBs. Metal case was also made by brass. After the assembly of the circuit, it was tested to observe stability of the amplifier. At the next step, small signal performance was measured and compared with the simulation data. At the small signal measurements, a small difference was observed at the gain. EDA tool was used to understand and solve the problem. After a basic tuning at the output stage impedance matching circuit, measured small signal gain became similar to simulation result. Then; efficiency, high power gain and output power were measured at the several input frequencies.

Final circuit has 52.1 % peak efficiency with 27 dBm input power at the 8.1 GHz. Output power is 36.6 dBm (~4.5W). Designed amplifier has more than 50% efficiency between 7.9 GHz and 8.2 GHz. Amplifier is able to satisfy 5W output power capability.

High power amplifiers operate at the saturation region to obtain high efficiency. This situation causes nonlinear distortions on the phase and amplitude of the signal.

Additionally, in this thesis, first order single parameter phase and amplitude sensitivity analysis of a RF power FET was derived. At the beginning of the study, equivalent circuit for a power FET was determined. Most dominant components were used at the equivalent circuit of a power FET. Source and load resistors were added for the circuit analysis. Circuit function of the equivalent circuit was derived to find for the sensitivity analysis. Obtained circuit function was verified at the EDA tools NI AWR and PSpice. After verification of the derived equations, a commercial GaN on SiC HEMT's model data was used to find weights of the transistor's intrinsic parameters. According the numerical analysis, output resistor and output capacitor are the most dominant components on phase sensitivity respectively. g_m value and output capacitor are dominant components on the amplitude function sensitivity respectively.

1. GİRİŞ

İletişim, Türk Dil Kurumu sözlüğünde şu şekilde açıklanmıştır: Duygu, düşünce veya bilgilerin akla gelebilecek her türlü yolla başkalarına aktarılması. İletişim, bütün canlılar için hayati öneme sahiptir. Özellikle toplu halde yaşayan canlılar iletişim içerisinde oldukça güvenliklerini sağlayabilir, kaynakları verimli kullanabilir ve çoğalabilir. İletişimin sadece insanlar ya da hayvanlar için olduğu düşüncesi de çok doğru bir fikir değildir. Günümüzde yapılan bazı araştırmalarda bazı bitkilerin rüzgarı kullanarak kimyasal yolla birbirlerine mesaj gönderip iletişime geçerek tehlike anında birbirlerini uyardıkları ispatlanmıştır.

Daha karmaşık ilişkilere sahip insanoğlu da var olduğu günden bu yana iletişim için ses, görünür ışık, duman, ulak gibi yöntemleri kullanmıştır. Dünya nüfusunun artması ve yeni bölgelerin keşfiyle birlikte daha uzaklardaki başka topluluklar ile iletişime girilmeye başlandı. Mesafelerin artmasıyla sadece bilginin taşınması değil, bilginin taşınma süresi ve güvenliği de daha önemli hale gelmeye başladı. İnsanlık tarihi, geciken ya da iletilemeyen bilgiler sonucunda büyük değişikliklere yol açan birçok olayla doludur.

Teknolojik gelişmeler de doğal olarak iletişim sistemlerinin gelişimine doğrudan yansdı. İletişim tarihinin hiç şüphesiz en önemli sıçrama noktası elektriğin icadından kısa bir süre sonra telgraf ve telefonun iletişimde yaygın olarak kullanımıdır. Bu sayede iletken teller yardımıyla uzun mesafelere bilgi aktarımı çok hızlı bir şekilde yapılmaya başlamıştır. Ancak gelişen ve genişleyen dünyaya teller ile bilgi iletimi de yetmemeye başladı. Bu noktada da insanlığın yardımına telsiz iletişim yetişti.

Antik çağlarda kehribarın saç teli, kuru yaprak gibi hafif nesneleri çekmesinin ardındaki gizemli gücün araştırılmasıyla başlayan süreç, yüzlerce yılın ardından 1820’de akım geçen bir telin yanına koyulan pusula iğnesinin sapmasına sebep olduğunu bulan Hans Christian Oersted ile başka bir boyuta taşınmıştır. 1873 yılında modern elektromanyetik teorisinin 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 (Pozar, 1998).

İnsanlık açısından bir yıkım olsa da, insanoğlunun yok etme hırsının bir ürünü olan 2. Dünya Savaşı, radar gibi önemli bir askeri ihtiyacın gelişmesine sebep olmuştur. Bu sayede yüksek frekanslı devrelerin ve sistemlerin gelişimi hızlanmıştır. Bu dönemde dalga kılavuzu yapıları ve anten gibi mikrodalga için önemli sistemler geliştirilmiş, ayrıca mikrodalga devre teorisinin de temelleri atılmıştır (Pozar, 1998).

İlerleyen yıllarda transistörün icadı ve tümdevre teknolojisinin ilerlemesiyle birlikte mikrodalga devreler ve sistemler de son 50-60 yıl içerisinde çok hızlı bir şekilde gelişmiştir. Birkaç MHz’lerden başlayan süreç, günümüz dünyasında terahertz frekanslara kadar gelmiştir ve daha da ileriye doğru durmadan ilerlemektedir.

Gökyüzünün gizemleri de insanlığın başlangıcından beri önemli bir ilgi alanı olarak karşımıza çıkmaktadır. Uçakların icadıyla birlikte gökyüzüne hakim olmanın önemi anlaşılmış, bu ivme ile daha yükseklerle ulaşma hedefiyle uzay araştırmaları başlamıştır. İlk uydu olan 58 cm boyutundaki Sputnik 4 Ekim 1957’de yörüngeye oturtulmuş ve dünya etrafında 1440 tur atarak insan yapımı ilk uydu olarak tarihe geçmiştir. Böylece iletişim tarihinde çok önemli bir değişimin de başlangıcını yapmıştır. Soğuk savaş başlatan önemli sebeplerden biri olması bir kenara bırakılırsa, Sputnik, uzaydan 20,005 ve 40,005 MHz frekanslarında yayın yaparak haberleşme dünyasına yeni bir konu kazandırmıştır. Uzay araştırmaları ilerledikçe, sadece dünya yörüngesinden değil, çok daha uzaklardan veri almak için gerekli sistemler tasarlanmıştır. Gelişen uydu teknolojileri bize uzaydan daha çok bilgi sağlamış, artan bilgi miktarı iletişim hızının da artırılması ihtiyacını doğurmuştur. Bugün, çok geniş bantlı sistemler uzay araçlarında ve uydularda başarılı bir şekilde çalıştırılabilmektedir.

Günümüzde insan yapımı uyduların önemli bir kısmı alçak yörünge (Low Earth Orbit) kabul edilen 400-1500 km aralığında veya yerdurağan yörünge (Geostationary Orbit) olan 36000 km civarında konumlandırılmıştır (Braun, 2012). Yerdurağan uydular genelde ticari haberleşme ve TV yayını uyduları olup birkaç ton ağırlığında büyük uydu sınıfına girmektedirler. Alçak yörüngedeki uydular ise 1 kg’dan başlayıp birkaç yüz kilograma kadar değişen ağırlıklardadır. Bu uyduların genelde 100 kg ağırlığa

kadar olanları düşük maliyetlerinden dolayı bilimsel amaçlarla çoğunlukla üniversite ve araştırma kurumları tarafından üretilmiş uydulardır.

Alçak yörüngedeki uydular, konumlarından dolayı dünya etrafında yaklaşık 7,5 km/saniye gibi çok yüksek hızda dönmektedirler. Yüksek hızda hareket ediyor olmaları sebebiyle iletişim pencereleri de birkaç dakika ile sınırlıdır. Küçük uydu olarak sınıflandırılan bu uydulara, teknolojiadaki gelişmelerle birlikte daha yüksek çözünürlüklü kameralar ve daha fazla sayıda sensör yerleştirilebilmektedir. Toplanan bu verilerin miktarının artması ve uydulardan veri alınabilecek sürenin kısıtlı olması daha yüksek frekanslarda daha hızlı iletişim sistemlerine olan ihtiyacı doğurmuştur.

Büyük uydularda yüksek frekanslarda yüksek çıkış gücü alabilmek için tüplü kuvvetlendiriciler (TWTA) yoğun olarak kullanılmaktadır. Ancak son yıllarda uzay ortamında çalışabilecek yapıda, yüksek frekanslarda yüksek güç üretebilen transistörlerin üretilmeye başlanmasıyla devre boyutları küçülmüş, verimleri artmış ve 100 kg'den küçük uydularda da X ve Ku band gibi yüksek frekanslarda geniş bantlı haberleşmenin önü açılmıştır.

1.1 Yüksek Güçlü RF Kuvvetlendiriciler

Telsiz iletişim sistemlerindeki cihazlar “alıcılar” ve “vericiler” olmak üzere iki ana başlıkta incelenebilir. Alıcı sistemler vericiden gönderilen elektromanyetik işareti bir anten yardımıyla elektriksel işarete çevirir, elektriksel işareti gerekli işlemlerden geçirir ve taşınan bilgiyi kullanıcıya iletir. Alıcı sisteme gönderilen işaret, verici cihazdaki anten tarafından iletim ortamına (hava ya da boşluk) yayılır. Boşluğa yayılan işaretin gücü, taşıyıcı işaretin frekansına ve alıcı ile arasındaki mesafeye bağlı olarak alıcıya doğru ilerlerken yol boyunca azalır. Alıcıya ulaşan işaret gücünün belli bir seviyede olması gereklidir. Bu seviyeye, alıcının alıcı hassasiyeti (receiver sensitivity) adı verilir. Alıcı ve verici antenlerin arada hiçbir engel olmaksızın birbirine baktığını ve yansıma, kırılma ve saçılma gibi bozucu etkenlerin olmadığını varsayarsak, alıcıya doğru ilerleyen işaretin gücü mesafenin karesi ile orantılı olarak azalır (Schiller, 2003, s. 36). P_T vericinin gücü, G_T verici antenin kazancı, P_D alıcı antenin bulunduğu noktadaki güç yoğunluğunu, d ise mesafeyi gösterirse, alıcı antenin bulunduğu noktadaki güç yoğunluğu şu şekilde ifade edilebilir (Steer, 2010, s. 80):

$$P_D = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \quad (1.1)$$

Bu ifadeye anten kazançları (G_R , alıcı anten kazancı) ve işaretin dalga boyu (λ) da eklenirse alıcıdaki alınan gücün ifadesi şu şekildedir:

$$P_R = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \frac{G_R \lambda^2}{4\pi} = P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1.2)$$

1.2 ifadesinde anten kazançları ve çıkış gücü haricinde kalan kısım olan $(\lambda/4\pi d)^2$ ele alınırsa ve frekans olarak MHz, uzaklık olarak da metre kullanılacak olursa; d uzaklığında, f frekanslı bir işaretin zayıflama miktarı şu şekilde hesaplanabilir:

$$Yol Kaybı (dB) = 20 \log_{10} d + 20 \log_{10} f - 27.55 \quad (1.3)$$

Bir alıcının önemli bir özelliği olan alış hassasiyeti, işaretin bant genişliğine göre bir sınır değer alır. 1928’de Johnson ilk defa, dışarıdan akım kaynağına bağlı olmasa da bir direnç üzerinde bir akım oluştuğunu ve gürültüye yol açtığını gözlemledi. Bu akım, iletken içindeki taşıyıcıların rastgele hareketlerinden oluşmaktadır. Bu akımın oluşturduğu güce gürültü gücü diyebiliriz, herhangi bir T sıcaklığında, B bant genişliğindeki bir işaretin ortalama gürültü gücü P_n aşağıdaki gibidir (Ludwig ve Bogdanov, 2009, s. 677):

$$P_n = kTB \quad (1.4)$$

Bu ifadeleri sayısal bir örnek ile açıklayalım. Aralarında 100 km mesafa olan bir alıcı ile verici 8 GHz taşıyıcı frekansında 10 MHz bant genişliği kullanarak haberleşiyor olsun. Bu durumda 100 km mesafede oluşan zayıflama yaklaşık 150,5 dB civarındadır. Gürültü gücü de 27 °C (300 K) sıcaklıkta -133,8 dBm’dir. Bu durumda elimizde gürültüsüz ideal bir alıcı olduğunu varsayarsak ve antenden kaynaklı diğer olumsuz etkileri ihmal edersek, bu alıcıya gelen işaret -133,8 dBm’den daha düşük güçteyse, gelen işaret gürültüye karışacağı için algılanamayacaktır. Teorik olan bu değer bir kenara bırakılır ve gerçek cihazların alış hassasiyetleri ele alınırsa çok daha farklı bir durum ortaya çıkmaktadır. Örnek olarak, ticari bir X bant alıcının alış hassasiyeti -90 dBm civarındadır (Nanowave, 2014). Bu değer ile yeniden hesap yapılacak olursa 100 km mesafeden veriyi gönderebilmek için alıcıdaki güç seviyesi, alıcı cihazın

algılayabileceği seviyeden daha büyük olmalıdır (1.5a). Anten kazançları 10 dBi alınacak olursa, gerekli çıkış gücü 1.5b'de görüldüğü gibi 1 W'tan fazla olmalıdır.

$$Alıcı_{Hassasiyeti} > P_T + G_T + G_R - P_{zayıflama} \quad (1.5.a)$$

$$P_T > 150.5dB - 90dBm - 10dBi - 10dBi = 30.5 \quad (1.5.b)$$

1 W çıkış gücü, düşük güçlü bir kuvvetlendirici tarafından sağlanamayacak bir güç seviyesidir. Ayrıca uzaklık, frekans ya da bant genişliği arttıkça gerekli çıkış gücü de artacaktır. Bu örnek yüksek güçlü kuvvetlendiricilerin neden gerektiğini göstermektedir.

Vericiler, frekanslarına ve kullanım yerlerine göre farklı güçlerde olabilir. Radar vericileri (S, L, C bant) ve radyo-TV vericileri (VHF, UHF) genelde 1000 W ve üzeri yüksek çıkış güçleri ile yayın yapmaktadır. Baz istasyonu ve uydu yer istasyonu vericileri (Ku, Ka Bant) gibi vericiler 5-100 W arası çıkış gücü ile yayın yapmaktadır. Bu vericilerin çıkış katlarında bulunan güç kuvvetlendiricileri tek bir transistör ile yapılabileceği gibi birden fazla transistör kullanılarak da yapılabilir. Günümüzde 1200 W çıkış gücünü sağlayabilen transistörler kullanımdadır (NXP, BLF578, VHF bandı).

Kuvvetlendiriciler kutuplama ve çalışma koşullarına göre sınıflandırılabilir (Colantonio ve diğ., 2009, s. 25). A, B, AB ve C sınıfı gibi kuvvetlendiricilerde kutuplama gerilimleri belirleyicidir. A sınıfı kuvvetlendiricilerde sukunette akım akıtılarak daha doğrusal bir kuvvetlendirme sağlanırken C sınıfı kuvvetlendiricilerde sukunette akım akıtmayacak şekilde kutuplanan kuvvetlendirici sayesinde verim arttırılır. E ve F sınıfı gibi kuvvetlendiricilerde ise devre sonlandırım yapısı ile çıkış işareti şekillendirilir ve verim arttırılmaya çalışılır.

Bu tez çalışması kapsamında F sınıfı kuvvetlendirici tasarımı üzerine odaklanılmıştır. F sınıfı kuvvetlendiricinin çalışması, çıkıştaki akım ve gerilimin yeniden şekillendirilmesine dayanmaktadır. Gerilim şeklinin düzleştirilmesinin faydaları 1919'da biliyordu (Gao, 2006). Tyler, F sınıfı kuvvetlendiricilerle ilgili olarak 1958'de ilk defa genel tanımlamayı yapmış ve uygulama sunmuştur. 1967'de de Snider UHF bandında ilk F sınıfı kuvvetlendirici sunmuştur (Gao, 2006'da atıfta bulunulduğu gibi). Raab, Kazimierczuk ve Molnar tarafından geliştirilen teorilerden faydalanarak sonlu sayıda harmoniği kullanılarak çıkış gücü ve verim üzerindeki olumlu etkilerini göstermiştir (Colantonio ve diğ., 2009, s. 268'da atıfta bulunulduğu gibi). F sınıfı

kuvvetlendirici teorisi başarılı bir şekilde Ka bant gibi çok yüksek frekanslı kuvvetlendiricilere uygulanmıştır (Colantonio ve diğ., 2009, s. 268).

1.2 Küçük Uydular

Sputnik ile başlayan uzay çağı, o zamanlar önemli bir kısıtlamayla karşı karşıyaydı. O dönemin roketleri sadece birkaç on kilogramlık yükler taşıyabiliyorlardı. Bu durum uydunun yeteneklerini ve üretebileceği enerjiyi kısıtlamaktaydı, bu da uydunun yapabileceği işleri önemli derecede kısıtlamaktaydı. Daha yetenekli uydu demek, daha büyük boyut ve daha fazla kütle demek olduğu için ilk olarak roketlerin geliştirilmesinin gerekliliği açıktı. O zamandan günümüze roketlerin taşıma kapasiteleri arttırıldı. Aynı zamanda uzay bilimlerdeki gelişmelerle birlikte uydular çok daha uzak yörüngelere başarılı bir şekilde yerleştirilmeye başlandı. Son 60 yıldaki bu hızlı gelişim farklı amaçlar için farklı boyutlarda birçok uydunun yapılmasına sebep olmuştur. 1957'den beri 6000'den fazla farklı kütle ve boyutlardaki uydu yörüngeye yerleştirilmiştir ve bunların 1000'den fazlası hala çalışır durumdadır. Mevcut uyduların %90'ı Rusya, Çin, ABD ve Avrupa Birliği ülkeleri tarafından gönderilmiştir. İran, Kuzey Kore ve Güney Kore de fırlatma kapasitelerini arttırmaya çalışmaktadır. (Jakhu ve Pelton, 2014, Bölüm 1-2)

Küçük uydular kütle ve boyutlarına göre sınıflandırılmaktadır. Farklı sınıflandırmalar olsa da Jakhu ve Pelton'a göre (2014, s. 2) genel olarak kabul gören sınıflandırma şu şekildedir:

Çizelge 1.1 : Küçük uyduların sınıflandırılması.

Uydu Türü	Kütle
Mini Uydu	<1000 kg
Mikro Uydu	<100 kg
Nano Uydu	< 10 kg
Piko Uydu	<1 kg

Kütle tanımı sınıflandırmada kullanılsa da uydunun şeklini, yapısını, görev sınırlarını belirlemede bir sınır koymamaktadır. Uydunun kullanım amacı dikkate alındığında farklı bir tablo karşımıza çıkmaktadır. Çizelge 1.2'de kullanım amacına göre uyduların sınıflandırılması verilmiştir.

Çizelge 1.2 : Küçük uyduların kullanım amacına göre sınıflandırılması.

Uydu Türü	Kütle	Uygulama
Küçük Uydu	100-1000 kg	İletişim, Uzaktan Algılama, Meteoroloji, Bilimsel Amaçlar
Mikro Uydu	10-99 kg	Veri Toplama, Bilimsel Amaçlar, Üniversite Çalışmaları
3U Küp Uydular	10-20 kg	Bilimsel Amaçlar, Üniversite Çalışmaları
Küp Uydular	5-10 kg	Nadiren Bilimsel Amaçlar, Üniversite Çalışmaları
Nano, Piko, Femto Uydular	< 5kg	Üniversite Çalışmaları

Küçük uydular düşük maliyetleri ve daha kısa sürede tamamlanabiliyor olmaları sebebiyle giderek daha fazla ilgi çekmeye başlamıştır (Sandau, 2010). Gelişen teknoloji ile küçük uyduların yeteneklerinin artmaya başlaması, küçük uyduları da ticari dünyaya sokmuştur. Ticari küçük uyduların gelişmeye başlaması uydu dünyası için koşulların değişmeye başlamasına sebep olmuştur. Çok büyük bütçe gereksinimleri sebebiyle uydu çalışmaları sadece hükümetler tarafından desteklenebilmekteydi. Artık günümüzde uydu konusunda çalışmakta olan birçok irili ufaklı firma mevcuttur.

Nakasuka (2013), uyduların maliyeti ve güvenilirliği üzerine yaptığı çalışmada, uydu yetenekleri, maliyetleri, işgücü gereksinimi ve güvenilirliği üzerine yaptığı çalışmada uyduların yeteneklerinin azaltılarak (küçük uydu gibi) güvenilir uyduların çok daha düşük maliyet ve sürede yapılabileceğini belirtmektedir.

Uzay ve uydu konularından bahsedilirken uzay çöplerinden bahsedilmesi gerektiğine de inanmaktayım. Burada bir ara parantez açarak uzaydaki mevcut durumu biraz inceleyelim. Şu anda dünya yörüngesinde, Uzay Gözetleme Ağı (Space Surveillance Network) tarafından izlenen ve boyutu tenis topundan daha büyük (10 cm) 22.000 cisim vardır. Bilyeden (1 cm) daha büyük cisim sayısı ise 500.000'dir. Noktadan (1 mm) daha büyük cisim sayısı ise 100 milyondan fazladır. Boyutu 0,2 mm olan bir uzay çöpünün bir uzay giysisini delebileceği belirtilmektedir. Saniyede kilometrelerce hızda dünya etrafında dönen bu çöpler uydular için çok büyük tehdit oluşturmaktadır. İlk rapor edilen uzay kazası da 1996'da olmuştur. Çarpışmalar sonucu oluşan binlerce parçacık da uzay boşluğuna yeni çöpler ve yeni tehditler olarak dağılmaktadır. (Jakhu ve Pelton, 2014, Bölüm 1). Bu durum sinema dünyasına da ilham vermiş ve Oscar ödüllü 2013 yapımı Yerçekimi (Gravity) filmi birçok bilimsel uzay araştırmasından daha fazla olan 100 milyon ABD \$ bütçesi ile çok eleştiri alsa da uzay çöpünün

tehlikesini görsel olarak insanlara aktarmıştır. Uzayın plansız şekilde doldurulmasının, bir süre sonra uydu üreticilerinin ve fırlatıcılarının başını çok ciddi ağrıtaacağı açıktır.

Küçük uyduların kısa sürede ve daha düşük maliyetlerle daha küçük bir ekip ile hazırlanabiliyor olması küçük uydulara olan ilgiyi daha da arttıracaktır. Bu doktora tezi çalışmasında da küçük uydularda çalışabilecek bir donanım üzerinde çalışılarak uzay ve uydu araştırmalarına bir katkı sağlamak hedeflenmiştir.

1.3 Tezin Amacı

100 kg'dan küçük uyduların düşük maliyetli olması önemli bir üstünlük olsa da boyutlarının küçük olması tasarım açısından birçok kısıtı da beraberinde getirmiştir. Bu kısıtların en önemlileri uydu hacminin küçük olmasından dolayı kullanılabilecek alt sistem sayısının azalması ve dış düzeyinin daha küçük olmasından dolayı daha az güneş paneli yerleştirilebildiği için kısıtlı enerji üretimidir. Bu iki önemli kısıt, uyduda kullanılan alt sistemlerin daha küçük boyutlu ve daha verimli olarak tasarlanmaları ihtiyacını doğurmuştur. Artan iletişim hızı ihtiyacı da daha yüksek frekanslı ve daha geniş bantlı haberleşme sistemlerini gerektirmektedir.

Bir iletişim sisteminde, en çok güç tüketen, bu nedenle de sistemin veriminin belirlenmesinde baskın olan yapı, çıkış katındaki yüksek güçlü kuvvetlendiricidir. Veri hızını arttırmak için de sadece bant genişliğinin artırılması değil, aynı zamanda daha karmaşık ve gelişmiş modülasyon türlerinin kullanımı gereklidir. Konuya küçük uyduların haberleşme açısından bakılması durumunda yüksek frekanslı ve geniş bantlı bir haberleşme sisteminin verimli ve küçük boyutlu olması için çıkış katında tüplü kuvvetlendiriciler yerine transistör gibi katı hal yapıları sistemlerin kullanılması daha uygundur.

Bu tez çalışması 2 ana başlıktan oluşmaktadır: Belirlenen özelliklere sahip bir güç kuvvetlendiricisi tasarımı ve RF güç transistörlerin doğrusallık konusundaki özelliklerinin incelemesi amacıyla yapılmış duyarlık analizi.

Uzaydan dünyaya telsiz olarak veri gönderimi için uyduda kullanılarak verici sistemin çıkış katında yüksek güçlü bir kuvvetlendiriciye ihtiyaç duyulmaktadır. Hedeflenen güç kuvvetlendiricisinin X bandında çalışması, en az 4 W çıkış gücü üretebilmesi ve en az 150 MHz bant genişliğine sahip olması gerektiği belirlenmiştir. Tasarlanacak kuvvetlendiricinin yüksek verimde olması ve doğrusallığının da ön gürültü düzeltim

katıyla beraber çalışabilecek yeterlikte olması gereklidir. Fiziksel olarak da uzay koşullarına dayanıklı olması en önemli koşuldur.

İletişim hızının arttırmanın diğer bir yolu da iletişim için kullanılan modülasyondur. Modülasyonun derecesi ve karmaşıklığı arttıkça daha yüksek hızda veri iletimi mümkündür. Ancak karmaşıklığın artması, yüksek frekanslı modülasyonlu işaretin de dikkatli bir şekilde işlenmesini gerektirir. Örneğin; QAM gibi hem genlik hem de faz değişimi içeren bir modülasyon türünde kuvvetlendiricilerin doğrusal olması gereklidir. Her ne kadar günümüzde sayısal ve yazılım temelli modülatörler ön gürültü (predistortion) düzeltimi yapsa da, bu düzeltim sınırlı bir miktarda yapılabildiği için sistemde kullanılan analog devrelerin tasarımında bu sınırların aşılmasına dikkat edilmelidir. Yüksek güçlü kuvvetlendiriciler doğrusal olmayan bölgede çalıştırıldıklarında daha verimli çalışmalarına rağmen, kuvvetlendiricinin kullanılacağı haberleşme sistemine (modülasyona bağlı olarak) uygun şekilde tasarlanması gerekir. Bu da güç kuvvetlendiricilerinin genelde daha doğrusal olan ancak daha düşük verimli bölgede çalışmaları anlamına gelmektedir. Transistörün fiziksel yapısından kaynaklanan istenmeyen etkiler kuvvetlendiricinin doğrusallığını bozmaktadır. Bu etkiler doğrusal olmayan bölgede daha baskın hale gelmektedir. Tezin ikinci bölümünde, transistörün iç yapısından kaynaklı etkilerin daha iyi anlaşılabilmesi için fiziksel yapıdan kaynaklı etkilerin genlik ve faz fonksiyonu üzerindeki bozucu etkisi incelenmiştir. Bunun için ayrıntılı bir devre analizi yapılmış, elde edilen devre fonksiyonu kullanılarak faz ve genlik için duyarlık analizi yapılmıştır.

1.4 Yöntem

Tezin ikinci kısmında ilk olarak tasarım için gerekli teorik bilgiler sunulmuştur. Ek olarak teknolojik karşılaştırmalar yapılmış ve tasarım konusunda önemli kararların nasıl verildiği açıklanmıştır. Bu bölümde ilk olarak güç kuvvetlendiricilerine olan ihtiyacın neden kaynaklandığını anlatılmıştır. Güç kuvvetlendirici türleri açıklanarak verim artışı için önerilen yapılar tartışılmıştır. Sonraki aşamada ise seçilen F sınıfı kuvvetlendiricinin teorik yapısından bahsedilmiştir. Kuvvetlendiricinin en önemli elemanı olan transistör seçimi için transistörler karşılaştırılmış ve çeşitli üstünlüklerinden dolayı tasarım için seçilen GaN HEMT yapıların özellikleri daha ayrıntılı olarak verilmiştir.

3. kısımda ise F sınıfı bir kuvvetlendiricinin X bant için tasarımı ayrıntılı bir şekilde anlatılmıştır. İlk olarak doğrusal olmayan transistör modelinin hazırlanması ve modelin doğrulanması işlemi yapılmıştır. Ardından seçilen harmonik sonlandırım yapıları ile başlanarak empedans uydurucu devreler adım adım tasarlanmıştır. Tasarım sırasında uzay ortamına uyumlu devre elemanları tercih edilmiştir. Ayrıca devrenin uzay ortamına dayanabilecek yapıda olması için gerekli tasarım ilkelerine de dikkat edilmiştir. Tasarlanan mikroşerit yapılar elektromanyetik benzetim ile de test edilerek devreler üretime hazır hale getirilmiştir. Serimi yapılan devrenin üretimi ve montajının ardından başta kararlılık olmak üzere bütün elektriksel özellikleri test edilmiştir.

4. bölümde ise RF güç transistörleri için faz ve genlik duyarlığı incelenmiştir. Büyük işaretler ile çalışan güç kuvvetlendiricilerinde parazitik etkiler faz ve genlik için bozucu olmaktadır. Bu etkilerin kaynağının araştırılması için birinci devrece duyarlık analizi ile tek değişkenli olacak şekilde bir inceleme yapılmıştır. İnceleme için bir HEMT eşdeğer devresi ayrıntılı bir şekilde analiz edilmiştir. Analiz sonucu elde edilen devre fonksiyonu üzerinde faz ve genlik duyarlığı incelemesi, bir üretici firma tarafından sağlanan devre elemanı değerleri kullanılarak incelenmiştir.

Son bölümde ise elde edilen veriler değerlendirilmiş ve yorumlanmıştır.

2. RF GÜÇ KUVVETLENDİRİCİLERİ ve RF GÜÇ TRANSİSTÖRLERİ

Yüksek güçlü kuvvetlendiriciler antenden önceki son aktif devre olmaları sebebiyle toplam çıkış gücü, toplam doğrusallık gibi önemli değerlerin belirlenmesinde baskın elemandır. Ayrıca, yüksek güçlü kuvvetlendiricilerin kalbi olan güç transistörleri doğrusal olmayan bölgede çalıştırıldığı için kuvvetlendirici tasarımında küçük işaret modellerine dayalı doğrusal tasarım teknikleri kullanılamaz.

Tezin bu kısmında güç kuvvetlendiricileri daha iyi anlamak için güç kuvvetlendiricilerinin temelleri hakkında kısa bir bilgi verilmektedir. Güç kazancı, güç eklenmiş verim (power added efficiency), 1 dB bastırım noktası gibi önemli değerlerin tanımları yapıldıktan sonra kuvvetlendiriciler sınıflandırılmıştır. Devam eden bölümde tezin ana konusu olan F sınıfı kuvvetlendirici teorisi daha ayrıntılı olarak anlatılmıştır.

Yüksek güçlü ve yüksek frekanslı transistörler günümüzün önemli araştırma alanlarından birisi olarak karşımıza çıkmaktadır. Kısaca RF transistörlerden de bahsedildikten sonra tezin asıl konusu olan GaN HEMTler daha ayrıntılı bir şekilde anlatılmıştır.

Son olarak da güç kuvvetlendiricilerinde doğrusallık konusuna değinilmiştir.

2.1 RF Güç Kuvvetlendiricilerin Temelleri

Bir güç kuvvetlendiricisinin en önemli iki özelliği çıkış gücü ve verimidir. Bu değerler kuvvetlendiricinin çalıştığı frekansa ve bant genişliğine göre değişse de kuvvetlendiricileri değerlendirmekte kullanılan en önemli iki veridir.

Kuvvetlendiricinin değişken işaret çıkış gücüne $P_{RF, çıkış}$, çalışma gerilimine V_{DC} , çalışırken çektiği doğru akıma da I_{DC} diyecek olursak kuvvetlendiricinin güç kaynağından çektiği güç:

$$P_{DC} = V_{DC} I_{DC} \quad (2.1)$$

şeklindedir. Kuvvetlendiricinin verimi de çıkıştaki değişken işaret gücünün, güç kaynağından çekilen güce oranı olarak tanımlanır:

$$\eta = \frac{P_{RF,çıkış}}{P_{DC}} \quad (2.2)$$

$$Güç Kazancı, K_{güç} = \frac{P_{RF,çıkış}}{P_{RF,giriş}} \quad (2.3)$$

Bu ifade giriş gücünün yüksek olmadığı durumlarda yaklaşık olarak doğrudur. Ancak giriş gücünün çıkış gücüne göre çok düşük olmadığı, yani güç kazancının yüksek olmadığı durumlarda giriş gücünün de verim hesabında dikkate alınması gerekir. Güç kazancı çıkış gücünün giriş gücüne oranı olarak tanımlanır ve 2.3'te verilmiştir. Giriş gücünün yüksek olması durumunda giriş gücünün de toplam güç ve verimdeki etkisi dikkate alınmalıdır. Giriş gücüne $P_{RF,giriş}$ diyecek olursak, giriş gücünün dikkate alınarak hesaplandığı verime güç eklenmiş verim (power added efficiency, PAE) denir.

$$\eta_{PAE} = \frac{P_{RF,çıkış} - P_{RF,giriş}}{P_{DC}} \quad (2.4)$$

Her mühendislik çalışmasında olduğu gibi, güç kuvvetlendiricilerin de verimlerinin yüksek olması istenir. Güç kaynağından çekilen gücün çıkış gücü olarak yüke aktarılamayan kısmı ısı enerjisine dönüşür.

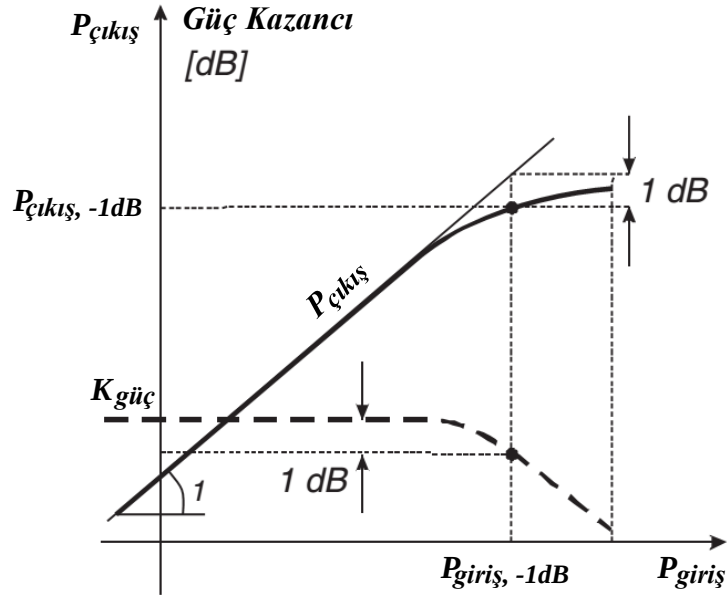
$$P_{ISI} = P_{DC}(1 - \eta_{PAE}) \quad (2.5)$$

Bu durumda kuvvetlendiricinin, özellikle de transistörün sıcaklığı yükselmeye başlar ve karşımıza önemli bir fiziksel sorun olarak çıkar. Güç kuvvetlendiricilerin en önemli bileşeni olan transistörler başta olmak üzere sıcaklığa duyarlı bütün bileşenler yüksek sıcaklıktan etkilendiği için kuvvetlendiricinin çalışma süresi, ömrü ve maliyeti etkilenir. Sıcaklık artışını dengeleyerek fazla ısının atılmasını sağlamak için devreye metal yapıları ısı soğurucular (heat sink) yerleştirilmesi gerekir. Bu da kuvvetlendiricinin ağırlığını, hacmini ve maliyetini artırır.

Uzay ortamında çalışacak cihazlarda, metal soğutucu gibi yapıların ek ağırlık ve hacim gerektirmesi fırlatma maliyetini de arttıran bir durum olarak karşımıza çıkmaktadır.

Teorik olarak, giriş gücünü arttırdıkça çıkış gücünün artması beklenir. Ancak transistörlerin akıtılabileceği akımın sınırlı olması ve bir sonraki bölümde incelenecek olan doğrusal olmayan etkilerden dolayı giriş gücü arttırılmasına rağmen çıkış gücü

artmamaya başlayacaktır. 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 noktaya 1 dB bastırma noktası denir. Şekil 2.1’de 1 dB bastırma noktası ve kazanç değişim verilmiştir (Colantonio ve diğ., 2009, s. 3). Sabit kazancın 1 dB düştüğü giriş gücü olarak da tanımlanabilir.



Şekil 2.1 : Giriş ve çıkış gücünün değişimi ile kazancın ilişkisi.

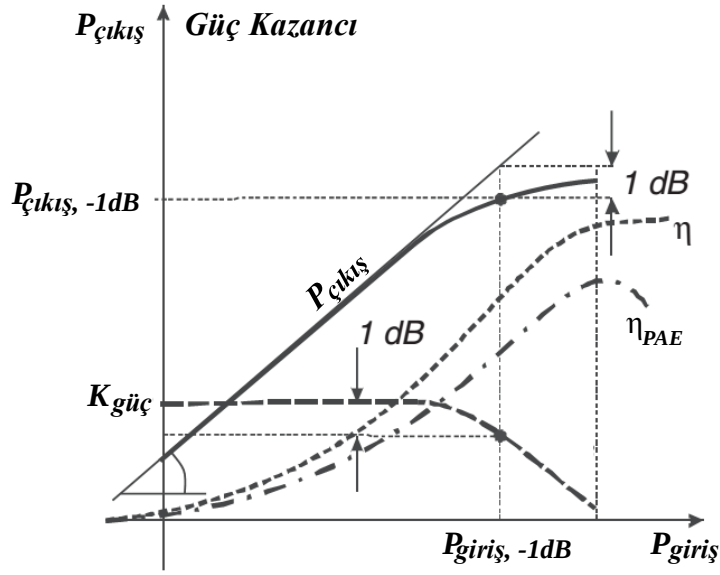
Eklenmiş gücü P_{EK} olarak tanımlarsak, çıkış gücü ve kazanç ifadesi ile aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$P_{EK} = P_{ÇIKIŞ} - P_{GİRİŞ} = P_{ÇIKIŞ} \cdot \left(1 - \frac{1}{K_{GÜÇ}}\right) \quad (2.6)$$

Güç eklenmiş verim de aşağıdaki gibi düzenlenebilir:

$$\eta_{PAE} = \frac{P_{EK}}{P_{DC}} = \frac{P_{ÇIKIŞ} - P_{GİRİŞ}}{P_{DC}} = \frac{P_{ÇIKIŞ} \cdot \left(1 - \frac{1}{K_{GÜÇ}}\right)}{P_{DC}} = \eta \cdot \left(1 - \frac{1}{K_{GÜÇ}}\right) \quad (2.7)$$

2.7 ifadesinde de görüldüğü gibi kazanç arttıkça savak verimi olarak da adlandırılan η , eklenmiş verime yaklaşmaktadır. Bu durum Şekil 2.2’de daha açık olarak görülmektedir.

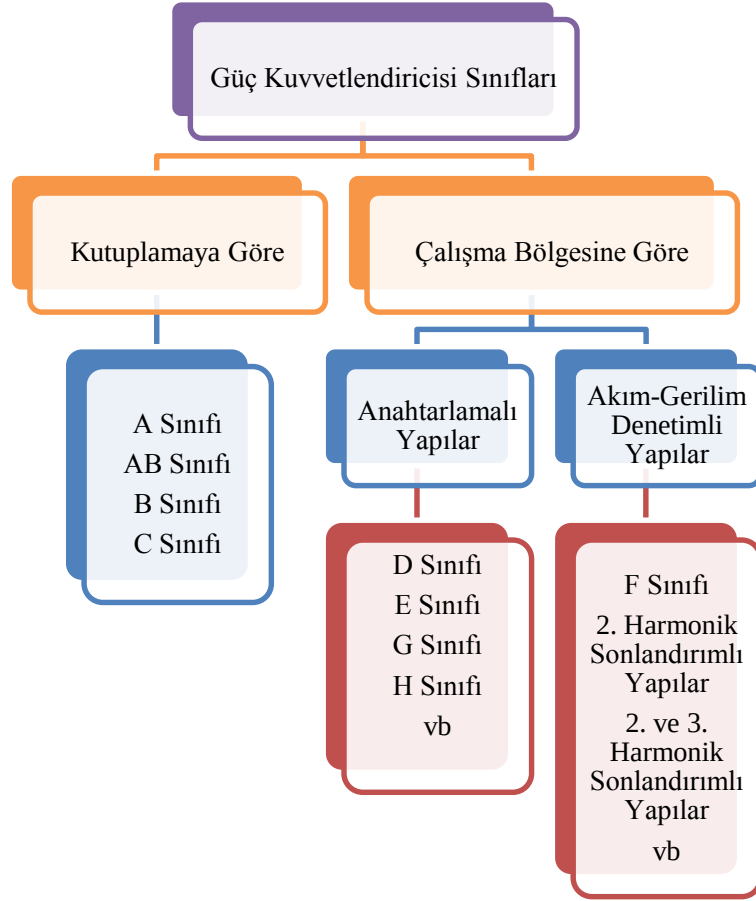


Şekil 2.2 : Eklenmiş verim ve güç kazancı ilişkisi.

2.2 Güç Kuvvetlendirici Sınıflarına Genel Bakış

Geleneksel ve kolay bir yöntem olarak, RF güç kuvvetlendiricileri kutuplamaya bağlı olarak çalıştığı sınıfa göre sınıflandırılabilir. İlk bakışta kolay bir yöntem olsa da yüksek frekanslı güç kuvvetlendiricilerinin sadece kutuplama sınıfına göre ayırmak yeterli olmayabilir. Güç kuvvetlendiricileri; A, AB, B ve C sınıfına ek olarak çalışma şekli ve çıkış katındaki empedans uydurucu kata bağlı sonlandırıcı yapısına göre de daha karmaşık dallara ayrılabilir. Ayarlı yük (tuned load) ve F sınıfı gibi yapılar buna örnek olarak gösterilebilir. Ancak kuvvetlendirici teorisinin ve kuvvetlendiricilerdeki doğrusal olmayan etkilerin araştırılması için geleneksel kutuplamaya bağlı sınıflandırma oldukça önemlidir. Temel teorik veriler geliştirilerek farklı sınıflardaki kuvvetlendirici teorileri de rahatlıkla açıklanabilir hale gelmektedir.

Sadece kutuplama sınıfı değil, transistör çıkışındaki işaretin iletim açısının (conduction angle) dikkate alınarak kuvvetlendiricilerin sınıflandırılması, daha açık bir sınıflandırma imkanı sağlamaktadır. Colantonio ve diğ.'ne göre (2009, s. 23), günümüzde de güç kuvvetlendiricilerin sınıflandırılmasında bu yapı tercih edilmektedir. Buna göre genel bir sınıflandırma yapısı Şekil 2.3'te verilmiştir.



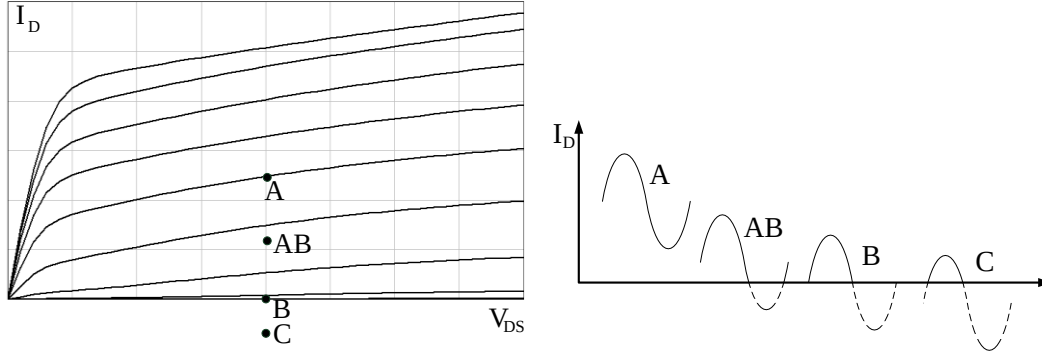
Şekil 2.3 : RF güç kuvvetlendiricilerin sınıflandırılması.

2.2.1 Kutuplamaya göre sınıflandırılmış güç kuvvetlendiricileri

Transistörlü bir kuvvetlendiricide transistörün sukunet durumunda akıttığı akıma göre çıkış işaretinin yapısı belirlenir. Örneğin; A sınıfı bir kuvvetlendirici sukunette yüksek akım akıtmakla birlikte, transistör girişindeki işaret bozulmadan kuvvetlendirilerek çıkışa iletilir. C sınıfında ise sukunette akım akıtılmaz, ancak çıkış işareti giriş işaretinin güç seviyesine bağlıdır ve çıkışta işaret ciddi bir genlik bozulmasına maruz kalır. Şekil 2.4'te kutuplamaya bağlı olarak çıkış akımı, Çizelge 2.1'de de çıkış işaretinin faz bilgisi ve giriş gücüne bağımlılığı verilmiştir (Colantonio ve diğ., 2009, s. 24).

Çizelge 2.1 : Kuvvetlendirici sınıflarına göre iletim açıları ve kutuplama noktaları.

Sınıf	İletim Açısı	Kutuplama	Giriş İşareti Seviyesine Bağımlılık
A	$\emptyset=2\pi$	Doyma ile kesim arası	Yok
AB	$\pi<\emptyset<2\pi$	Kesim noktasına yakın	Var
B	$\emptyset=\pi$	Kesim noktasında	Var
C	$\emptyset<\pi$	Kesim noktası altında	Var



Şekil 2.4 : Kutuplamaya göre transistör akımı.

Verimi açısından bir inceleme yapılacak olursa, iletim açısı kullanarak teorik kuvvetlendirici verimleri kolaylıkla hesaplanabilir.

R yük direnci ile sonlandırılmış tek transistörlü bir yapıyı ele alalım. V_b baz kutuplaması, V_g 'de girişteki gerilim olsun. Bu durumda baz üzerindeki gerilim şu şekilde olacaktır:

$$v_g = V_b + V_g \cos(\omega t) \quad (2.8)$$

2.8 ifadesinde, V_g giriş geriliminin kutuplamayı değiştirmeyecek seviyede olduğu kabul edilirse (A sınıfı kuvvetlendirici) ($V_b - V_k > V_g$, V_k kesim noktası) kollektör akımı aşağıdaki gibi olacaktır:

$$i = I_q + I \cdot \cos(\omega t) \quad (2.9)$$

Bu ifadede I_q sukunet akımını, I 'da değişken işaretin değerini göstermektedir. V , değişken işaret gerilimini, V_{CC} 'de besleme gerilimi ise, kollektör gerilimi aşağıdaki gibi olacaktır:

$$v = V_{CC} - V \cdot \cos(\omega t) \quad (2.10)$$

Kaynaktan çekilen güç ifadesi aşağıda verilmiştir:

$$P_{DC} = I_q \cdot V_{CC} \quad (2.11)$$

Değişken işaret gücü de şu şekilde tanımlanır:

$$P = \frac{1}{2} \cdot I \cdot V \quad (2.12)$$

Bu durumda kollektör verimi:

$$\eta = \frac{P}{P_{DC}} = \frac{1}{2} \frac{I}{I_q} \frac{V}{V_{CC}} = \frac{1}{2} \frac{I}{I_q} \xi \quad (2.13)$$

olacaktır. Burada ξ ifadesi V/V_{CC} kollektör tepe bileşeni olarak tanımlanır. Tepe bileşeninin 1 olduğu ve I/I_q oranının da 1 olması durumunda en yüksek verime ulaşılabileceği 2.13'te görülmektedir. Bu durumda A sınıfı bir kuvvetlendirici için elde edilebilecek en büyük kollektör verimi %50 olacaktır. Şekil 2.5'te A sınıfı bir kuvvetlendirici için gerilim ve akım şekilleri verilmiştir (Grebennikov, 2005, s. 220).

$$\eta = 0.5 \rightarrow \%50 \quad (2.14)$$

I/I_q oranının değiştirilerek verimin artırılması mümkündür. Akımın sinüs biçimli işareten darbe biçimli işarete dönüştürülmesiyle, akımın belli zaman aralığında sıfıra doğru gitmesi sağlanır. Bu durumda transistör, belli bir zaman aralığında aktif bölgede çalışırken, kalan periyotta kesimde olacaktır. Bu parçalı durum aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$i = \begin{cases} I_q + I \cdot \cos(\omega t), & -\emptyset \leq \omega t \leq \emptyset \\ 0, & \emptyset \leq \omega t \leq 2\pi - \emptyset \end{cases} \quad (2.15)$$

Bu durumda $2\emptyset$ temas açısı akımın sıfıra gittiği nokta olacaktır. Akımın sıfır olduğu nokta dikkate alınırsa:

$$i = 0 = I_q + I \cdot \cos(\omega t) \quad (2.16)$$

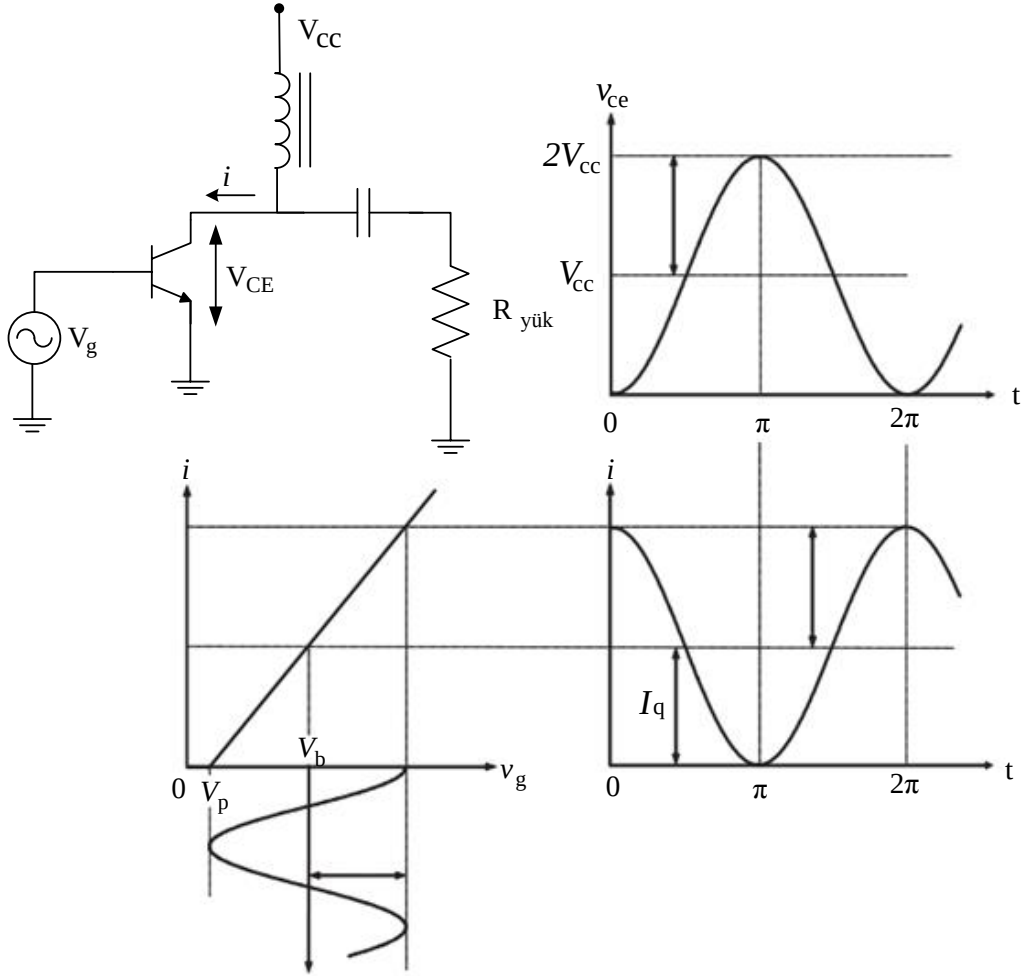
$$\cos(\omega t) = \frac{I_q}{I} \quad (2.17)$$

$$i = I. (\cos(\omega t) - \cos(\emptyset)) \quad (2.18)$$

olarak yazılabilir.

$\omega t = 0$ alınacak olursa, kollektör akımı en yüksek değere ulaşacaktır.

$$i = I_{maks} = I. (1 - \cos(\emptyset)) \quad (2.19)$$



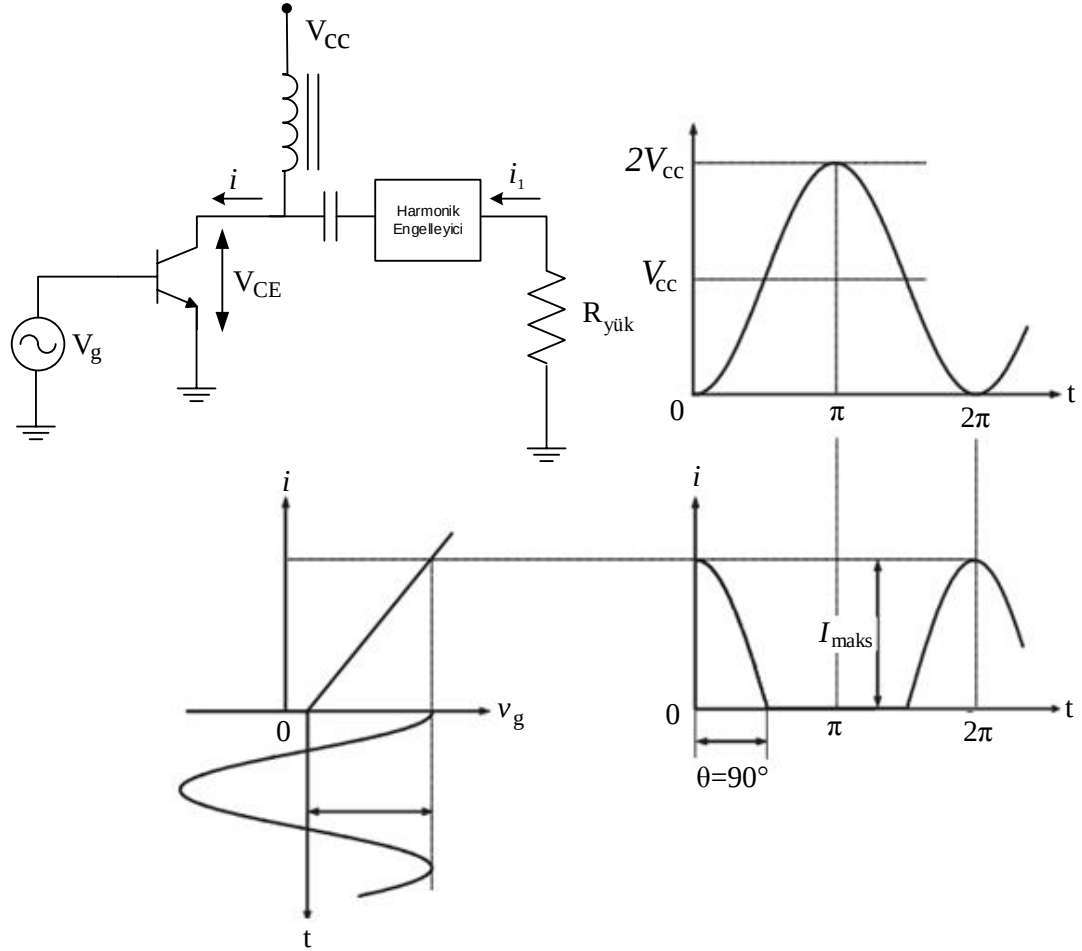
Şekil 2.5 : A sınıfı bir kuvvetlendiricide gerilim ve akım şekilleri.

Bu durumda temas açısı ve kutuplama gerilime göre sınıflandırmayı matematiksel olarak şu şekilde yapabiliriz:

Çizelge 2.2 : Temas açılara göre kuvvetlendirici sınıfları.

$\emptyset$	$\cos(\emptyset)$	I_q	Sınıf
$\pi <$	< 0	> 0	AB
π	0	0	B
$< \pi$	$0 <$	< 0	C

B sınıfı bir kuvvetlendirici için hesaplamalara devam edecek olursak, B sınıfı kuvvetlendiricide, transistör üzerinde yarım sinüs biçimli işaret oluşacaktır. Şekil 2.6'da örnek bir devre yapısı ile B sınıfı için akım ve gerilim şekilleri verilmiştir (Grebennikov, 2005, s. 222).



Şekil 2.6 : Kesim noktasında kutuplanmış bir transistörde akım ve gerilim biçimleri.

Periyodik bir yarım sinüs aşağıdaki gibi Fourier serisine açılabilir:

$$i = I_0 + I_1 \cos(\omega t) + I_2 \cos(2\omega t) + I_3 \cos(3\omega t) + \dots \quad (2.20)$$

$$\text{DC bileşen, } I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos(\omega t) - \cos(\theta)) d(\omega t) = I \cdot \gamma_0 \quad (2.21)$$

$$\text{DC bileşen, } I_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos(\omega t) - \cos(\theta)) \cos(\omega t) d(\omega t) = I \cdot \gamma_1 \quad (2.22)$$

Burada,

$$\gamma_0 = \frac{1}{\pi} (\sin(\varnothing) - \varnothing \cos(\varnothing)) \quad (2.23)$$

$$\gamma_1 = \frac{1}{\pi} (\varnothing - \sin(\varnothing) \cos(\varnothing)) \quad (2.24)$$

dir. 2.21 ifadesine bakıldığında, iletim açısı $\varnothing=180^\circ$ iken DC akım değeri, sukunetteki akıma eşit olacaktır. Bu durum da A sınıfı kuvvetlendirici anlamına gelmektedir. İletim açısı $\varnothing$ 'nin 180° 'den küçük olduğu durumlarda DC akım bileşeni $\varnothing$ 'nin bir fonksiyonu olacaktır (Grebennikov, 2005, s. 223).

Kollektör verimini aşağıdaki gibi yazabiliriz (Grebennikov, 2005, s. 223):

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{I_1}{I_0} \xi = \frac{1}{2} \frac{\gamma_1}{\gamma_0} \xi \quad (2.25)$$

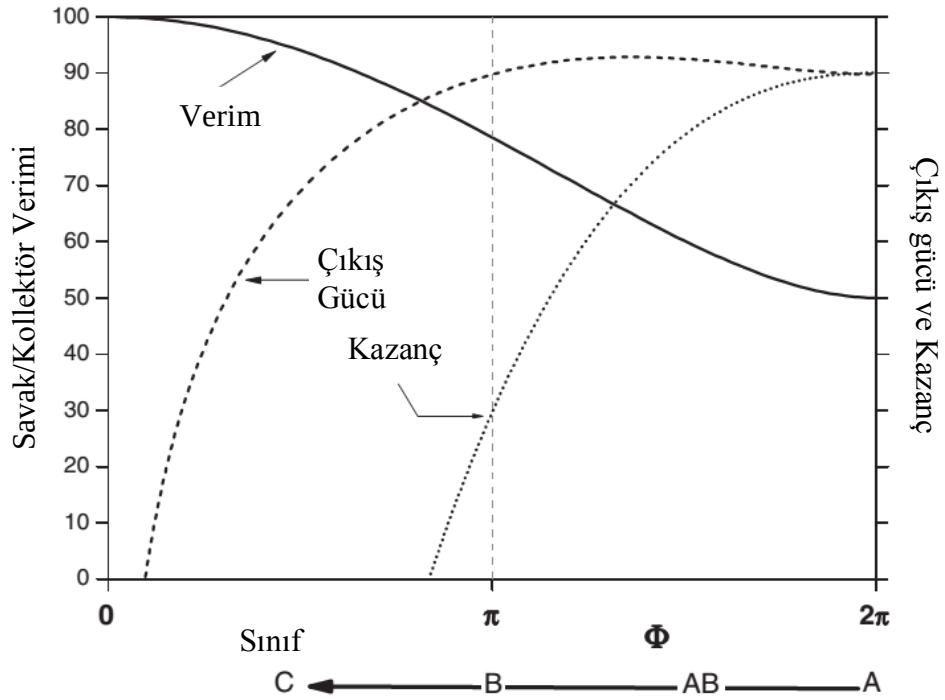
$\xi = 0$ ve $\varnothing = 90^\circ$ alındığında B sınıfı bir kuvvetlendirici yapısı oluşacaktır. Bu durumda verim:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cong 0.785 \quad (2.26)$$

olacaktır.

Kutuplamaya bağlı olarak verimin arttırılması ilk bakışta uygun görünse de beraberinde başka sorunları da getirmektedir. Colantonio ve diğ. (2009) yaptıkları çalışmada kutuplamaya bağlı olarak çıkış gücü kapasitesi, kazanç ve verim arasındaki ilişkiyi göstermişlerdir (Şekil 2.7). Yüke empedansına göre uygun sonlandırılmış bir kuvvetlendiricide (tuned-load amplifier), A sınıfından C'ye doğru kutuplama değiştirildiğinde verim artmakta ancak kazanç ve güç kapasitesi azalmaktadır.

Tasarımcı; kazanç-verim-çıkış gücü arasında uygun bir denge sağlamak zorundadır. Aksi halde, Şekil 2.7'de görüldüğü gibi verim artışı kazanç düşüşü ve çıkış gücü azalması gibi olumsuzlukları da beraberinde getirmektedir. Bu verilere ek olarak, günümüz iletişim sistemlerinde, yüksek dereceli karmaşık modülasyonlar kullanılmaktadır. Bu nedenle, genlik ve faz bozulmaları da kuvvetlendirici açısından önemli verilerdir. Doğrusallık başlığı altında bu konular ayrıntılı olarak incelenmiştir.



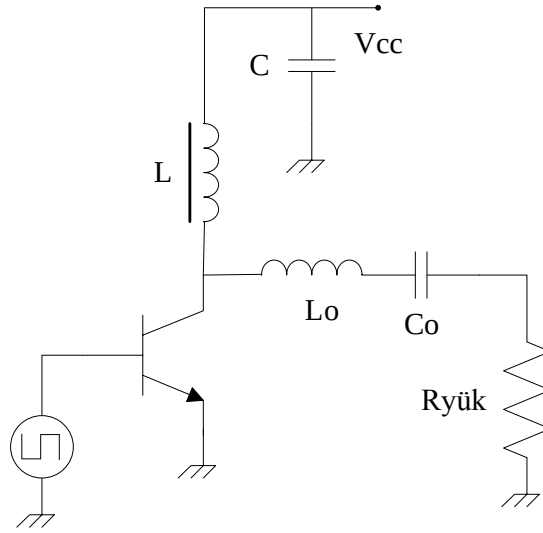
Şekil 2.7 : Kuvvetlendirici sınıfına göre verim, kazanç ve çıkış gücü ilişkisi.

2.2.2 Anahtarlama güç kuvvetlendiricileri

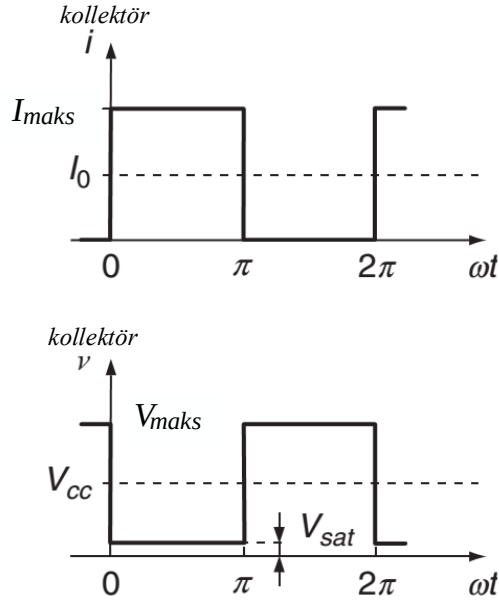
Aktif elemanlar, elektronik anahtar gibi çalıştırılarak kuvvetlendirici olarak kullanılabilir. Bu durumda, transistör iletimdeyken, ideal durumda kollektör-emitör ya da savak-kaynak gerilimi sıfır olacaktır. Yüksek akım akmasına rağmen gerilimin sıfır olmasından dolayı transistör üzerinde bir güç kaybı olmayacaktır. Benzer şekilde, transistör iletimde değilken kollektör-emitör ya da savak-kaynak üzerinden akım akmayacağı için, bu uçlar arasında gerilim yüksek olsa da transistör üzerinde güç harcanmayacaktır. Şekil 2.8’de verilen temel yapı göz önüne alınacak olursa, transistörü anahtar şeklinde sürebilecek bir sürücü kaynak olması durumunda transistör üzerinden akan akım ve transistör üzerindeki gerilim Şekil 2.9’daki gibi olacaktır (Grebennikov ve Sokal, 2007, s. 56).

Doyma durumundaki kollektör-emitör geriliminin çok küçük olacağı varsayılırsa genel olarak bir periyot boyunca transistör üzerinde güç harcanmayacaktır. Bu sayede verim artacaktır.

Anahtarlama güç kuvvetlendiricilerin en bilinen uygulamaları D ve E sınıfı kuvvetlendiricilerdir. Günümüzde D sınıfı kuvvetlendiriciler tümleştirilmiş olarak özellikle ses bandındaki uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır.



Şekil 2.8 : Anahtarlama kuvvetlendirici yapısı.



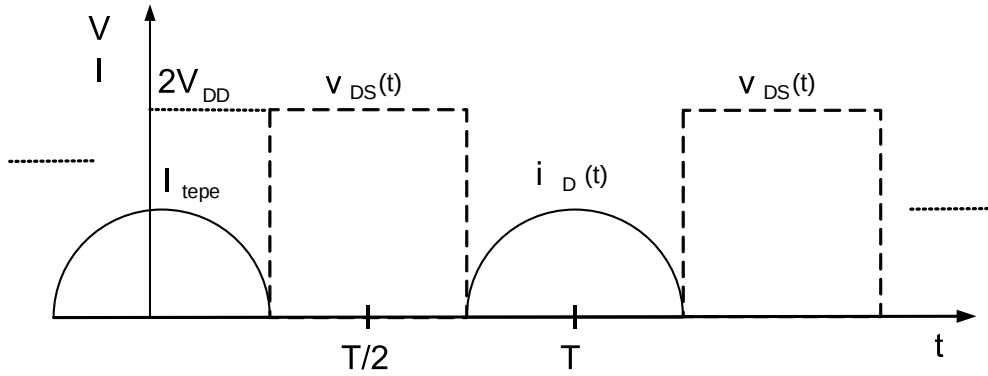
Şekil 2.9 : Anahtarlama yapıda kollektör akımı ve gerilim şekli.

E sınıfı kuvvetlendiriciler, yüksek frekanslı ve yüksek güçlü uygulamalarda aktif bir şekilde kullanılmaktadır. Günümüzde X band gibi yüksek frekanslarda da E sınıfı uygulamalar yapılmaktadır (Grebennikov ve Sokal, 2007).

2.3 F Sınıfı Kuvvetlendiriciler

Colantonio ve diğ.'ne göre (2009, s. 267), F sınıfı kuvvetlendiriciler verimi arttırmak için daha az karmaşıklıkta çıkış katı gerektirdiği için günümüzde de daha yaygın olarak kullanılmaktadır. Ek olarak harmoniklerin de çıkışa aktarılmıyor oluşu F sınıfı kuvvetlendiricilere önemli üstünlükler katmıştır.

F sınıfı kuvvetlendiricinin üstünlükleri ve temelindeki matematiksel bağıntılar geçmişe dayanmaktadır. Transistör üzerindeki gerilim ve akım şeklini ayarlamamanın verim üzerine etkisi, yani gerilim şeklinin düzleştirilmesinin faydaları 1919'da biliyordu (Gao, 2006). Tyler, F sınıfı kuvvetlendiricilerle ilgili olarak 1958'de ilk defa genel tanımlamayı yapmış ve ilk uygulamayı sunmuştur. 1967'de de Snider UHF bandında ilk F sınıfı kuvvetlendirici sunmuştur (Gao, 2006'da atıfta bulunulduğu gibi). Raab, Kazimierczuk ve Molnar tarafından geliştirilen teorilerden faydalanarak sonlu sayıda harmoniğin kullanılarak çıkış gücü ve verim üzerindeki olumlu etkilerini göstermiştir (Colantonio ve diğ., 2009, s. 268'de atıfta bulunulduğu gibi). F sınıfı kuvvetlendirici teorisinin başarılı bir şekilde Ka bant gibi çok yüksek frekanslı kuvvetlendiricilere uygulanmıştır (Colantonio ve diğ., 2009, s268).



Şekil 2.10 : İdeal F sınıfı kuvvetlendiricide gerilim ve akım dalga şekli.

Şekil 2.10, ideal bir F sınıfı kuvvetlendiricideki gerilim ve akım şeklini göstermektedir. Bu gösterimde diz gerilimleri de ihmal edilmiştir. 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.

Yarım sinüs şeklinde akım ve dikdörtgen şekill gerilim kutuplama ve harmonik sonlandırıcı devreler yardımıyla oluşturulabilir. Yarım sinüs şekilli akım, B sınıfı bir kutuplamanın etkisiyle oluşturulabilir. Gerilimin şekillendirilmesi için gerekli yapının belirlenmesi ve verim bağıntıları bir arada incelenebilir. F sınıfındaki akım ve gerilim şekli parçalı fonksiyon olarak gösterilebilir (Colantino ve diğ., 2009, s. 269):

$$i_D(\phi) = \begin{cases} I_{tepe} \cdot \cos(\phi) & -\frac{\pi}{2} \leq \phi \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{diğer} \end{cases} \quad (2.27)$$

$$V_{DS}(\phi) = \begin{cases} 0 & -\frac{\pi}{2} \leq \phi \leq \frac{\pi}{2} \\ 2.V_{DD} & \text{diğer} \end{cases} \quad (2.28)$$

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

$$i_D(\phi) = \sum_{n=0}^{\infty} I_n \cos(n\phi) \quad (2.29)$$

$$V_{DS}(\phi) = \sum_{n=0}^{\infty} V_n \cos(n\phi) \quad (2.30)$$

Bu durumda,

$$I_n = \begin{cases} \frac{I_{tepe}}{\pi} & n = 0 \\ \frac{I_{tepe}}{2} & n = 1 \\ \frac{2I_{tepe}}{\pi} \frac{(-1)^{\frac{n}{2}-1}}{n^2 - 1} & n \text{ çift} \\ 0 & n \text{ tek} \end{cases} \quad (2.31)$$

$$V_n = \begin{cases} V_{DD} & n = 0 \\ -\frac{4V_{DD}}{\pi} & n = 1 \\ 0 & n \text{ çift} \\ \frac{4V_{DD}}{\pi} \frac{(-1)^{\frac{n+1}{2}}}{n} & n \text{ tek} \end{cases} \quad (2.32)$$

olarak yazılabilir. 2.32 ve 2.32'de 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 da kolaylıkla bulunabilir:

$$Z_n = \frac{V_n}{I_n} = \begin{cases} -\frac{8}{\pi} \frac{V_{DD}}{I_{tepe}} & n = 1 \\ 0 & n \text{ çift} \\ \infty & n \text{ tek} \end{cases} \quad (2.33)$$

2.33'e göre, harmoniklerin transistör üzerinde güç harcamaması için bütün tek harmoniklerin (n=1 hariç) sonsuz empedans görecek şekilde, bütün çift harmoniklerin de açık devre görecek şekilde sonlandırılması gereklidir.

İdeal sonlandırım durumu için yük direnci, çıkış gücü ve verim ifadeleri de türetilbilir:

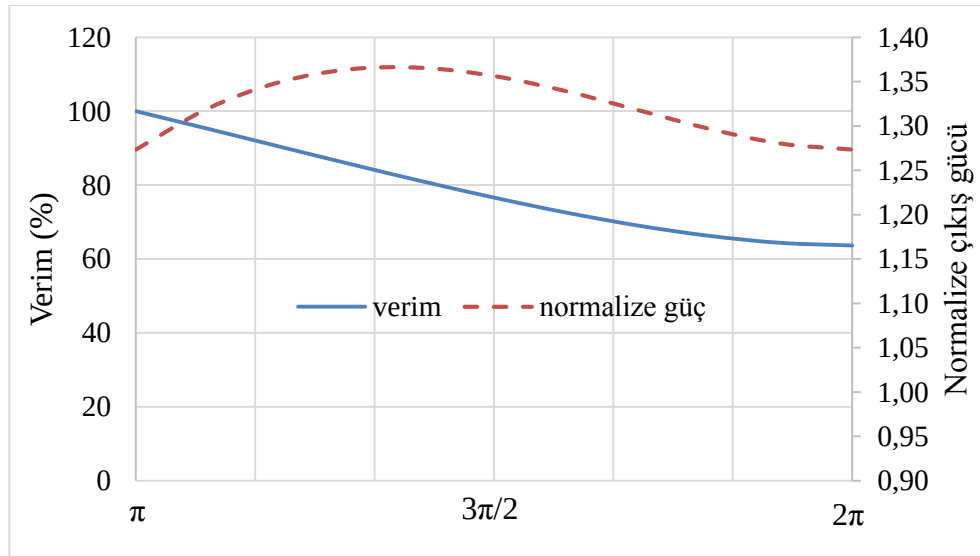
$$R_{F_SINIFI} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{2 \cdot V_{DD}}{I_{tepe}} \quad (2.34)$$

$$P_{F_SINIFI} = \frac{I_{tepe}(V_{DD} - V_k)}{\pi^2} \cdot \frac{\theta - \sin(\phi)}{1 - \cos\left(\frac{\phi}{2}\right)} \quad (2.35)$$

$$P_{DC} = V_{DD} \cdot \frac{I_{tepe}}{2\pi} \cdot \frac{2 \cdot \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) - \phi \cdot \cos\left(\frac{\phi}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\phi}{2}\right)} \quad (2.36)$$

$$\eta = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\theta - \sin(\phi)}{2 \cdot \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) - \phi \cdot \cos\left(\frac{\phi}{2}\right)} \quad (2.37)$$

Elde edilen veriler, temas açısına göre incelenecek olursa, temas açısı arttıkça verimin düştüğü görülecektir (Şekil 2.11). Ancak, A sınıfı bir kuvvetlendiriciye göre çıkış gücü artacaktır.



Şekil 2.11 : İdeal olarak bütün harmonikleri sonlandırılmış bir F sınıfı kuvvetlendiricide veriminin ve A sınıfı bir kuvvetlendiriciye göre normalize edilmiş çıkış gücünün temas açısıyla değişimi.

F sınıfı kuvvetlendiricide %100 verime ulaşabilmek için tam olarak dikdörtgen biçimli bir akım ve gerilim şekline ihtiyaç vardır. Raab (1997) yaptığı çalışmada kullanılacak olan harmonik sayısına göre elde edilebilecek verimleri hesaplamıştır (Çizelge 2.5).

Çizelge 2.3 : Kullanılan harmonik sayısına göre elde edilebilecek verimler (Raab, 1997).

Harmonikler	1	3	5	∞
-	%50	%57.7	%60.3	%63.7
2	%70.7	%81.7	%85.3	%90.0
4	%75	%86.6	%90.5	%95.5
∞	%78.5	%90.7	%94.8	%100

Sonsuz harmonik kullanımının pratik olarak mümkün olmadığı açıktır. Ancak, mikrodalga frekanslarda çok sayıda harmonik kullanımı da katkıdan çok sorun çıkartabilir. Her bir harmonik için eklenecek devre elemanları sebebiyle devrenin boyutu büyüyecektir ve devre elemanlarının kayıplarının da etkisiyle toplam kayıp arttıracaktır. Bu da devrenin veriminin ve çıkış gücünün düşmesine sebep olacaktır. Ayrıca bu elemanların idealsizliğinden kaynaklanacak sapmalar da ayrı bir sorun olacaktır. Bu sorunlara ek olarak, Gao'nun da (2006) belirttiği gibi C_{ds} parazitik savak kondansatöründen dolayı bir noktadan sonra harmonikler için kısa devre etkisi oluşacaktır.

Yukarıda belirtilen fiziksel kısıtlardan dolayı ve devre karmaşıklığını arttırmamak için yüksek frekanslı kuvvetlendiricilerde çok yüksek dereceli harmonik sonlandırımı tercih edilmez. Birçok pratik uygulamada da genelde 3. harmoniğe kadar sonlandırım yapılmıştır.

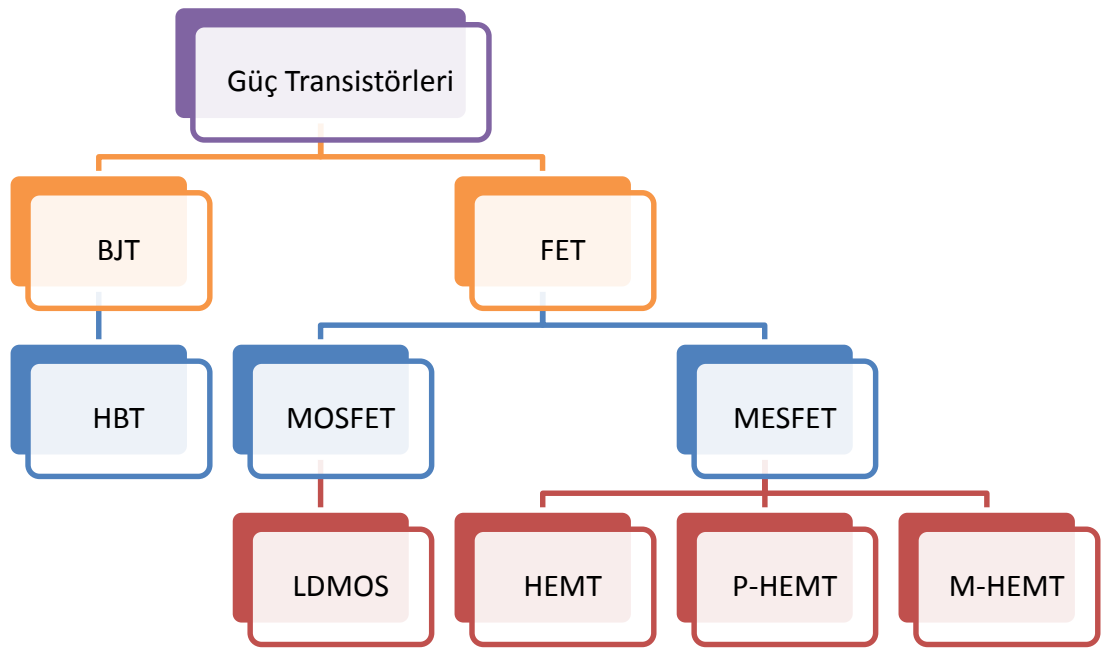
2.4 RF Güç Transistörleri

Elektromanyetik alanındaki çalışmaların gelişmesiyle birlikte telsiz iletişim ve radar gibi önemli kavramlar insanlık tarihine girmeye başlamıştır. İletişim açısından baktığımızda haberleşme mesafesinin ve taşınan bilginin artırılması gereklidir. Bunun için daha yüksek çıkış gücüne ve daha yüksek frekansta taşıyıcı işarete gerek vardır.

Tüplü kuvvetlendiriciler yarıiletken teknolojilerinin gelişimine kadar mikrodalga uygulamalarında önemli bir kullanım alanına sahipti. Stuetzer ve Shockley'in 1970'lerdeki GaAs MESFETli ilk uygulamalarına kadar vakum tüplü işaret üreticiler ve kuvvetlendiriciler kullanımdaydı (Colantonio ve diğ., 2009). Ancak tüplü

kuvvetlendiricilerin çok yüksek gerilimde çalışması, ısınmaya dayanan çalışma yapıları, büyük boyutları, kısa ömürleri ve yüksek maliyetleri sebebiyle yarıiletken temelli kuvvetlendiricilerin keşfinin ardından hızla terkedilmiştir. Bunu 1980’de Mimura’nın HEMTleri izledi. HBT ve MOS üzerindeki gelişmeler de RF güç transistörlerinin giderek daha yaygın bir alanda kullanılmasını sağlamıştır.

Günümüzde W band gibi çok yüksek frekanslarda transistörlü güç kuvvetlendiricileri tasarlanmaktadır. Frekansa bağlı olarak kilowatt mertebesinde güç sağlayabilen ticari transistörler de mevcuttur. Colantonio ve diğ. (2009)’e göre transistörler aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir:



Şekil 2.12 : Güç transistörlerinin sınıflandırılması.

Düşük güçlü transistörlerde olduğu gibi bir güç transistörleri de yarıiletken temellidir. Güç uygulamalarında kullanılan transistörlerin önemli fiziksel özellikleri; enerji bandı aralığı (band gap voltage), belverme gerilimi (breakdown voltage), ısıl iletkenliği, elektron ve delik aktarım özellikleri ve doymuş elektron hızıdır (saturated electron velocity). Günümüzde transistör üretiminde çok kullanılan bazı yarıiletkenlerin önemli özellikleri aşağıdaki Çizelge 2.4’te verilmiştir (Colantonio ve diğ., 2009).

Yarıiletkenin bant aralığı büyüdükçe dayanma sıcaklığı ve güç yoğunluğu artar. Bu durum paketlemede kolaylık da sağlar (Golio, 2003). Ek olarak dış kaynaklı bozucu etkilere karşı dayanıklılığı artırır, transistör bozulmadan daha yüksek elektrik alan imkanı sağlar.

Çizelge 2.4 : Yarıiletken özellikleri.

Özellik	Si	GaAs	GaN	InP
Elektron hareketliliği ($\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$)	1500	8500	1000	5400
Delik hareketliliği ($\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$)	450	400	350	200
Bant aralığı (eV)	1.12	1.42	3.2	1.35
Çiğ alanı (10^5 V/cm)	3.8	4.2	50	5
Isıl iletkenlik (25°) W/cm $^\circ\text{C}$	1.4	0.45	1.7	0.68

Bant aralığı geriliminin artmasıyla transistör daha yüksek gerilimlerde çalışabilir. Bu sayede savak üzerinde daha yüksek genlikli gerilim salınımı elde edilebilir ve daha yüksek çıkış güçlerine erişilebilir. Transistörün daha yüksek gerilimde kutuplanabilmesi sayesinde savakta daha yüksek empedans görülecektir. Çıkıştaki yüksek empedans empedans uydurucu devrenin daha kolay tasarlanabilmesini sağlayacaktır. Böylece empedans uyum katının daha küçük boyutlu ve daha geniş bantlı tasarlanması kolaylaşmaktadır.

2.4.1 Önemli güç transistörleri

Yarı iletkenlerin fiziksel özellikleri güç transistörü tasarımlarını doğrudan etkilemektedir. Transistörün yatay ya da dikey geometrisi, kanal ayarlamalı ya da kanal oluşturmali oluşu ve katman yapısı gibi özellikleri transistörün bant genişliğini, üretebileceği gücü, kutuplama yapısını ve maliyetini belirler. Bu bölümde bazı önemli güç transistörleri temel olarak ele alınmıştır.

BJT transistörler RF tasarımcılar için oldukça önemli transistörler arasında yer alır. Günümüzde BJT türevli birçok transistör türü bulunmaktadır. BJT transistörler genellikle silisyum üzerine dikey yapıda üretilirler. Güç BJT'leri fiziksel kılıfa uygun olacak şekilde genelde birden fazla sayıda transistörden oluşur ve tasarım sırasında emitör uçları dengelenir (Berger, 1999). Bu sayede kW mertebesinde yüksek güçler elde edilebilir.

HBT'ler BJT'lerin geliştirilmesiyle oluşmuştur. Ayrı cinsten (heterogenous) yapıların bir araya getirilmesiyle oluşturulmuşlardır. Farklı cinsten elemanlar bir araya geldiğinde bant aralığı da değişmektedir. Ayrıca baz bölgesi emitöre çok yakın olarak tasarlandığı için baz direnci daha düşüktür. Genellikle MMIC tasarımlarda tercih edilirler ve günümüzde 220 GHz'de HBT uygulamaları sunulmuştur (Radisic ve diğ., 2014).

LDMOS'lar FET ailesinden olup günümüzde birkaç GHz'ye kadar olan güç uygulamalarında maliyet üstünlüğünden dolayı sıklıkla kullanılmaktadır. Özellikle mobil iletişimde baz istasyonlarında sıklıkla kullanılmaktadır. Kanal bölgesini sürüklenme bölgesinden ayrılması daha kısa bir kanal sağlar, böylece LDMOS daha yüksek frekanslarda çalışabilir (Colantonio ve diğ., 2009). Savak ve kaynağın uzaklaştırılması da LDMOS'un daha yüksek gerilimde çalışabilmesini sağlar ve yüksek çıkış güçleri elde edilebilir. Ticari olarak VHF bantlarında kW seviyesinde, S bantlarda birkaç yüz Watt üretebilen transistörler mevcuttur. Daha yüksek güç alabilmek amacıyla kaynakları birleştirilmiş 2 transistör içeren ürünler de mevcuttur.

MESFET'ler DC davranış olarak MOSFET'lere çok benzemekle beraber geçit ucunda metal yarıiletken kullanılır. Bu nedenle bir MESFET geçit gerilimi sıfır olduğunda aktiftir. Geçide negatif gerilim uygulanarak savak-kaynak arası akım kontrol edilir. Colantonio ve diğ.'nin (2009) Zhang ve diğ.'nden (2002) alıntılıdığına göre SiC MESFET'ler 50-60V gibi yüksek gerilimlerde çalışabilmektedir. Daha yüksek gerilimlerde de bazı denemeler yapılmıştır. Yüksek güç yoğunluğu ve yüksek empedans sağladığı için SiC temelli MESFET'ler paralel olarak bağlanıp daha yüksek güçler elde edilebilmektedir. SiC yapıların elektron hareketliliğinin düşük olması çalışabildiği frekansın da düşük olmasına sebep olmaktadır. GaAs yapılar daha düşük güç yoğunluğuna ve daha düşük gerilimde çalışmasına rağmen SiC yapılara göre daha yüksek frekanslarda çalışmaktadır.

2.4.2 GaN HEMT

HEMT'lerde iletken katmanlar elektron akışını sağlayabilmek için farklı-yapılı (heterostructure) yarı-yalıtımlı (semi-insulating) bölgeler üzerinde büyütülür (Colantonio, Giannini ve Limiti, 2009, s37). Genelde HEMT yapılarda AlGaAs, Al/InGaAs ve AlGaN malzemeleri kullanılır. Farklı malzemelerin kullanımı iletim bandı kenarında derin bir çukur oluşturur.

SiC taban üzerine yapılan GaN HEMTler yüksek ısı iletkenlik sağladığı için öne çıkmaktadır.

Galyumun atom numarası 31 olup doğada serbest halde bulunmaz. Genelde çinko ve alüminyum üretiminde yan üründür (Moore ve Jimenez, 2014). Yumuşak ve gümüş renklidir. Günümüzde yarıiletkenlerin katkılanmasında sıklıkla kullanılmaktadır.

GaN bileşiminde, galyum ve nitrit Wurtzite kristal yapısındadır. Beşgen yapılı bu kristal yapı genelde yüksek sıcaklıkta (1100 °C) büyütülür. Taban olarak da genelde silisyum karbit (SiC) tercih edilir. Bu taban yapısı ile yüksek ısı iletkenlik sağlandığı için RF güç uygulamalarda tercih edilir (Moore ve Jimenez, 2014). SiC yapılar daha maliyetli olduğu için sadece Si kullanılarak üretilen GaN transistörler de mevcuttur. Ancak ısı iletkenliği daha kötüdür.

SiC temelli GaN yapıların başlıca özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir (Moore ve Jimenez, 2014):

- Yüksek kırılma gerilimi: GaN yapısının yüksek bant aralığı gerilimi GaN malzemesinin kırılma gerilimi değerini artırır. 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 ısı özellikler: SiC temelli GaN'lar yüksek ısı 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.

GaN ile GaAs yapılar karşılaştırıldığında GaN yapıların üstünlükleri aşağıdaki gibidir (Moore ve Jimenez, 2014):

- GaN yapılar GaAs yapılara göre 10 kat daha fazla güç yoğunluğuna sahiptir. Bu sayede daha geniş bantta çalışabilirler. Daha verimli ve daha yüksek kazançla sahiptirler.
- GaN FET'ler GaAs'lara göre 5 kat daha yüksek gerilimde çalışabilirler. Bu sayede empedans eşleme konusunda tasarımcılara kolaylık sağlanır.
- GaN FET'ler GaAs'lara göre 2 kat daha fazla akım akıtabilir.
- GaN kimyasal bağları GaAs'a göre 3 kat daha güçlüdür. Bu sayede daha büyük bant aralığına sahiptir.

2.5 Güç Kuvvetlendiricilerinde Doğrusal Olmayan Etkiler

Verim, güç kuvvetlendiricilerinin önemli bir özelliği olmakla beraber, doğrusallık ile verim arasında bir denge bulunmaktadır. Doğrusal bir kuvvetlendiricide, kuvvetlendiricinin girişine gelen işaret, gücünden bağımsız olarak hep aynı miktarda kuvvetlendirilerek çıkışa iletilir. Bu tür sistemler aynı zamanda hafızasız (memoryless) olarak da adlandırılır. Bu durumda çıkış işareti anlık olarak giriş işaretine bağlıdır.

$$y(t) = k \cdot x(t) \quad (2.38)$$

Yüksek güçlü kuvvetlendiriciler genelde doyma bölgesinde çalıştırıldıkları için doğrusal olmayan bölgede çalışmakta ve çıkış işaretinde bozulmalar meydana gelmektedir. Kuvvetlendirici seçimi ya da tasarımı yapılırken dikkatli olunmazsa oluşan bozulma modülasyonlu işaretleri doğrudan etkileyeceği için kuvvetlendirici çıkışındaki işaret algılanamaz hale bile gelebilir.

Colantonio ve diğ.'lerine göre (2009), en genel haliyle bir kuvvetlendiricinin transfer fonksiyonu için 3. dereceden bir yaklaşım kullanılabilir:

$$y(t) = k_1 \cdot x(t) + k_2 \cdot x^2(t) + k_3 \cdot x^3(t) \quad (2.39)$$

Bu ifadede $y(t)$ çıkış işaretini, $x(t)$ de giriş işaretini göstermektedir. k_1 küçük işaret kazancını, k_2 ve k_3 de bir güç kuvvetlendiricisi iletim özelliğinin McLaurin serisi açılımından gelen ilk 2 katsayısıdır. 2.39 ifadesi temel bir gösterim olup hafıza etkisini de içermemektedir. Giriş işareti

$$x(t) = X \cdot \cos(2\pi f \cdot t) = X \cdot \cos(\omega \cdot t) = \frac{X}{2} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \quad (2.40)$$

olarak kabul edilecek olursa, çıkış işareti

$$y(t) = X \cdot \left(k_1 + \frac{3}{4} k_3 \cdot X^2 \right) \cdot \cos(\omega \cdot t) + k_2 \frac{X^2}{2} + k_2 \cdot \frac{X^2}{2} \cdot \cos(2\omega \cdot t) + k_3 \cdot \frac{X^3}{4} \cdot \cos(3\omega \cdot t) \quad (2.41)$$

şeklinde olacaktır. 2.41 ifadesinde görüldüğü gibi çıkışta asıl işarete ek olarak 2. ve 3. harmonik bileşenleri de oluşmakta, oluşan bu işaretler de asıl işarete eklenmektedir. Farklı frekanslardaki bu bileşenler de temel banttaki işaretin şeklini bozmaktadır.

Güç açısından bir inceleme yapılacak olursa çıkış gücü, G_L doğrusal bölgedeki, yani küçük işaret güç kazancı, G de büyük işaret güç kazancı ise aşağıdaki gibi olacaktır:

$$P_{ÇIKIŞ} = \frac{1}{2} \cdot \left[X \left(k_1 + \frac{3}{4} k_3 \cdot X^2 \right) \right]^2 = k_1^2 \cdot \left(1 + \frac{3}{2} \cdot \frac{k_3}{k_1} P_{GİRİŞ} \right)^2 \quad (2.42)$$

$$P_{ÇIKIŞ} = G_L \cdot \left(1 + \frac{3}{2} \cdot \frac{k_3}{k_1} P_{GİRİŞ} \right)^2 \cdot P_{GİRİŞ} \quad (2.43)$$

$$G = \frac{P_{ÇIKIŞ}}{P_{GİRİŞ}} = G_L \cdot \left(1 + \frac{3}{2} \cdot \frac{k_3}{k_1} P_{GİRİŞ} \right)^2 \cdot \quad (2.44)$$

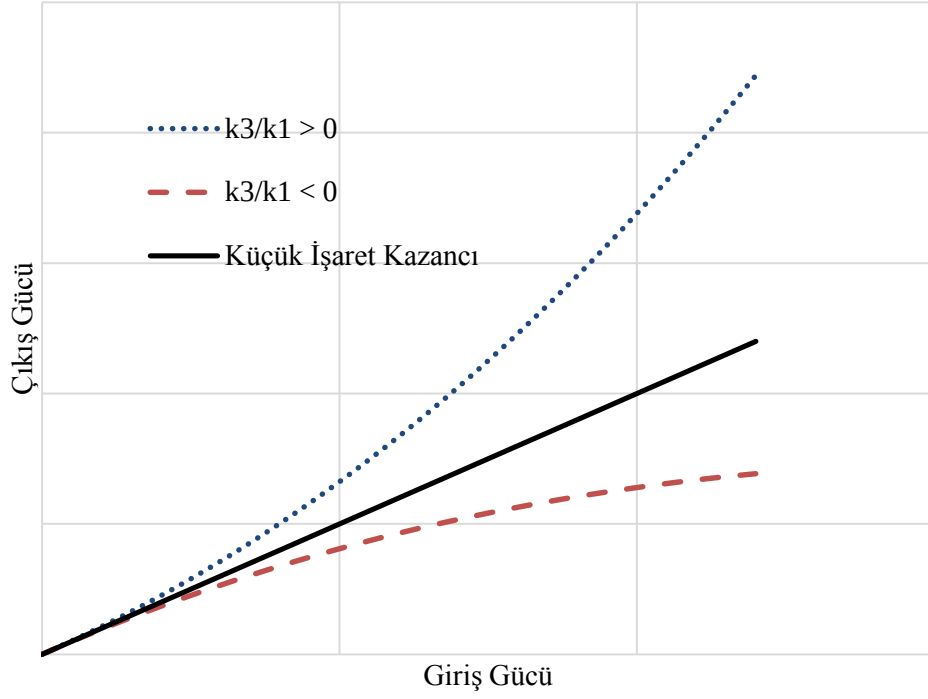
2.44 ifadesindeki k_3/k_1 pozitif ise küçük işaret kazancına göre büyük işaret kazancını arttıracak bir etki, negatif ise büyük işaret kazancını azaltacak bir etki oluşturacaktır. Şekil 2.13 k_3/k_1 oranına göre çıkış gücü değişimini göstermektedir.

Harmoniklerin güçleri de aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$P_{2f} = \frac{1}{2} \cdot \left(k_2 \frac{X^2}{2} \right)^2 = \frac{1}{2} \cdot G_L \cdot \left(\frac{k_2}{k_1} \right)^2 \cdot P_{GİRİŞ}^2 \quad (2.45)$$

$$P_{3f} = \frac{1}{2} \cdot \left(k_3 \frac{X^3}{4} \right)^2 = \frac{1}{2} \cdot G_L \cdot \left(\frac{k_3}{k_1} \right)^2 \cdot P_{GİRİŞ}^3 \quad (2.46)$$

3. harmonik gücü ile asıl işaretin gücü karşılaştırıldığında, giriş gücüne göre incelendiğin 3. harmonik gücünün yükselme eğimi asıl işaretin yükselme eğitiminin daha fazladır. Bu nedenle belli bir giriş gücünde 3. harmoniğin gücü, asıl işaretin gücüne erişecektir. Bu durum pratikte çok mümkün olmasa da doğrusallığın bir ölçümü olarak kullanılmaktadır.



Şekil 2.13 : k_3/k_1 oranına göre çıkış gücü değişimi.



Şekil 2.14 : 3. harmonik gücü ile asıl işaret gücünün kesişmesi.

3. harmonik kesişim noktası (IP3) yüksek olan kuvvetlendiriciler daha doğrusaldır. Seri olarak birbirine bağlı bir sistemde, G ilgili katın kazancı ise ve ilk devre numarası 1 ile gösterilirse toplam IP3 ifade aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\Sigma IP3_{\text{ÇIKIŞ}} = \frac{1}{\frac{1}{IP3_{\text{ÇIKIŞ-1}}} + \frac{G_1}{IP3_{\text{ÇIKIŞ-2}}} + \frac{G_1 G_2}{IP3_{\text{ÇIKIŞ-3}}} + \dots + \frac{G_1 G_2 + G_{n-1}}{IP3_{\text{ÇIKIŞ-n}}}} \quad (2.47)$$

2.47’da da görüldüğü gibi en son kattaki devrenin doğrusallığa etkisi en yüksektir.

Kuvvetlendirici girişindeki işaretin fazı da çıkışa doğrusal bir değişimle değil, doğrusal olmayan bir şekilde aktarılacaktır. Faz değişimi QAM gibi faz bilgisi içeren modülasyon türlerini doğrudan etkilemektedir. Günümüzde de faz, genlik ve frekans modülasyonlarının tümünü aynı anda kullanan karmaşık ve yüksek dereceli modülasyonlar sıklıkla kullanılmaktadır.

Günümüzün önemli araştırma konularından olan akıllı iletişim sistemleri, baz istasyonuna olan mesafe ve taşınabilir cihazın hızı gibi değişkenlere göre anlık olarak modülasyonu, frekansı ve bant genişliğini değiştirebilmektedir. Bu tür yapılar yüksek güçlü kuvvetlendirici tasarımları için birçok zorluğu beraberinde getirmektedir.

3. X BAND F SINIFI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI VE GERÇEKLEMESİ

Tezin bu bölümünde F sınıfı kuvvetlendiricinin tasarımı ayrıntılı bir şekilde anlatılmıştır. İlk olarak devre elemanlarının seçimi hakkında bilgi verilmiştir. Devre elemanlarının seçiminin ardından seçilen devre elemanlarının modelleri temin edilmiş ve bilgisayar destekli tasarım aracı olan NI AWR Microwave Office ile tasarıma başlanmıştır.

Bilgisayar destekli tasarımın bitmesinden sonra devrenin serimi yapılarak üretime hazır hale getirilmiştir. Üretimi ve montajı yapılan devre elektrik özelliklerini incelemek için küçük ve büyük genlikli işaretler kullanılarak ölçülmüştür.

3.1 Devre Elemanlarının Seçimi

Tasarlanan kuvvetlendiricide önem sırasına göre devre elemanları ve diğer malzemeler sağlaması gereken önemli özelliklere göre Çizelge 3.1.'de verilmiştir. Bu liste oluşturulurken X bantlı verici sistemindeki diğer devreler ve uzay koşulları dikkate alınmıştır.

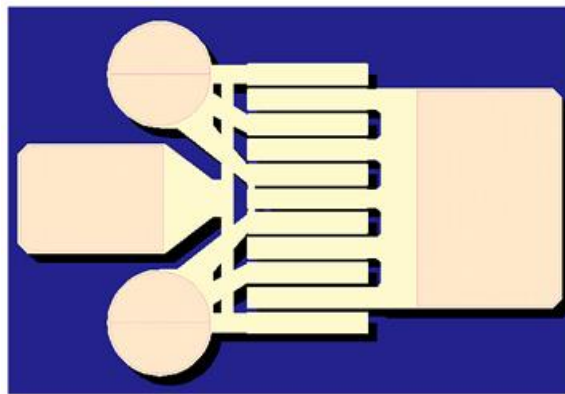
Çizelge 3.1 : Devre elemanı ve malzeme özellikleri.

Devre Elemanı ve Malzeme	Temel Özellikler
Transistör	• X bantta çalışabilmeli • En az 4W çıkış gücü verebilmeli
Taban	• Düşük dielektrik kayıplı • Isıl iletimi yüksek • Uzay koşullarına uygun, dayanıklı
Konnektör	• SMA (Dişi) • Düşük kayıplı
Pasif Devre Elemanları	• Yüksek frekanslarda çalışabilen • Yüksek güçte çalışabilen • Uzay koşullarına uygun

3.1.1 Transistör seçimi

Devredeki tek aktif eleman olan transistörün seçiminde X bantta yeterli gücü sağlayabilecek yapıda olmasına dikkat edilmiştir. Önce bölümde belirtilen üstünlüklerinden dolayı GaN yapılı bir transistör tercih edilmiştir. Tasarım ve üretim süresini kısaltmak ve yarıiletken üretimindeki olası sorunlardan etkilenmemek için hazır bir transistörün kullanılmasına karar verilmiştir. X bantta çalışabilen yüksek güçlü GaN transistör üreticisi sayısının ve ürün yelpazelerinin az olması tasarım açısından kısıtlayıcı bir durum olarak karşımıza çıksa da, tasarım süresi ve maliyeti anlamında ticari Transistörleri tercih edilebilir duruma getirmektedir. Başlıca GaN yapılı transistör üreticileri Qorvo, Cree, MACOM, NXP, Freescale, Sumitomo ve Toshiba olarak gösterilebilir. Ancak bu firmalardan çok azı X band ve üzerinde çalışabilen GaN transistör üretmektedir. Ayrıca, X band, askeri uygulamalarda da sık kullanıldığı için üretici ülkelerin bu ürünlerin başka ülkelere satışı konusunda ciddi kısıtlamaları ve koşulları bulunmaktadır. En büyük 2 üretici olan Qorvo (Triquint) ve Cree'den ITAR olarak adlandırılan bu kısıtlamalar sebebiyle rahatlıkla ürün temin edilememektedir.

Bu kısıtlar ve gerekli güç ihtiyacı dikkate alındığında, Qorvo firmasının ürünleri, gelişmiş doğrusal olmayan model desteği de sağlandığı için biraz daha öne çıkmaktadır. Bu kapsamda, TGF-2023-2-01 transistörü tasarıma en uygun transistör olarak seçilmiştir. Bu transistör çip yapısında olup kılıfsızdır. SiC üzerine yapılmıştır. Çizelge 3.2'de transistörle ilgili önemli bilgiler verilmiştir. Bu veriler 28V DC VD gerilimi ve 125 mA IDQ akımı ile kutuplanmış transistörde, bağlantı telleri (Bond wires) yokken 8,45 GHz frekansında alınmıştır (Triquint, 2013). Şekil 3.1'de transistör görülmektedir (Triquint, 2013).



Şekil 3.1 : TGF2023-2-01 görünümü.

Çizelge 3.2 : TGF2023-2-01 GaN HEMT özellikleri.

Özellik	Değer
Kutuplama Gerilimi	12-32 V – DC
Kutuplama Akımı	25-125 mA
Boyut	0.82x0.66x0.10 mm ³
Kırılma Gerilimi (V _{DS})	100V
Kanal Sıcaklığı	275°C
En Yüksek Güç Kazancı (Verime göre en iyi hale getirilmiş)	10.4 dB
En Yüksek Çıkış Gücü (Verime göre en iyi hale getirilmiş)	36.4 dBm
En Yüksek Verim (Verime göre en iyi hale getirilmiş)	%59.2
En Yüksek Güç Kazancı (Güce göre en iyi hale getirilmiş)	11.2 dB
En Yüksek Çıkış Gücü (Güce göre en iyi hale getirilmiş)	37.3 dBm
En Yüksek Verim (Güce göre en iyi hale getirilmiş)	%54.4

Güç transistörlerinin montajı, devrenin başarımı açısından çok önemlidir. Tamamen fiziksel bir süreç olan bu işlem sırasında kaynak ile toprak potansiyelindeki taşıyıcı metal arasında en az şekilde direnç olacak şekilde montaj yapılmaması durumunda oluşacak direnç devrenin kazancını ve verimini doğrudan etkileyecektir. Üretici firma Triquint de kılıfsız transistörün montajı konusunda dikkat edilmesi gerektiğini belirtmektedir. Genelde kullanılan epoksi yerine AuSn (20/80) bileşiğinin kullanılmasını tavsiye etmektedir. Ayrıca ısıtım işlemi sırasında, sınır değerlerin (3-4 dakika, 300°C) de aşılması gerektiğini vurgulanmaktadır. Montajda, transistör ile toprak potansiyelindeki taşıyıcı metal hava boşluğu olmaması gerektiği de vurgulanan bir diğer önemli montaj gereksinimidir.

3.1.2 Taban seçimi

Elektronik devrenin üzerine yapılacak taban malzemesi seçimi, devrenin kısa ve uzun vadede başarımını önemli ölçüde etkilemektedir. Güç kuvvetlendiricilerindeki transistörler, verimin %100 olmamasından dolayı, çıkışa aktarılamayan güç ısı enerjisi olarak karşımıza çıkar. Ayrıca çıkışa doğru ilerleyen işaret, mikroşerit hatlardan ve devre elemanlarından geçerken, bu yapılar kayıplı olduğu için bir miktar ısınma da bu yapılarda oluşacaktır. Yüksek sıcaklık aktif elemanın fiziksel ve elektriksel yapısını etkilemektedir. Yüksek güçlü kuvvetlendirici tasarımında da en önemli tasarım adımlarından birisi transistör çalışırken oluşacak ısının transistörden

uzaklaştırılmasına yönelik planlamadır. Isının devre elemanları ve hatları üzerinden uzaklaştırılması devrenin ömrünü de uzatacaktır. Devre elemanları ile soğutucu metal arasında da sadece taban bulunmaktadır. Bu nedenle, seçilecek tabanın ısıl iletkenliğinin yüksek olması gerekir. Ayrıca, uzay ortamına uygun; nem emici ve tutucu özelliği olmayacak, oksijen ile tepkimeye girebilecek madde içermeyecek ve boşlukta madde salınımı yapmayacak (out-gas) bir taban olması, tabanın uzayda uzun süre aynı özelliklerde kalabilmesi için gereklidir.

Teknik özelliklerin yanında malzemenin kolay işlenebilir olması, mekanik olarak da dayanıklı olması üretim, montaj ve ince ayar sırasında olası fiziksel hasarları azaltacaktır.

Yukarıdaki veriler dikkate alındığında yapılan araştırmalar sonucunda Rogers firmasının RT/Duroid 6035HTC, yüksek frekansa uygun tabanı devre için seçilmiştir. Bu taban seramik ile doldurulmuş teflon (PFTE) yapıdadır. Isıl kararlılığı da yüksek olup, genleşme miktarı çok düşüktür. Yüksek güç uygulamalarında önerilmektedir. Bazı önemli teknik özellikleri Çizelge 3.3'te verilmiştir (Rogers Corporation, 2014).

Çizelge 3.3 : Rogers 6035HTC taban özellikleri.

Özellik	Değer
Dielektrik Sabiti	$3,50 \pm 0,05$
Yayılm Katsayısı (Dissipation Factor)	0,0013
Isıl İletkenlik	1,44 W/m/K
Nem Tutuculuğu	%0,04
Yüzey Direnci	$10^8 \text{ M}\Omega$

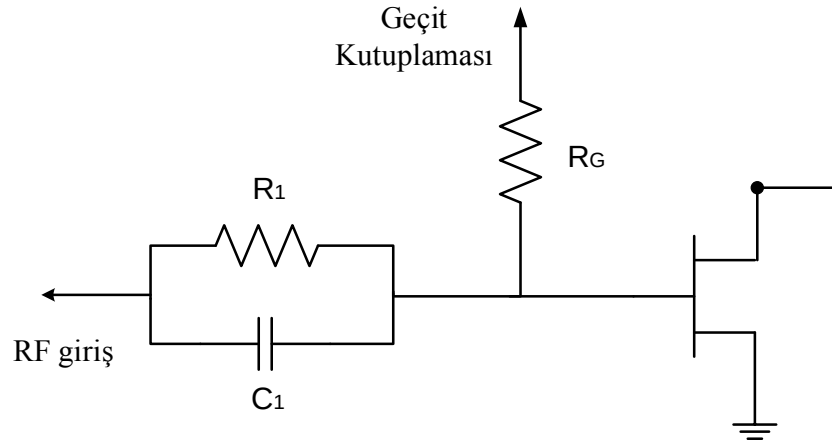
Taban kalınlığı arttıkça, aynı karakteristik empedansı sağlamak için mikroşerit hatların daha kalın olarak tasarlanması gerekir. Daha kalın hatların güç taşıma kapasiteleri daha yüksektir ve güç kuvvetlendiricileri için gereklidir. Ancak artan taban kalınlığı ısı iletimini de güçleştirmektedir.

Taban üzerindeki bakır kalınlığı da benzer bir etkiye sahiptir. Bakır kalınlığı arttıkça hat üzerinden akıtılabilecek doğru akım artmaktadır. Bakır kalınlığının artması, deri etkisinden dolayı belli bir noktadan sonra mikrodalga işaret için bir fayda sağlamayacaktır. Aksine, hattın ideal mikroşerit yapıdan uzaklaşmasına sebep olacaktır. Bu da ışıma kaybını arttırmanın yanında, karakteristik empedansı da etkilemeye başlayacaktır (Ludwig, 2000, s. 69).

Taban kalınlığı olarak 0,508 mm (0,02”), bakır kalınlığı da 18 μm (0,5 oz) seçilmiştir.

3.1.3 Direnç seçimi

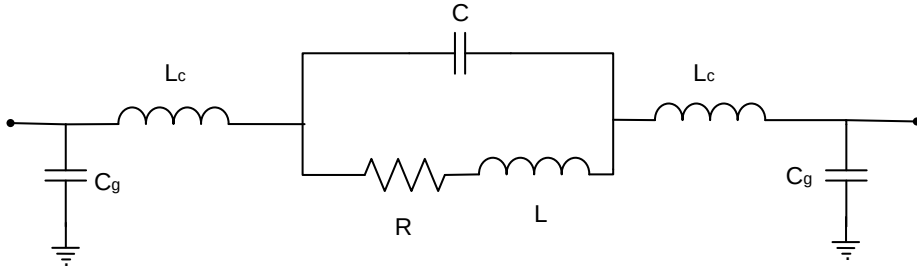
Direnç, kayıplı bir pasif eleman olduğu için güç kuvvetlendiricilerin çıkış katında kullanılmaz. Ancak, transistörün kutuplamasında gereklidir. Kararlılığa olan olumlu etkisinden dolayı da kuvvetlendirici devrelerinde giriş katında sıklıkla kullanılır. Şekil 3.2’de örnek bir giriş kutuplama yapısı verilmiştir. Burada R_G direnci, geçit beslemesi girişine seri olarak koyulmuştur. C_1 değeri, kullanılacak frekansa bağlı olarak küçük empedans gösterecek şekilde seçilir. R_1 direnci ve C_1 kondansatörü paralel bağlanarak düşük frekanslı işaretler için daha yüksek bastırma oranı elde edilebilir. Böylece kararlılık da artacaktır.



Şekil 3.2 : Örnek bir geçit kutuplaması yapısı.

Tez çalışması kapsamında tasarlanan devrede de sadece geçit kutuplaması için iki adet direnç kullanılması planlanmıştır.

Bilindiği gibi, frekans arttıkça devre elemanlarının davranışları da değişmektedir. Bağlantı için kullanılan hatların endüktif etkisi artacak, devre elemanının boyutuna bağlı olarak iç kapasiteler de baskın hale gelmeye başlayacaktır. Şekil 3.3’te Vishay firmasının FC serisi dirençler için önderdiği yüksek frekans eşdeğer devresi verilmiştir (Modelithics, 2004). Eşdeğer devrede, L_c bobinleri bağlantı metallерinden kaynaklanan endüktanslardır. C_g kondansatörleri de metal bağlantılar ile toprak arasında oluşan kapasitelerdir. L ve C , sırasıyla iç endüktans ve kapasitedir.



Şekil 3.3 : Yüksek frekanslar için direnç modeli.

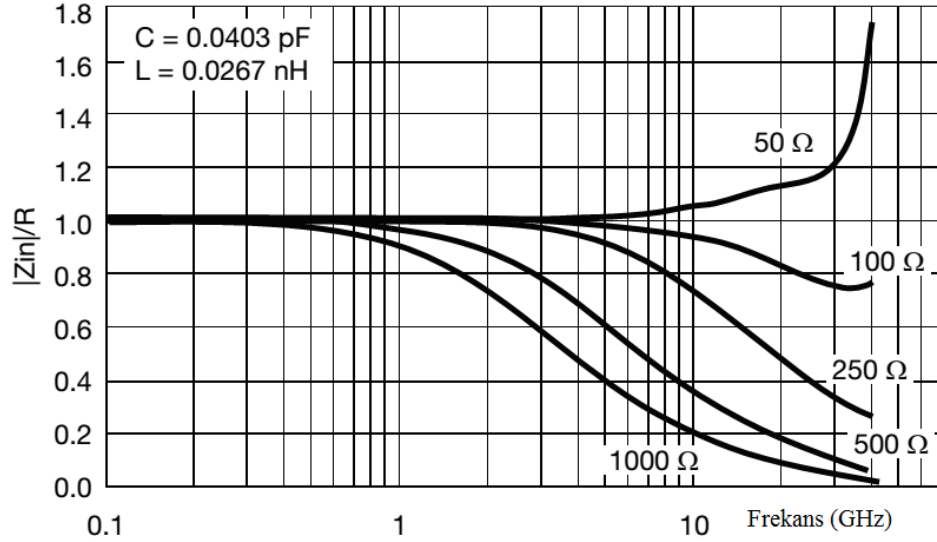
Kullanılacak dirençlerin mümkün olduğunca geniş bantta gerçek direnç gibi davranması, devrenin üretiminden sonra oluşabilecek farklılıkları önlemek için gereklidir.

Yapılan araştırmalar sonucunda, Vishay Dale firmasının FC serisi yüzey montaj ince film dirençlerinin X banda kadar uygun bir davranışa sahip olduğu görülmüştür (Modelithics, 2004). Sıcaklığa bağlı toleransı da oldukça az olan FC serisi, uzay uygulamaları için de uygun görünmektedir. Direnç değeri ve boyutuna bağlı olmakla birlikte, FC serisi için bazı genel özellikler Çizelge 3.4’te verilmiştir.

Çizelge 3.4 : Vishay Dale FC serisi direnç özellikleri.

Özellik	Değer
Değer aralığı	10-1000 Ω
Malzeme	Pasifleştirilmiş nikel krom alaşımı
Sıcaklık Bağımlılığı	± 25 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ ile ± 100 ppm/ $^{\circ}\text{C}$
Tolerans	$\pm 0,1\%$ ile $\pm 5\%$
Kararlılık	$\Delta R \leq 0,02\%$
Gerilime Bağımlılık	0,1 ppm/V
Çalışma gerilimi	30-70V
Çalışma Sıcaklığı	-55°C ile $+155^{\circ}\text{C}$

0603 kılıflı bazı dirençler için, mutlak empedansın gerçek dirence oranı Şekil 3.4’te verilmiştir (Vishay, 2014). Direnç değeri arttıkça empedansın dirence oranı 1’den farklı değerler almakta, yani iç kapasite ve endüktans değerleri daha baskın hale gelmektedir. Ancak direnç değeri düştükçe geniş bir bant boyunca 1 oranı korunmaktadır. Tez çalışmasında da düşük değerli dirençler kullanılması planladığı için, kullanılacak dirençlerin geniş bir bant boyunca aynı değerde kalacağı öngörülmektedir.



Şekil 3.4 : Farklı direnç değerleri için $|Z_{in}|/R$ değeri.

3.1.4 Kondansatör seçimi

Dirençlerde olduğu gibi kondansatörlerde de yüksek frekanslarda parazitik elemanlar baskın hale gelmektedir. Ancak, dirençlerden farklı olarak, güç kuvvetlendiricilerinde her noktada kondansatör kullanılmaktadır. Özellikle, bağlama kondansatörü olarak kullanılan kondansatörler empedans uyumu bağıntılarına doğrudan girmektedir. Buna ek olarak, küçük değerli kondansatörler ince ayar için de sıklıkla kullanılmaktadır.

Bağlama kondansatörü gibi seri bağlı kondansatörlerin yüksek güce dayanıklı olması gerekir. Ayrıca, empedans uyumuna doğrudan etkileri olacağı için yüksek frekans modellerinin olması veya hazırlanması da tasarımdan üretime geçişte, benzetim ile ölçümler arasında ciddi farkların oluşmaması için gereklidir.

Yukarıdaki kısıtlar ve model desteği dikkate alındığında ATC firmasının 600S serisi kondansatörleri tasarım için uygun görülmüştür. Yüksek güce dayanıklı ve çok düşük seri dirence sahip bu kondansatörler, düşük kayıplı olup hedeflenen gücü rahatlıkla taşıyabilecektir. 0603 boyutlu kılıfa sahip bu serinin özellikleri Çizelge 3.5'te verilmiştir (ATC, 2009).

Çizelge 3.5 : ATC 600S serisi kondansatörlerin özellikleri.

Özellik	Değer
Değer aralığı	0,1-100 pF
Sıcaklık Bağımlılığı	0 ile $\pm 30 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$
Tolerans	0,05 pF ile $\pm \%20$
Çalışma gerilimi	250V
Çalışma Sıcaklığı	-55°C ile $+125^\circ\text{C}$

NI AWR firması ve Modelithics firması, ATC600S serisi için yüksek frekansları kapsayan gelişmiş modeller sunmaktadır. Yatay ve dikey montaj için ayrı ayrı hazırlanmış; ölçülmüş S parametresi, eşdeğer devre ve Modelithics lisanslı bazı modeller 26 GHz gibi çok yüksek frekansları kapsayacak şekilde tasarımda kullanıma uygundur.

3.1.5 Diğer malzemelerin seçimi

Devre elemanlarına ek olarak, devre giriş ve çıkışında kullanılacak konnektörün, devre taşıyıcı malzemesinin ve bağlantı tellerinin (bonding wire) seçimi de devre tasarımında önemli rol oynamaktadır.

Konnektör, dişi SMA tipidir. Kasa montajına uygun vida delikleri bulunan ve kasa boyunca dielektrik malzemesi olan bir konnektör tercih edilmiştir. X bandda çok düşük kayıplı olması da önemli bir gereksinimdir.

Bağlantı telleri altın olup boyutları transistör üreticisi firmanın önerdiği boyutları geçmeyecek şekilde seçilmiştir.

Devre kartlarının yerleştirildiği taşıyıcı metal plaka pirinçten yapılmıştır. Fiziksel olarak dayanıklı olduğu için tercih edilmiştir.

Devrenin yerleştirildiği metal kutu da pirinçten yapılmıştır. Metal kutu sayesinde önemli bir ekranlama sağlanmıştır. Devrede bulunan mikroşerit hatların etkilenmemesi için uygun yükseklikte tasarlanmıştır. Metal kutunun kapağı da metal olup yansıma oluşturmaması için kapağın iç kısmına RF yutucu malzeme yerleştirilmiştir. Yerleştirilen malzemenin uzay uyumlu olmasına dikkat edilmiştir.

3.2 Bilgisayar Destekli Tasarım

Bu kısımda bilgisayar destekli tasarımın ayrıntıları anlatılmaktadır. Tasarımda National Instruments firmasının AWR Microwave Office yazılım aracı kullanılmıştır. Bu nedenle kullanılan bütün modeller ve yapılar bu yazılım aracına uygun olacak şekilde seçilmiştir.

Devrenin ana elemanı olan transistörün modelinin yüklenerek doğrulanması çalışmanın ilk aşamasını oluşturmaktadır. Kullanıma hazır hale gelen transistör modelinin ardından F sınıfı tasarıma uygun harmonik sonlandırıcılar tasarlanmıştır. Harmonik sonlandırım yapısının ardından asıl işaret için empedans uydurucular

tasarlanmıştır. Bu tasarımlarda mikroşerit modeller kullanılmıştır. Mikroşerit yapılar birbirine yakın olduğu için ve mikroşerit modellerde bulunmayan süreksizlik etkilerini de gözlemleyebilmek için elektromanyetik temelli benzetim de yapılmıştır.

Devrenin istenilen koşulları sağlamasının ardından serim yapılmış ve devre üretime hazır hale getirilmiştir.

3.2.1 Doğrusal olmayan transistör modeli ve modelin doğrulanması

Düşük güçlü doğrusal mikrodalga devrelerin tasarımında S parametreleri sıklıkla kullanılmaktadır. Bu tür devrelerde işaret gücü çok küçük olduğu için devrenin çalışma noktalarının değişmeyeceği öngörülür ve bu durumda göre tasarım yapılabilir. Genelde de S parametreleri üretici firmalar tarafından tasarımcılara sağlanır.

Ancak, yüksek güçlü mikrodalga kuvvetlendirici tasarımında büyük işaretler söz konusu olduğu için doğrusal verilerin kullanılması devrenin gerçekleşmesi aşamasında doğru sonuçlar vermeyecektir. Hala kullanılmakta olsa da, bazı özel durumlarda (dar bantlı, sabit çıkış gücüne sahip vb.) genellikle daha eski zamanlarda, transistör üreticisi firma tarafından sağlanan ve belli bir güçte ölçülmüş empedanslar kullanılarak tasarımlar yapılabilmektedir. Bu durumda, üretici tarafından sağlanan giriş ve çıkış empedanslarının 50Ω 'a uyandırılması yeterlidir. Ancak, bu tür tasarımlarda bilgisayar üzerinde yapılan benzetimlerde 1 dB bastırım noktası, 3. harmonik kesişim noktası gibi doğrusal olmayan verilerin gözlemlenmesi mümkün değildir. Devrenin doğrusal olmayan özelliklerinin de dikkate alınarak, F sınıfı gibi gerilim ve akım şekillendirmesi temeline dayalı kuvvetlendirici tasarımında büyük işaret altındaki bütün etkilerin incelenmesi bilgisayar destekli tasarımdan gerçeklemeye geçildiğinde ortaya çıkaracak farklılıkları azaltarak devrenin başarımını arttıracaktır. Harmoniklerin güç seviyeleri, kutuplamadaki değişikliklere bağlı değişimler, transistör üzerinde oluşan gerilim seviyesinin izlenmesi ve kararlılık analizleri doğrusal olmayan modeller ile analiz edilebilir.

Bu çalışmada Triquint (Qorvo) firmasının TGF2023-2-01 transistörü seçildiği daha önceki bölümde belirtilmişti. Yüksek frekanslarda daha yüksek çıkış gücü sağlayabilen bu transistörün de benzer şekilde firma tarafından sağlanmış bazı empedansları vardır. Çizelge 3.6'da 28 V 125 mA besleme koşulu altında en yüksek verime ve güce göre ölçülmüş çıkış yansıma katsayıları verilmiştir.

Çizelge 3.6 : TGF2023-2-01 transistörünün üretici tarafından sağlanan yansıma katsayıları.

Özellik	Frekans	Γ_L	Güç ve Verim
En Yüksek Çıkış Gücü	8,45 GHz	0.47 $\angle$ 122°	37,3 dBm %54,4
En Yüksek Çıkış Gücü	10 GHz	0.54 $\angle$ 125°	36,6 dBm %53,6
En Yüksek Verim	8,45 GHz	0.65 $\angle$ 113°	36,4 dBm %59,2
En Yüksek Verim	10 GHz	0.68 $\angle$ 120°	36,3 dBm %57,1

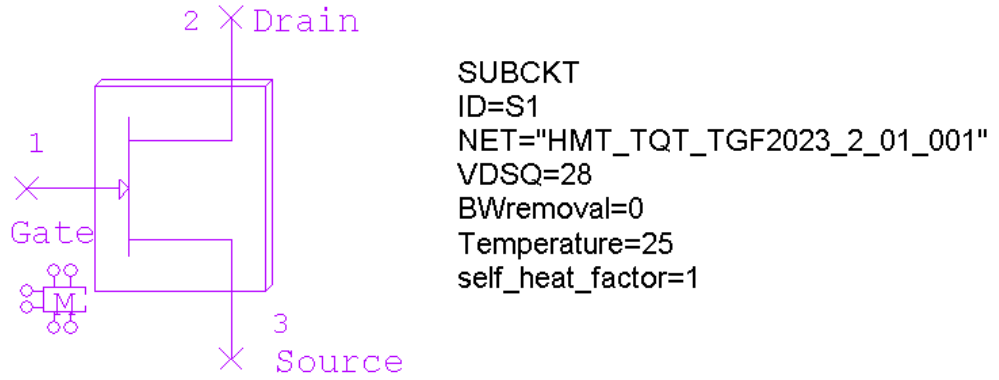
Görüldüğü gibi empedans değerleri sadece belli ve genelde çok kullanılan frekanslar için verilmiştir. Bu durum, farklı bir frekansta tasarıma ya da özel yapılı (F, E sınıfı gibi) kuvvetlendirici tasarımına uygun değildir. Ayrıca doğrusallık, güç kazancı gibi önemli verilerin tasarım sürecinde tasarımcı tarafından izlenmesi tasarımcıya büyük kolaylık sağlayacaktır.

Doğrusal olmayan modellere örnek olarak birçok tasarım yazılımının kullandığı Spice modelleri de örnek gösterilebilir. Ancak spice modelleri yüksek frekanslı güç transistörlerinde yetersiz olabilmektedir. Bu nedenle bazı firmalar daha karmaşık ancak daha gelişmiş modeller kullanmayı tercih etmektedir.

Modelithics firması da Triquint (Qorvo) firmasının bazı transistörleri için gelişmiş doğrusal olmayan modeller hazırlamaktadır. Bu tez çalışmasında kullanılan TGF2023-2-01 transistörü için de NI AWR MWO yazılım aracında kullanılabilecek bir model mevcuttur. Bu model geniş bir bantta ve geniş bir kutuplamada çalışabilmektedir. Bu sayede daha esnek bir çalışma ortamı sağlamaktadır. Şekil 3.5'te Modelithics firmasının TGF2023-2-01 transistörü için hazırladığı AWR WMO'ya uygun doğrusal olmayan modeli görülmektedir. Bu modelde “VDSQ” çalışma gerilimini, “BWremoval” bağlantı telinin varlığı (0=bağlantı teli etkisi açık, 1=bağlantı teli etkisi kapalı), “Temperature” devrenin çalışacağı ortamın sıcaklığını, “self_heating_factor” transistör çalışırken oluşacak ısının ve buna bağlı olarak sıcaklık artışını göstermektedir. “self_heating_factor” değeri 0 ve 1 arasında değer alabilmektedir. 0, ısınma etkisinin dikkate alınmadığı durumu, 1'de transistörün sürekli dalga işaret altında çalışması durumunu, yani ısınma etkisinin dikkate alındığı durumu göstermektedir. Ara değerler de darbeleri işaretler altında benzetim yapılabilmesine imkan sağlar. Örneğin 0,1 değeri %10'luk bir darbe süresine (duty cycle) bağlı ısınmayı temsil eder.

Çizelge 3.6'da da modelle ilgili önemli özellikler verilmektedir. Görüldüğü gibi transistör modeli geniş bir frekans aralığında çalışmak için uygundur. Ayrıca farklı

gerilimlerde kutuplanması sonucu oluşabilecek farklılıklar da kolaylıkla gözlemlenebilir.

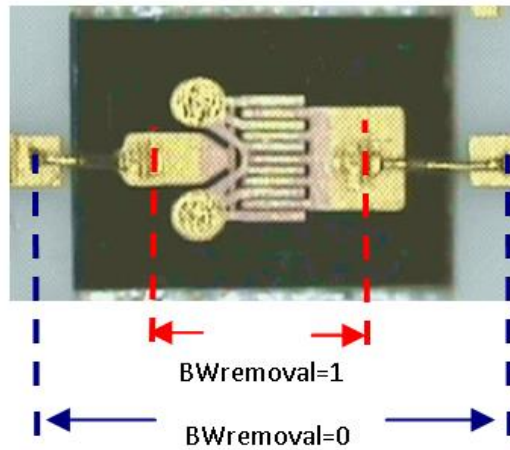


Şekil 3.5 : Modelithics firmasının AWR WMO için hazırladığı TGF2023-2-01 transistörünün doğrusal olmayan modeli.

Çizelge 3.7 : TGF2023-2-01 doğrusal olmayan modelin özellikleri.

Özellik	Frekans
Çalışma aralığı	DC-26 GHz
Model	Angelov temelli
Kutuplama	12-28 V DC
Sıcaklık değişimi etkisi	Var

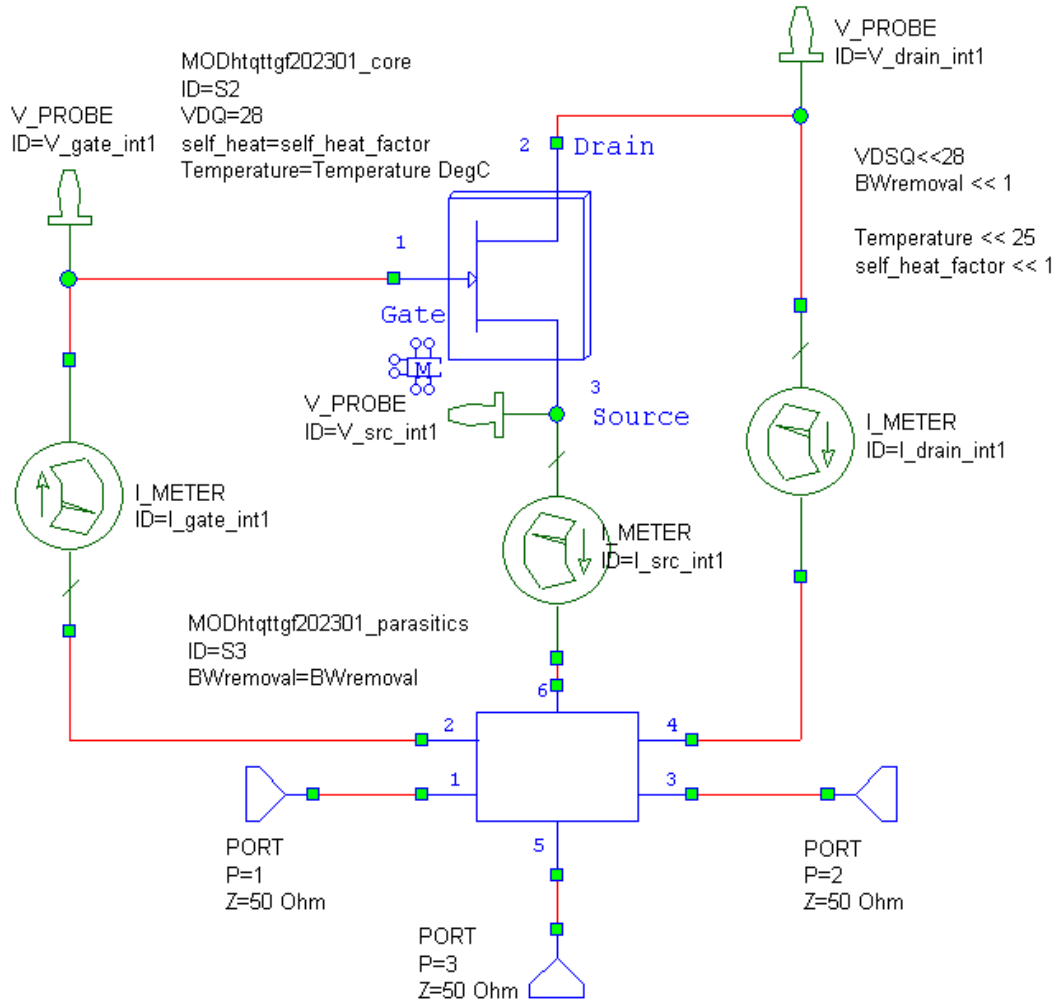
Şekil 3.6 bağlantı tellerinin olması ve olmaması durumundaki modelde oluşarak farkı göstermektedir.



Şekil 3.6 : Bağlantı tellerine göre transistör (Triquint, 2013).

Bağlantı telleri ve bağlantı noktaları da S parametreleri ile modellenmiştir. Şekil 3.7 seçilen transistör modelinin iç yapısını göstermektedir. Burada transistörün altında bulunan 6 kapılı yapı bu bağlantıları göstermektedir.

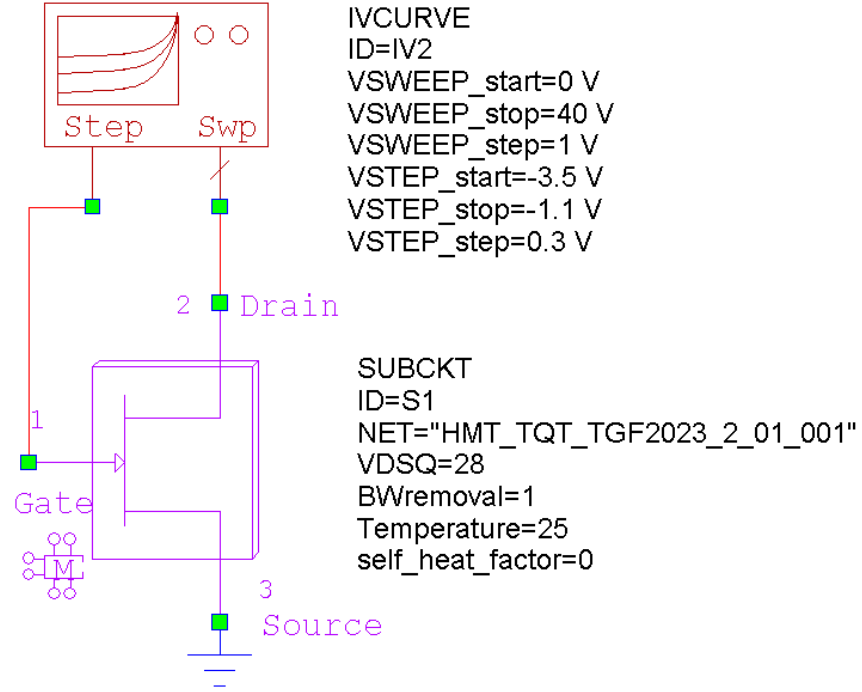
Transistör modelinin çalışır hale gelebilmesi için öncelikle Modelithics firması tarafından sağlanan lisans kullanılarak AWR MWO üzerinde gerekli ayarlar yapılmıştır. Modelin yüklenmesinin ardından ilk olarak DC-IV eğrileri çizilmiştir. Bunun için Şekil 3.8’de verilen devre yapısı kullanılmıştır. V_{DS} gerilimi 0-40 V arasında değişirken farklı V_{GS} gerilleri altında (-3,5 ile -1,1 V arasında, 0,3 V adımlar ile) transistörden akan akım incelenmiştir. Isınma etkisi kapalı (Şekil 3.9) ve açık (Şekil 3.10) elde edilen akım-gerilim eğrileri arasındaki fark ısınma etkisinin önemini göstermektedir.



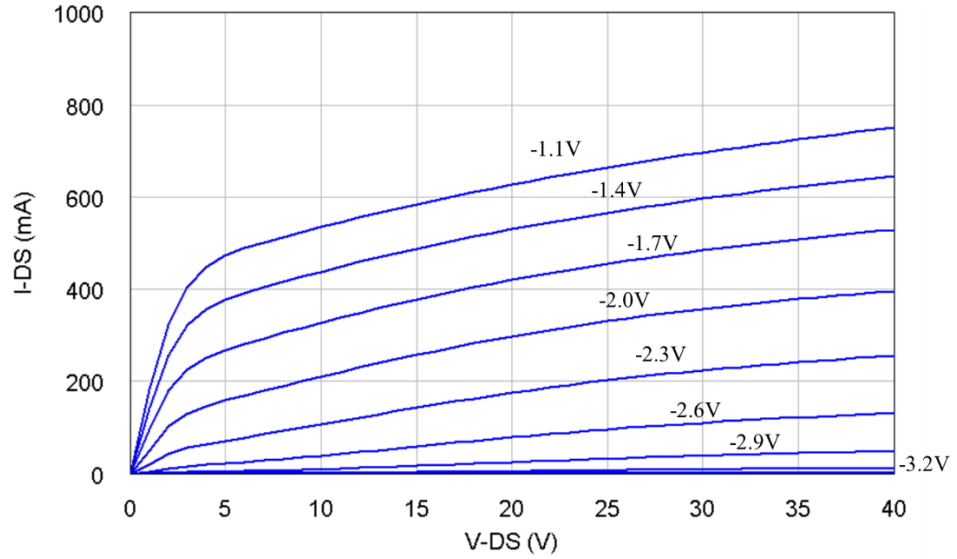
Şekil 3.7 : Transistör modeli iç yapısı.

DC-IV eğrilerine ek olarak küçük işaret kazancı da incelenmiştir. Bunun için Şekil 3.11’de verilen devre yapısı hazırlanmıştır. Bu devrede V_{DS} gerilimi 28 V, I_{DS} akımı da 125 mA olarak ayarlanmıştır. Benzetim sonucu elde edilen en yüksek kazanç eğrisi de Şekil 3.12’de verilmiştir.

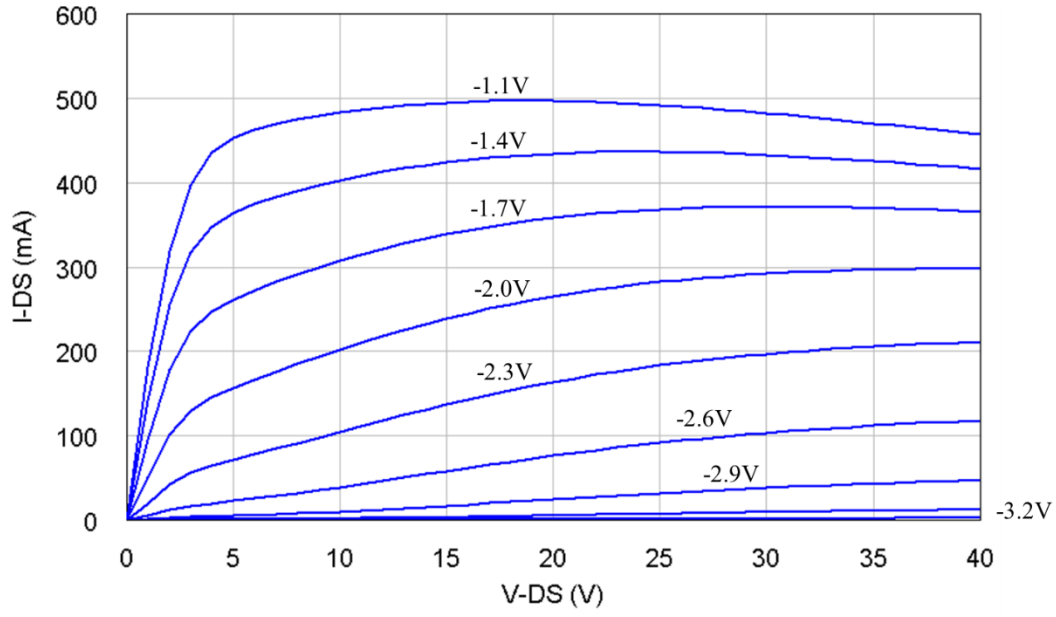
En yüksek kazanç eğrisi ve DC-IV eğrileri modeli hazırlayan firmanın sağladığı veriler ile aynı olduğu görülmüş ve modelin başarılı bir şekilde tasarım aracı yazılıma aktarıldığına karar verilmiştir.



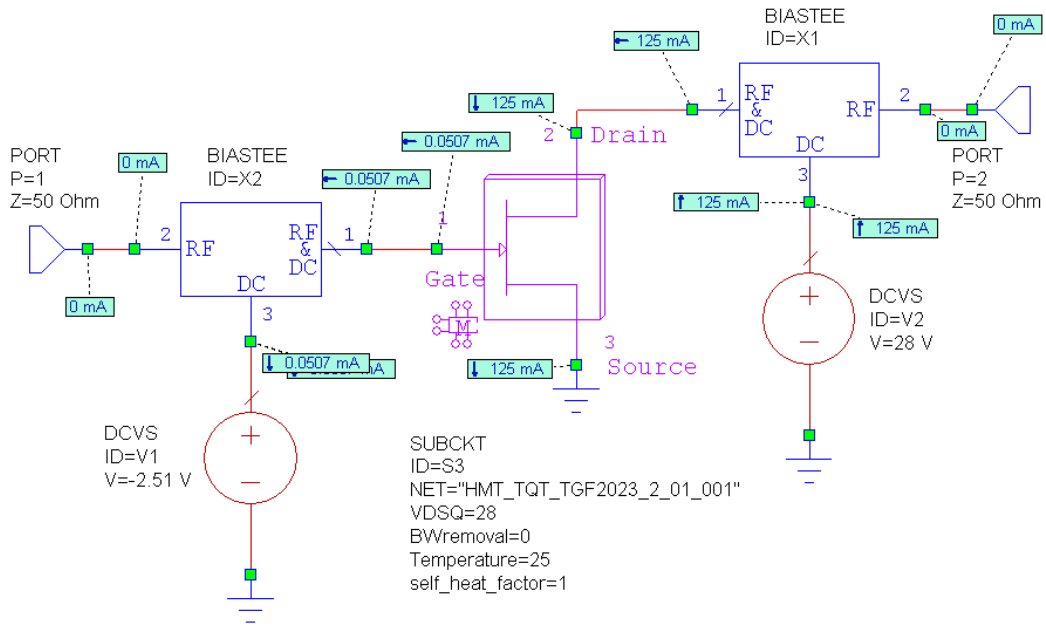
Şekil 3.8 : DC-IV eğrileri için hazırlanan devre.



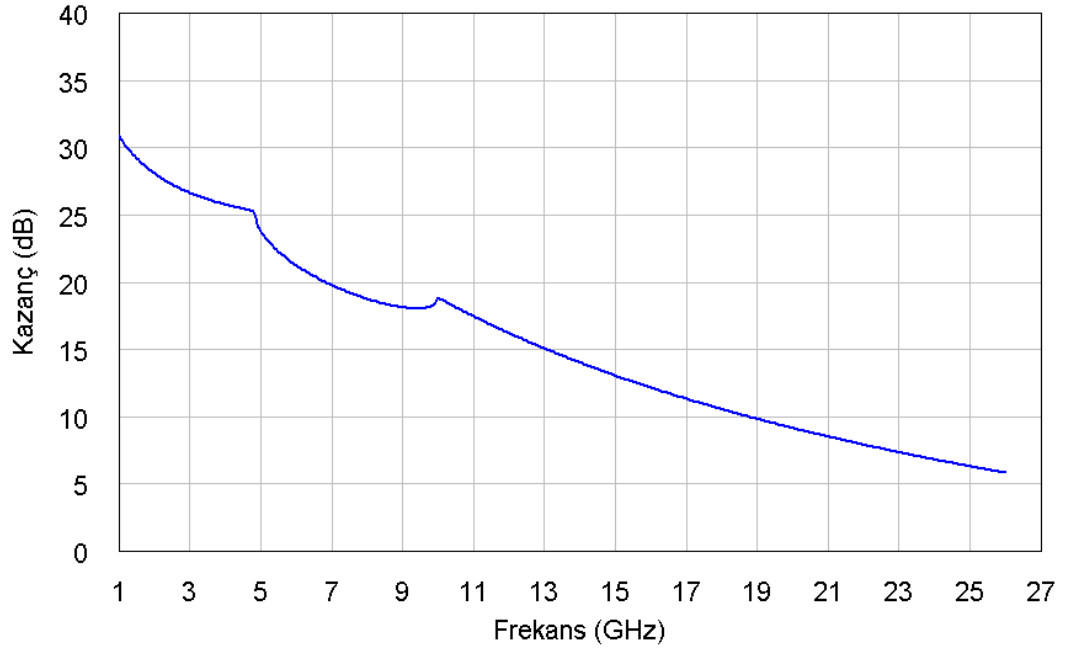
Şekil 3.9 : DC-IV eğrisi (ısınma etkisi kapalı).



Şekil 3.10 : DC-IV eğrisi (ısınnma etkisi açık).



Şekil 3.11 : Küçük işaret analizi yapısı.



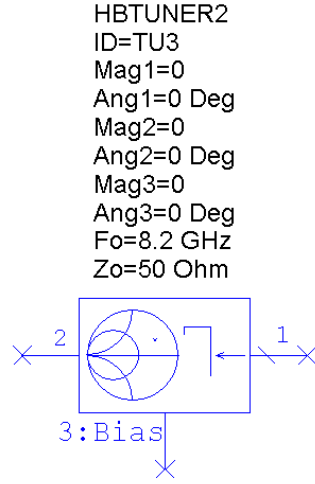
Şekil 3.12 : Frekansa göre en yüksek kazanç eğrisi.

3.2.2 Yükle-Çek analizi ile ideal devre özelliklerinin çıkartılması

Bu bölümde, TGF2023-2-01 transistörü kullanılarak ideal bir F sınıfı sonlandırımı ile ulaşılabilecek en yüksek verim değeri hesaplanmıştır. Böylece sınır değerler belirlenmiş ve bilgisayar destekli tasarım sırasında elde edilecek veriler daha iyi bir şekilde değerlendirilebilecektir.

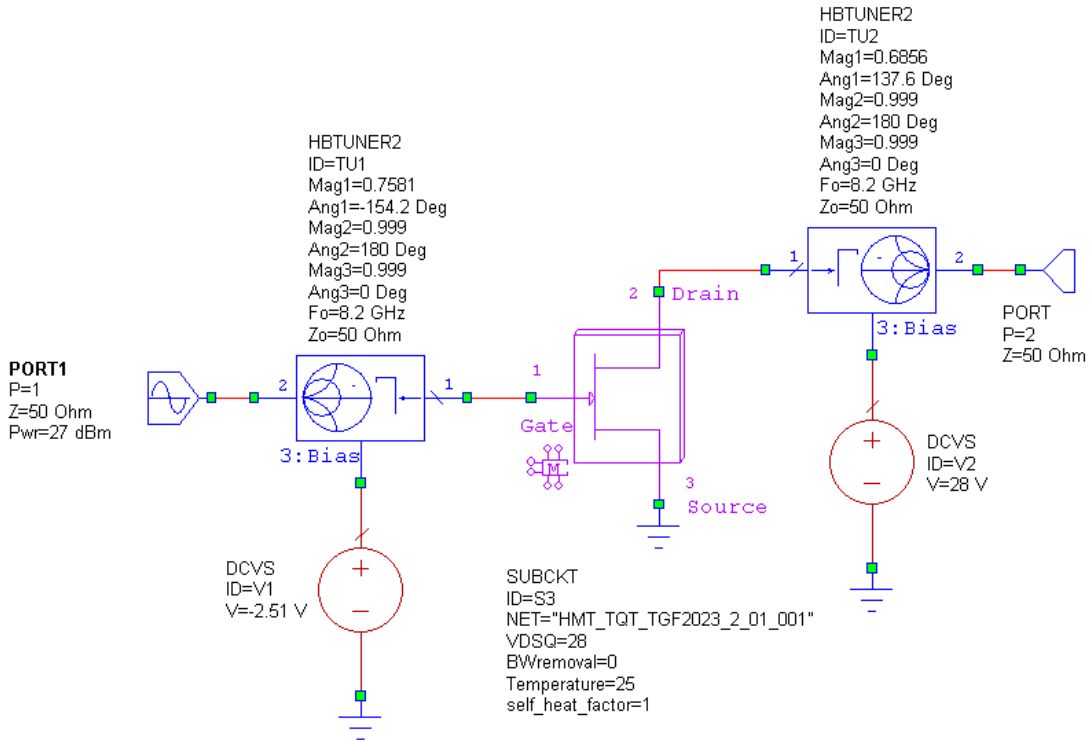
İdeal yapının tasarımı için, F sınıfı kutuplamaya uygun olarak çıkış katında 2. harmonik kısa devre, 3. harmonik de açık devre olacak şekilde bir empedans uydurumu AWR MWO içindeki HBTUNER adlı ideal devre elemanı ile sağlanmıştır. Şekil 3.13 HBTUNER elemanını göstermektedir. HBTUNER ile 2. ve 3. harmonik empedansları ve karakteristik empedans ayarlanabilmektedir. Buna ek olarak ideal bir kutuplama imkanı da sağlamaktadır. 2 numaralı kapı 50Ω tarafını göstermektedir. 1 numaralı kapı da ayarlarda belirtilen empedansın görüldüğü kapıdır. 3 numaralı kapı da DC kaynak içindir.

Devrenin girişinde de 2. ve 3. harmonikler kısa devre olacak şekilde kutuplama yapılmıştır. Analizde 28 V 125 mA kutuplama kullanılmış ve girişteki güç seviyesi de 27 dBm olarak belirlenmiştir. Yükle-Çek analizleri birkaç adımda tamamlanmıştır. Harmonik empedansları uygun şekilde ayarlandıktan sonra ilk olarak çıkış katı ile en yüksek verimi elde edecek şekilde bir sonlandırımı bulunmuştur. Başlangıç anında %8 olan verim çıkış empedansının ayarlanmasının ardından %46 seviyesine yükselmiştir.

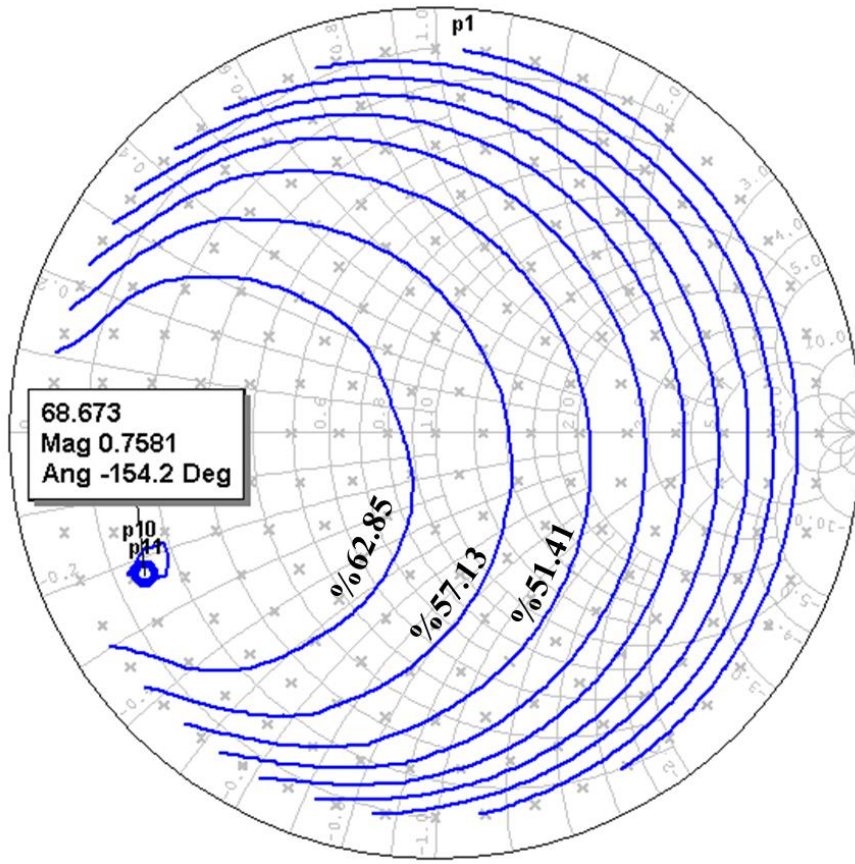


Şekil 3.13 : HBTUNER elemanı.

İlk çıkış yansıma katsayısı belirlendikten sonra giriş kısmı için de yükle-çek analizi yapılmıştır. Bu analizden elde edilen yansıma katsayısı kullanıldığında verim %60'lar seviyesine gelmiştir. Aynı işlem çıkış ve giriş için sırayla birkaç defa denendikten sonra verim %68,6 seviyesine gelmiştir. Şekil 3.14 yükle-çek analizinde kullanılan devreyi göstermektedir. Elde edilen son verim de Şekil 3.15'te verilmiştir. Bu durumda kazanç yaklaşık 10 dB civarındadır ve çıkış gücü de 37 dBm'dir. Son durumda elde edilen veriler özet olarak Çizelge 3.7'de verilmiştir.



Şekil 3.14 : Yükle-Çek analizinde kullanılan devre yapısı.



Şekil 3.15 : Son durumda yükle çek analizine göre verim.

Çizelge 3.8 : İdeal devre özellikleri.

Özellik	Değer
Verim	%68,7
Çıkış Gücü	37 dBm
Güç Kazancı	10 dB
Γ_s	0,7581 $\angle$ -154,2°
Γ_L	0,6856 $\angle$ 137,6°

Bu verilerin elde edilmesinde bağlantı telleri etkisi benzetimlerde iptal edilmemiş, ancak bu tellerden kaynaklı empedans değişimi ihmal edilmiştir. Bu durumda 8,2 GHz merkez frekansında en yüksek verim için ideal devre tasarımında verimin %68,7 olduğu görülmüştür. Bu yüksek verim dar bir alanda sağlanabilmektedir.

Çıkış katında 3. harmoniğe kadar uygun sonlandırılması benzetim sonuçlarına göre de uygun görülmüştür. Çizelge 3.9 farklı harmonikler ve giriş sonlandırmaları durumundaki verim değişimini göstermektedir. Bu analizde HBTUNER elemanı kullanılmıştır ve kayıpsız olarak, yani ideal durum için analiz yapılmıştır. Sonuçlara göre en büyük değişim 2. harmoniğin kısa devre edilmesiyle oluşmaktadır. 3. harmoniğin uygun sonlandırımı daha az bir katkı sağlamaktadır.

Çizelge 3.9 : Harmonik sonlandırma bağlı olarak verimin değişimi.

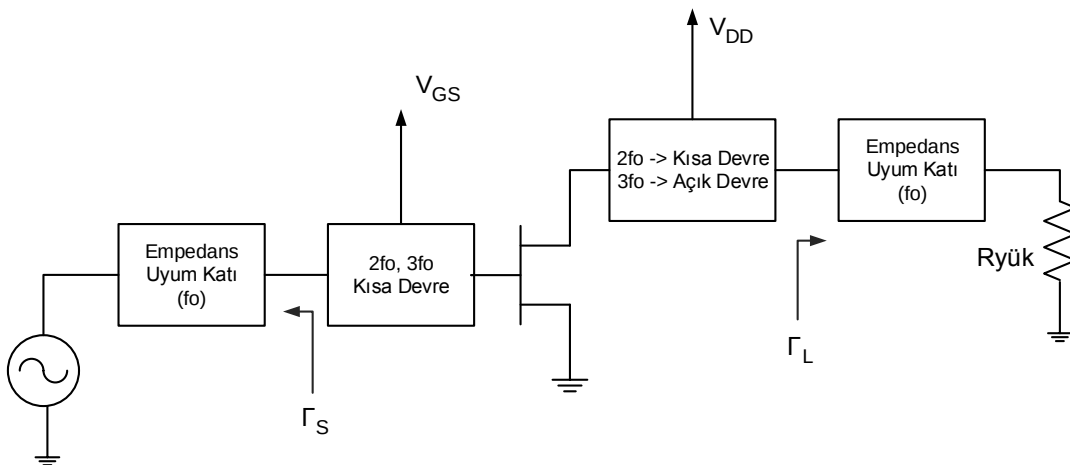
Harmonik Sonlandırmaları	Verim
-	% 8
Çıkış f_0	% 58,6
Giriş f_0 ; Çıkış f_0	% 60,1
Giriş f_0 ; Çıkış $f_0, 2 f_0$	& 66,3

3.2.3 F sınıfı için harmonik sonlandırım ve besleme katı tasarımı

F sınıfı kuvvetlendiricilerin temel ilkesi harmonik frekanslarında uygun şekilde sonlandırım yapılarak, transistör üzerinden akan akımın ve savak üzerindeki gerilimin şekillendirilmesine dayanmaktadır. Tek harmonikler açık devre, çift harmonikler kısa devre olacak şekilde sonlandırıldığında teorik olarak %100 verim elde edilebilmektedir.

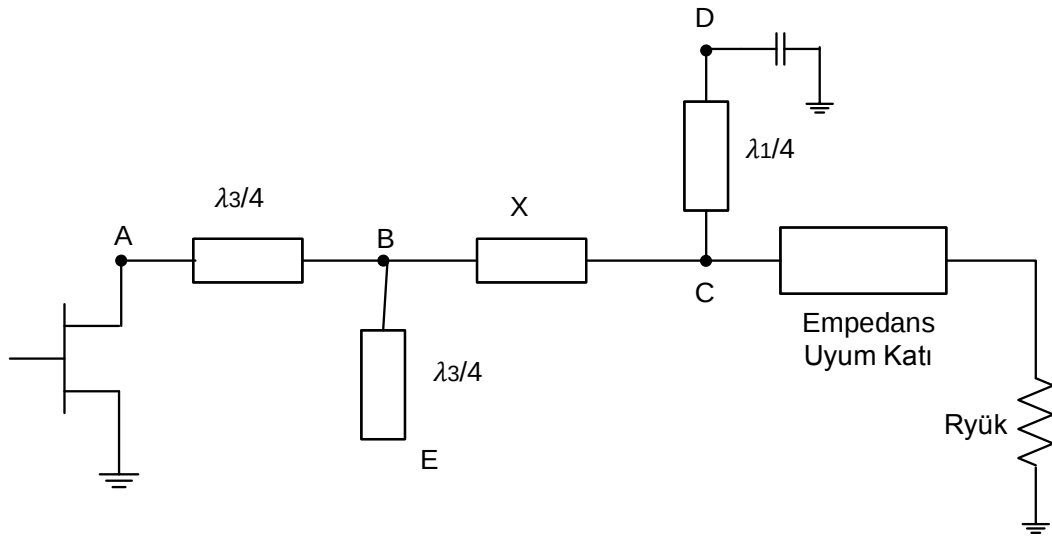
Yüksek frekanslarda yüksek dereceli harmoniklerin sonlandırılması teorik olarak mümkün olsa da, bu durum devrenin karmaşıklığını arttıracak için gerçekleştirme sırasında montajla ilgili sorunlara yol açabilir. Ayrıca devre karmaşıklığının artması kaybı da arttıracaktır. Bu da çıkış gücünün düşmesine, buna bağlı olarak da verimin düşmesine yol açacaktır. Ayrıca transistörün harmonik üretebilme kapasitesi de dikkate alındığında bu çalışmada 2. ve 3. harmoniğin kullanımının yeterli olacağı öngörülmüştür.

Bu çalışmada, transistöre yakın kısımda 2. ve 3. harmoniklerin sonlandırımı için bir yapı, daha sonra da asıl işaret için bir empedans uydurucu yapısı planlanmıştır. Bu sayede harmonik işaretler mümkün olduğunca erken bir şekilde sonlandırılmıştır. Şekil 3.16 temel devre yapısını göstermektedir.

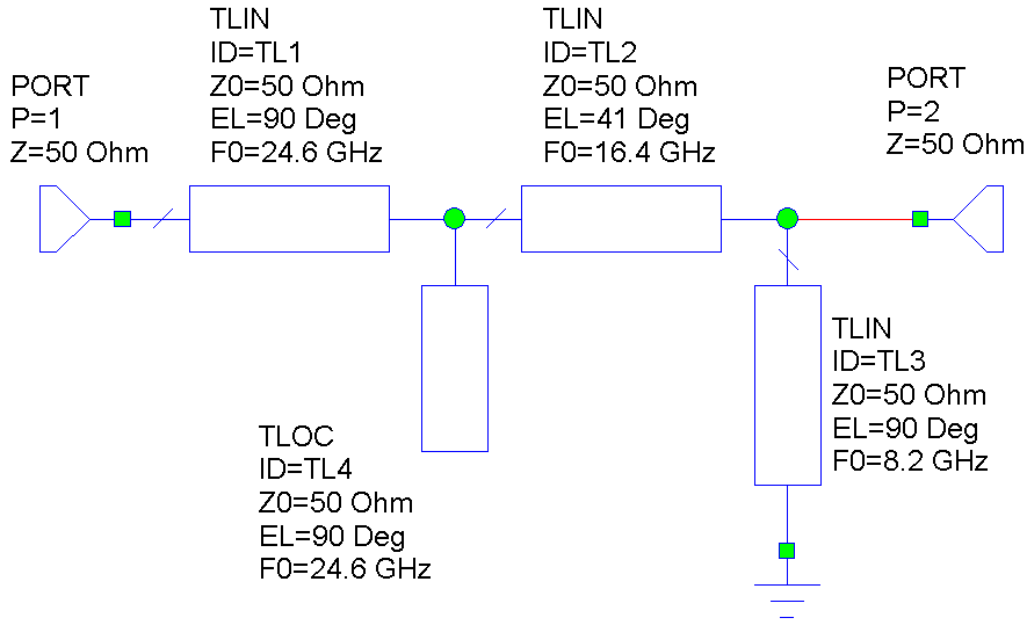


Şekil 3.16 : F sınıfı kuvvetlendirici yapısı.

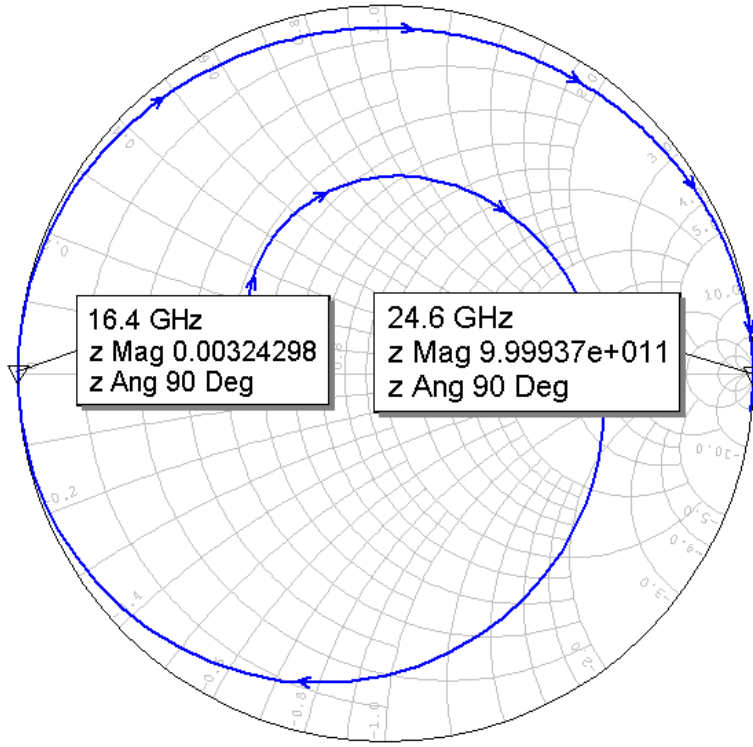
Günümüzde birçok F sınıfı sonlandırım yapısı önerilmiştir (Grebennikov, 2011; Woo ve diğ., 2006; Tong ve diğ., 2013). Bu çalışmada, transistörü beslemek kolay olduğu için ve empedans değişimlerine karşı tasarım aşamasında kolay bir şekilde ince ayar imkanı sağladığı için Şekil 3.17’deki yapı tercih edilmiştir. Bu yapıda, “X” uzunluğu 2. harmoniği kısa devre edecek şekilde bir benzetim programı yardımıyla kolaylıkla bulunabilir. Teorik tasarımda X uzunluğu ikinci harmonik için (λ_2) 41° olarak bulunmuştur. Şekil 3.18 tasarım aracında hazırlanan devreyi, Şekil 3.19 da benzetim sonucunu göstermektedir. A noktasından yüke doğru bakıldığında 2. harmonik kısa devre, 3. harmonik de açık devre olarak görülmektedir.



Şekil 3.17 : Kullanılan çıkış katı harmonik sonlandırım yapısı.



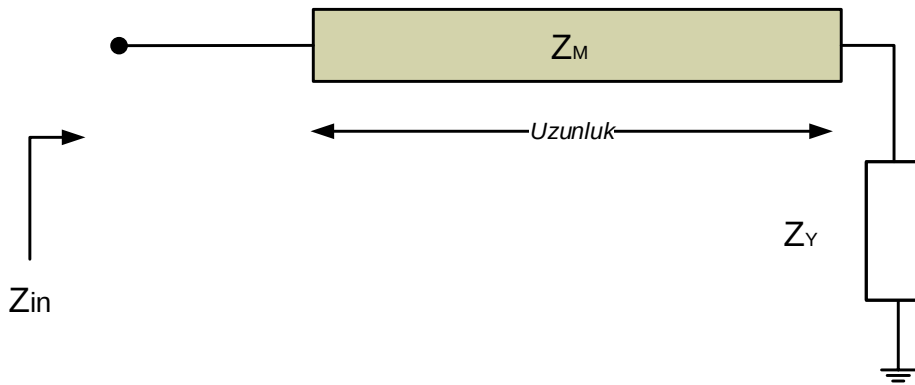
Şekil 3.18 : İdeal harmonik sonlandırım yapısı.



Şekil 3.19 : İdeal harmonik sonlandırım devresinin benzetim sonucu.

Şekil 3.17’de verilen yapıda D noktasının 2. ve 3. harmonik frekanslarında kısa devre etkisi göstermesi gereklidir. Günümüzdeki kondansatörler 16,4 GHz ve 24,6 GHz gibi yüksek frekanslarda istenilen seviyede kapasite değerine sahip olamamaktadır. Bu nedenle ilgili frekansta kısa devre etkisi gösterememektedir. Ayrıca montaj kaynaklı sapmalar da dikkate alındığında bu frekanslarda çalışacak kondansatörlerin mikroşerit yapılı olarak tasarlanmasının uygun olacağı görülmüştür.

Şekil 3.20’de verilen mikroşerit yapının empedansı, “ Z_M ” ilgili hattın karakteristik empedansı, “ l ” hattın uzunluğu ve “ $\beta=2\pi/\lambda$ ” ile gösterilecek olursa, aşağıdaki ifade ile hesaplanabilir:



Şekil 3.20 : Mikroşerit yapı empedansı.

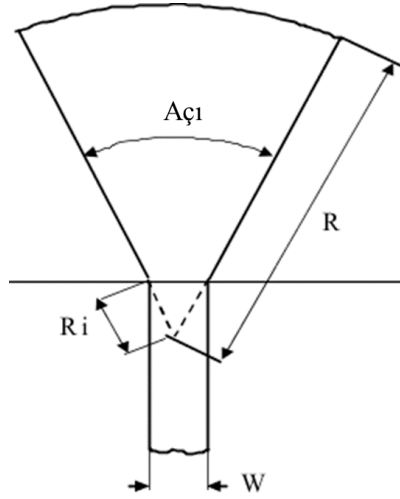
$$Z_{in} = Z_M \frac{Z_Y + j \cdot Z_M \cdot \tan(\beta \cdot l)}{Z_M + j \cdot Z_L \cdot \tan(\beta \cdot l)} \quad (3.1)$$

Bu yapıda Z_Y açık devre olarak alınırsa giriş empedansı aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$Z_{in} = Z_M \frac{1}{j \cdot \tan(\beta \cdot l)} = -j \cdot Z_M \cdot \cot(\beta \cdot l) \quad (3.2)$$

Bu durumda, açık devre olarak sonlandırılan mikroşerit yapılar bir kondansatör gibi davranacaktır. Ancak, 3.2’de de görüldüğü gibi bu kapasite değeri karakteristik empedansa (hattın kalınlığına), hattın uzunluğuna ve frekansına doğrudan bağlıdır. Mikroşerit hattın bir kapasite gibi kullanılabilmesi oluşu çok yüksek frekanslarda önemli olsa da, bu yapıların frekansa doğrudan bağlı oluşu, bu tür yapıların bant genişliğini düşürecektir.

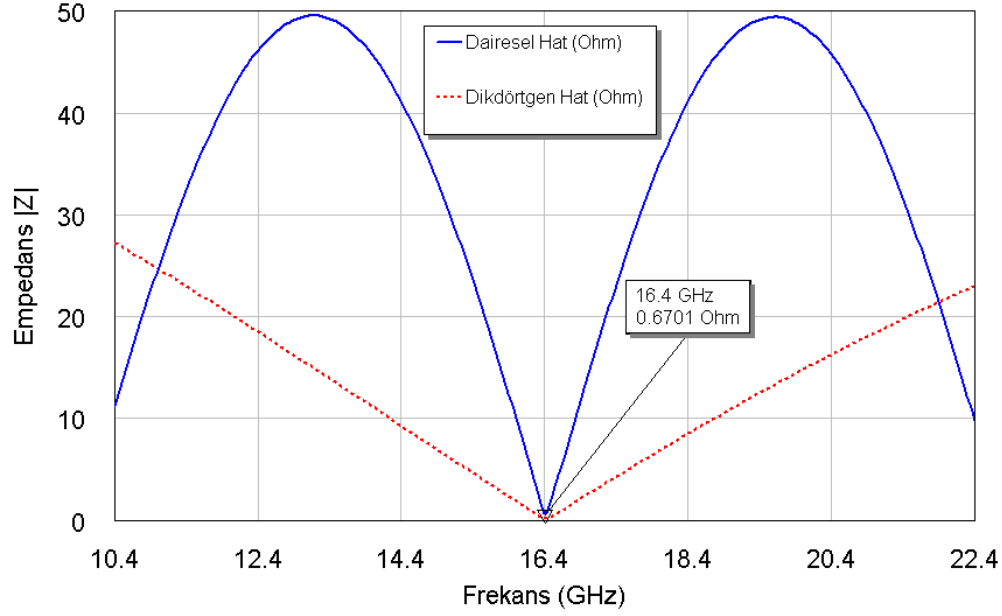
Daha geniş bant sağladığı için dar bantlı klasik mikroşerit hattın yerine dairesel yapıli mikroşerit yapılar önerilmiştir. Şekil 3.21’de kondansatör eşdeğeri olarak kullanılabilcek dairesel yapıli mikroşerit verilmiştir. Bu tür yapılarda hattın açısı ve yarıçapı önemlidir.



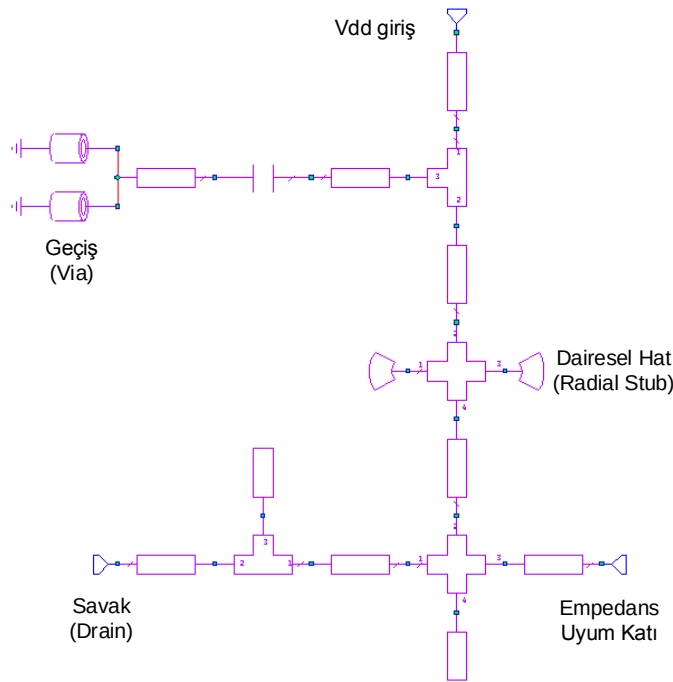
Şekil 3.21 : Dairesel yapıli mikroşerit hat.

Şekil 3.22, dairesel yapıli bir hat ile dikdörtgen şeklindeki bir hat arasındaki bant genişliği farkını göstermektedir. Dairesel yapıli hatlar daha geniş bant sağladığı için kullanışlı olsa da, ince ayar (tuning) gereken durumlarda, üzerinde çalışması daha zor bir şekle sahiptir. Dikdörtgen şeklindeki hatlar kolaylıkla kısaltılıp uzatılarak ince ayar kolaylıkla yapılabilir.

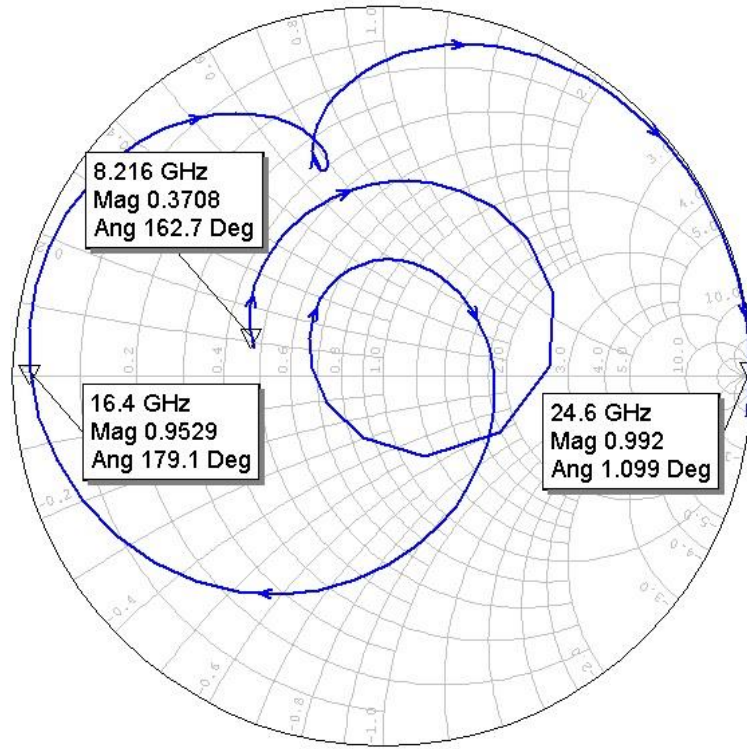
Şekil 3.17’de verilen F sınıfı harmonik sonlandırım yapısı dikkate alınarak yapılan tasarımda mikroşerit hatların uzunlukları dikkatli bir şekilde hesaplanmıştır. Hatların karakteristik empedansları da 50Ω ’dur. Bağlantı noktalarının getireceği ek uzunluklar dikkate alınarak küçük bir iyileştirme yapıldığında elde edilen devre yapısı Şekil 3.23’de verilmiştir. Bu yapıda, savak tarafından bakıldığında elde edilen empedanslar da Şekil 3.24’de verilmiştir. Yapılan tasarımın benzetim sonucuna göre 2. harmonik yaklaşık kısa devre, 3. harmonik de açık devre görmektedir.



Şekil 3.22 : Dairesel ve dikdörtgen yapıları hatların kapasite etkisinin karşılaştırılması.



Şekil 3.23 : Tasarlanan F sınıfı harmonik sonlandırım yapısı.



Şekil 3.24 : Tasarlanan F sınıfı harmonik sonlandırıcı empedansları.

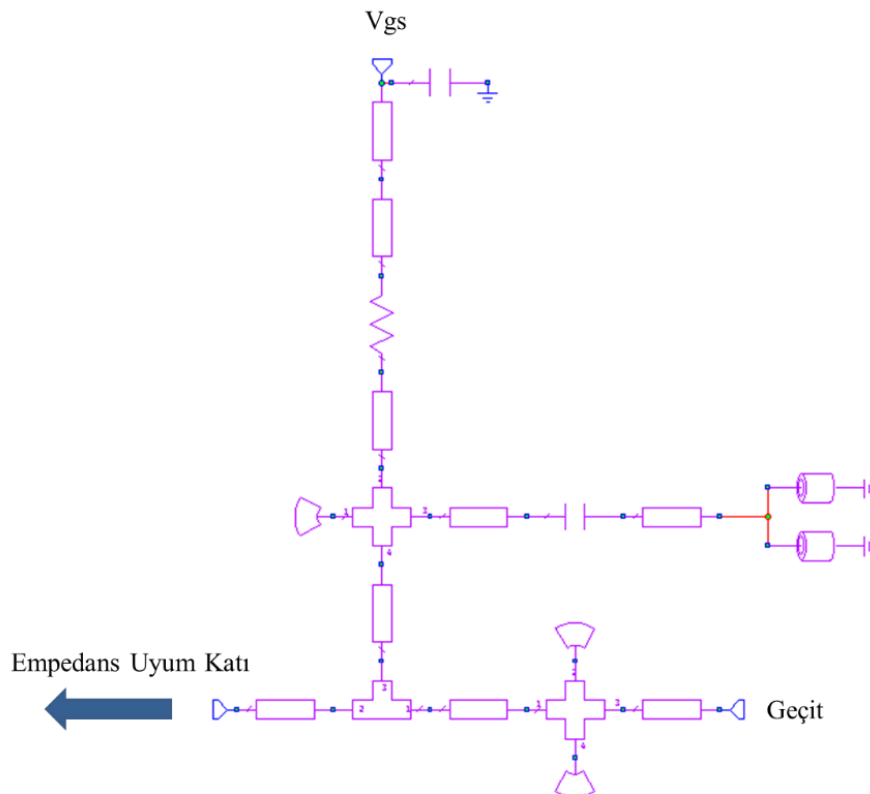
3.2.4 Giriş katı harmonik sonlandırım ve besleme katı tasarımı

Güç kuvvetlendiricilerinde giriş katlarındaki harmoniklerin uygun sonlandırılması da önemli bir ihtiyaçtır. Doyma bölgesinde çalışan güç kuvvetlendiricileri, doğrusal olmayan bölgede çalıştıkları için giriş katında da harmonikler oluşmaktadır. Bu harmonikler kuvvetlendirici girişinde olduğu için kuvvetlendirici tarafından kuvvetlendirilmeye çalışılacaktır. Bu durumda, kuvvetlendirici istenmeyen işaretler için de enerji harcayacağı için verim düşecektir. Ayrıca çıkış işaretindeki bozulma miktarını arttıracığı için doğrusallığa da etkisi olacaktır.

Giriş katlarının sonlandırılmasıyla ilgili farklı görüşler olmakla birlikte tasarım kolaylığı açısından 2. ve 3. harmoniklerin kısa devre edildiği yapı oldukça sık kullanılmaktadır.

2. ve 3. harmoniklerin kısa devre edilmesi için, daha geniş bantta bu koşulu sağlayabilecek dairesel yapıli mikroşerit hat kullanımı tercih edilmiştir. Girişteki harmoniklerin transistörün hemen girişinde sönümlendirilmesi kuvvetlendiricinin doğrusallığına da katkıda bulunacaktır. Şekil 3.25'te giriş katında kullanılan harmonik sonlandırım ve besleme yapısı verilmiştir. Bu yapıda, ek olarak geçit beslemesinde kullanılan $\lambda/4$ hatta seri bir direnç kullanılmıştır. Bu seri direnç kararlılığın

arttırılmasında etkilidir. Ek olarak ani gerilim değişimlerinin olumsuz etkilerini de azaltmaktadır. Hatların karakteristik empedansları 50Ω 'dur.

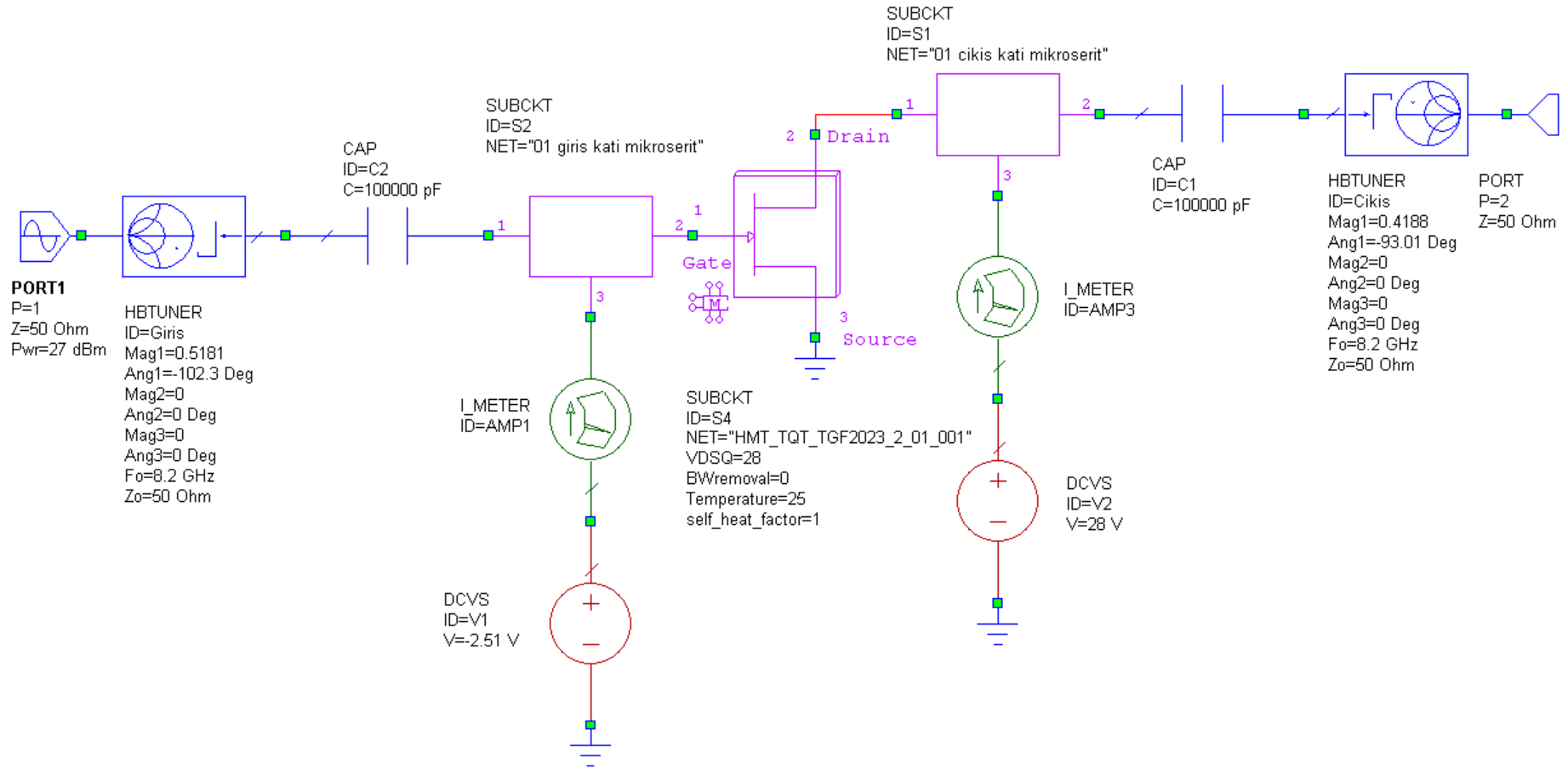


Şekil 3.25 : Giriş katı harmonik sonlandırıcı ve besleme yapısı.

3.2.5 Empedans uyum katlarının tasarımı

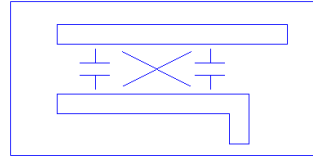
Giriş ve çıkışta kullanılacak harmonik sonlandırım yapılarının tasarımının ardından merkez frekanstaki işaret için empedans uyducuların tasarımı gereklidir. Bunun için tasarlanan harmonik sonlandırım yapıları transistöre alt devre (sub-circuit) olarak bağlanmıştır (Şekil 3.26). Şekilde görülen kondansatörler HBTUNER yapısına doğru akım akışı olmaması için eklenmiştir ve değeri çok büyük seçilerek devreyi etkilememesi sağlanmıştır. Bu aşamada en yüksek verime göre yükle-çek analizleriyle gerekli empedans değeri belirlenecektir.

Analizlere ilk olarak çıkış katı ile başlanmıştır. Çıkıştaki HBTUNER kullanılarak giriş katı sabit kalmak kaydıyla çıkışta elde edilebilecek yüksek verim hesaplanmıştır. İlk elde edilen yansıma değeri çıkıştaki HBTUNER elemanına yazılmıştır. Sonraki aşamada giriş katı için yükle-çek analizi yapılmıştır. Giriş kısmındaki HBTUNER elemanı kullanılarak çıkış empedansı sabitken elde edilebilecek en yüksek verim için analizler yapılmıştır.



Şekil 3.26 : Harmonik sonlandırım katları eklenerek giriş ve çıkış yük çekim analizleri.

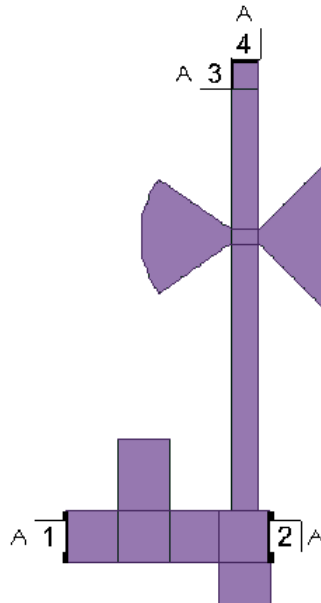
kısımların elektromanyetik olarak benzetiminin yapılması sağlanabilmektedir. Elektromanyetik etkilerin incelenebilmesi için bütün devre aynı anda değil, parça parça inceleme yapılmıştır.



```
EXTRACT
ID=EX1
EM_Doc="EM_Extract_Doc"
Name="EM_Extract"
Simulator=AXIEM
X_Cell_Size=1000 um
Y_Cell_Size=1000 um
STACKUP=""
Override_Options=Yes
Hierarchy=Off
SweepVar_Names=""
```

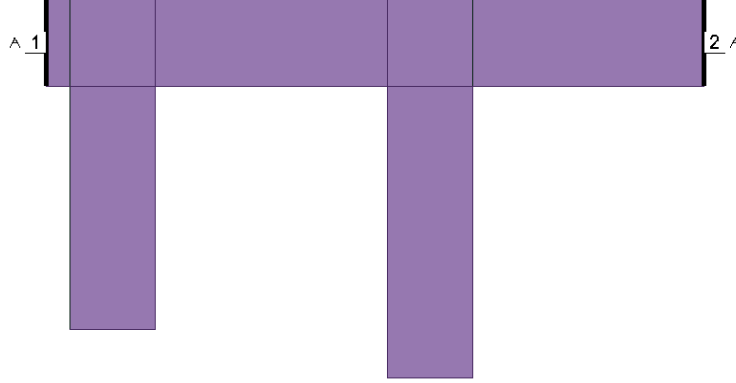
Şekil 3.29 : EXTRACT elemanı görüntüsü.

İlk olarak çıkış katında bulunan harmonik sonlandırıcı yapı ve devamındaki empedans uydurucu yapı elektromanyetik olarak incelenmiştir. Şekil 3.30 harmonik sonlandırım yapısının, Şekil 2.31 de empedans uydurucunun elektromanyetik analiz için hazırlanan görünümünü göstermektedir. Şekil 3.30’de, “1” numaralı kapı transistörün savak ile olan bağlantısını, “2” numaralı kapı empedans uydurucuya olan bağlantısını, “3” numaralı kapı kondansatör ve “4” numaralı kapı da güç kaynağına olan bağlantıyı göstermektedir.



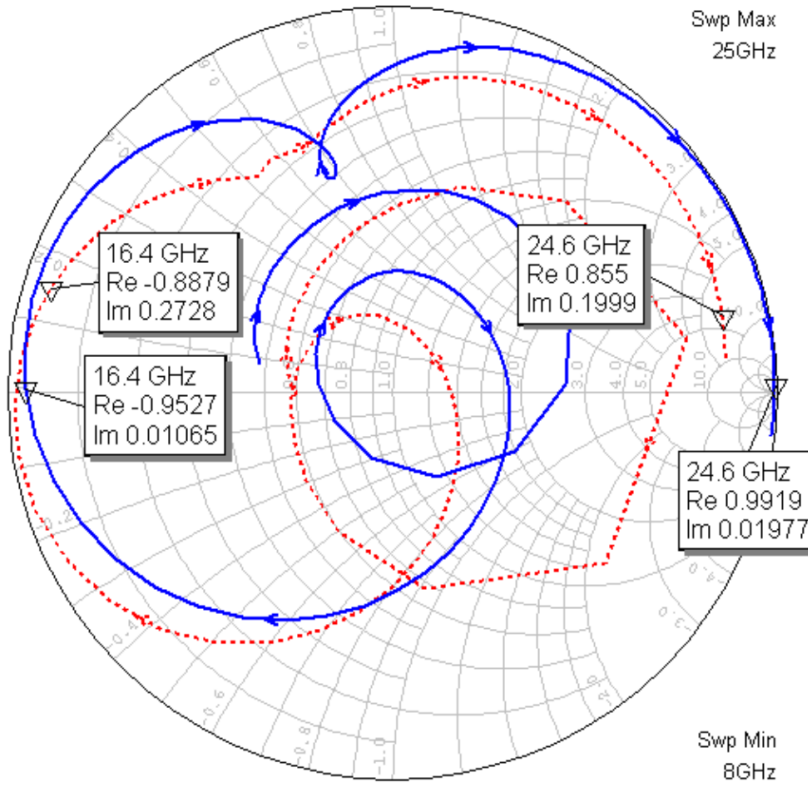
Şekil 3.30 : Çıkış katında bulunan harmonik sonlandırım yapısının elektromanyetik benzetim için hazırlanmış hali.

Şekil 3.31’de “1” numaralı kapı harmonik sonlandırıcıya olan bağlantıyı göstermektedir. Arada bir bağlama kondansatörü bulunmaktadır. “2” numaralı kapı da konnektör bağlantısının olduğu uçtur.



Şekil 3.31 : Çıkış katında bulunan empedans uydurucu devrenin sonlandırım yapısının elektromanyetik benzetim için hazırlanmış hali.

Çıkış katında bulunan harmonik sonlandırıcının analizleri incelendiğinde ideal mikroşeritli yapıya yakın bir etki göstermektedir. Şekil 3.32 Smith abağı üzerinde elde edilen empedans durumunu göstermektedir.



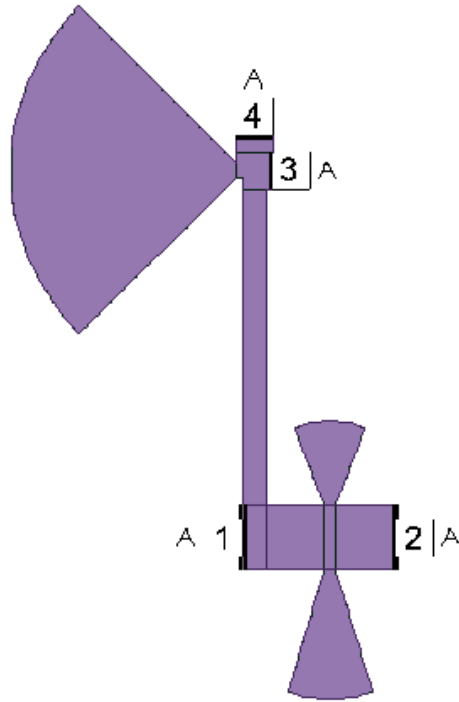
Şekil 3.32 : Smith abağı üzerinde ideal mikroşeritli yapı ve elektromanyetik benzetim sonuçlarının karşılaştırılması. (Mavi düz çizgi, ideal mikroşerit; kırmızı noktalı çizgi, elektromanyetik benzetim)

Çıkış katında elektromanyetik yapılar varken elde edilen verim değeri yaklaşık %59,6'a düşmüştür. Çıkış katında bazı en iyileştirme (optimization) denemeleri yapılmış olsa da empedans değerleri çok değişmemiştir.

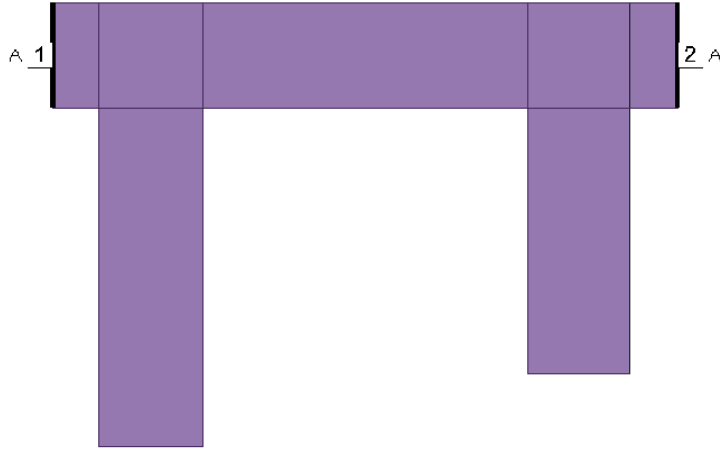
Aynı işlemler giriş katı için de yapılmıştır. Şekil 3.33 giriş katındaki harmonik sonlandırım yapısının elektromanyetik benzetim için hazırlanmış görünümüdür. Şekil 3.34'te empedans uyum devresidir.

Şekil 3.33'de "1" numaralı kapı empedans uyum devresine giden yöndür. Arada paralel şekilde bir kondansatör ve bir direnç bulunmaktadır. "2" numaralı kapı transistörün geçit ucuna gitmektedir. "3" numaralı kapı kondansatör bağlantısı içindir. "4" numaralı kapı da seri bir direnç ile geçit için gerekli gerilim bağlantısına gitmektedir.

Şekil 3.34'de 1 numaralı kapı konnektöre doğru giden yöndür."2" numaralı kapı da harmonik sonlandırım yapısına bağlanmaktadır.



Şekil 3.33 : Elektromanyetik benzetim için hazırlanan giriş katı harmonik sonlandırım yapısı.



Şekil 3.34 : Elektromanyetik benzetim için hazırlanan giriş katı empedans uyum devresi yapısı.

Giriş ve çıkış birlikte incelendiğinde verim yaklaşık %58,5'e düşmüştür. Devrenin giriş ve çıkışına 0,1dB konnektör kaybı da eklendiğinde verim %56,3'e düşmüştür.

3.2.6 Bilgisayar destekli tasarım sonuçları

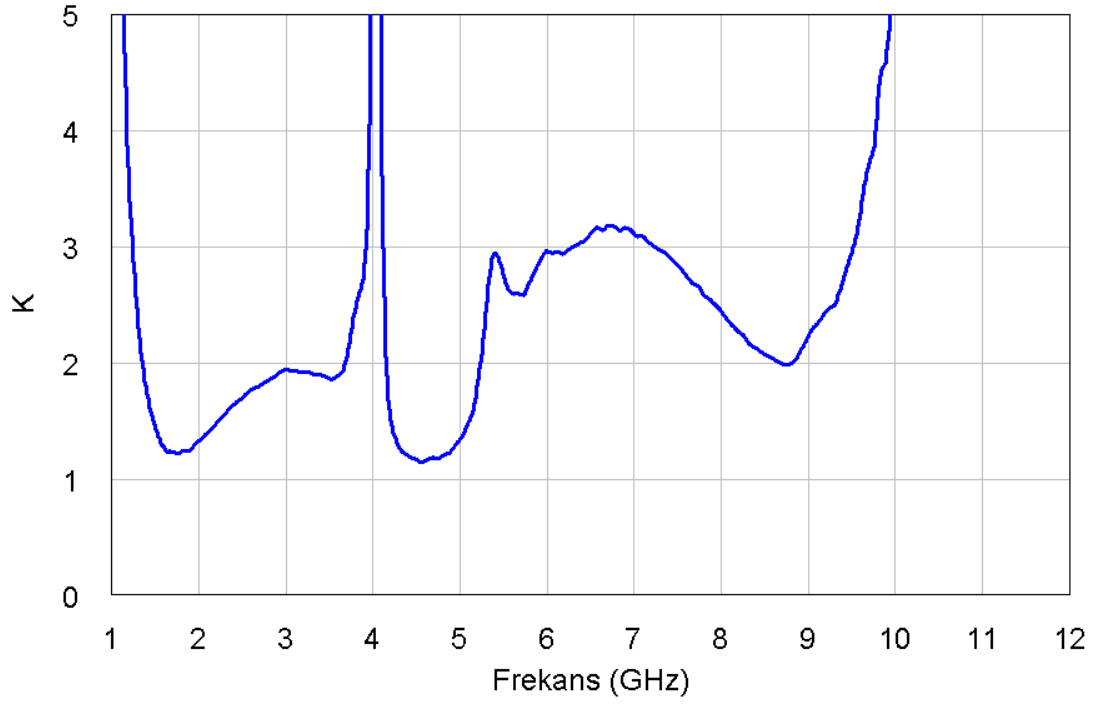
Giriş ve çıkış katında bulunan mikroşerit yapıları elemanların elektromanyetik benzetimlerinin de tamamlanmasının ardından devrenin genel başarımı bilgisayar destekli yazılım aracılığıyla incelenmiştir. Bu bölümde tasarlanan kuvvetlendiricinin güç kazancı, çıkış gücü, büyük işaret altındaki empedansı, verimi ve kararlılığı incelenmiştir.

Şekil 3.35, 1-12 GHz aralığında devrenin kararlılığının bir göstergesi olan Rollet koşuluna bakılmıştır (3.3). Burada $\Delta = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|$ olarak verilmektedir. Bütün bant boyunca K değeri 1'in üzerindedir.

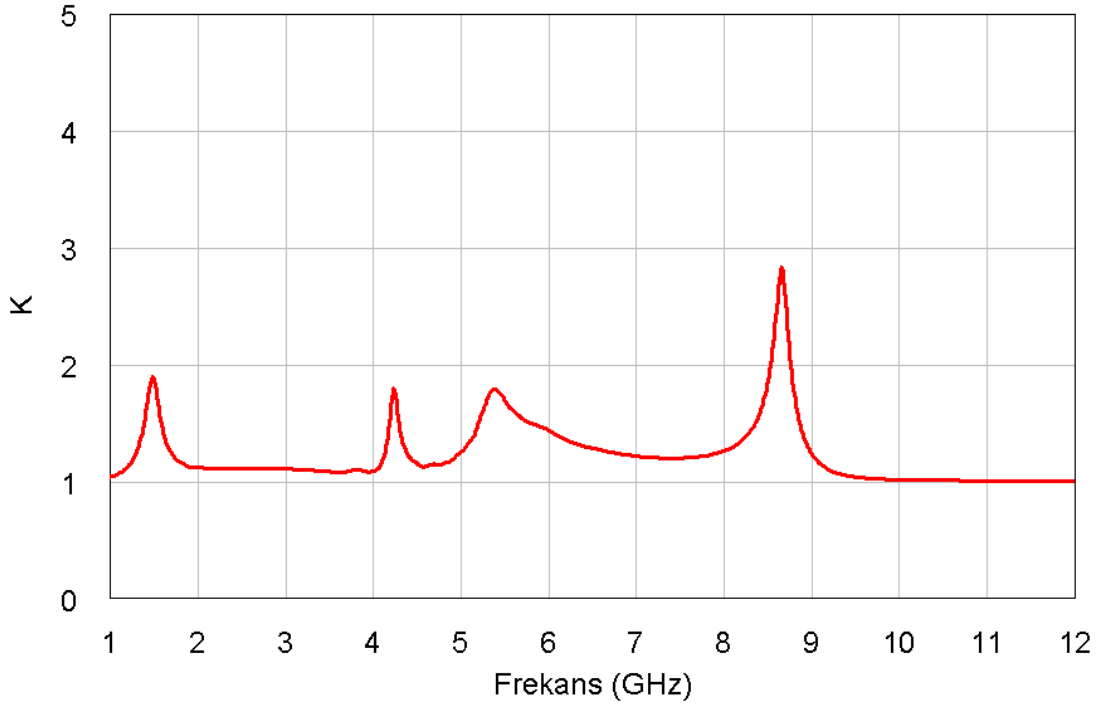
$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (3.3)$$

Edward ve Sinky'nin (1992) önerdiği kararlılık koşuluna (3.4) göre de inceleme yapılmıştır. Bu durumda da μ değeri 1'in üzerindedir ve kuvvetlendirici kararlıdır. Bu değer de Şekil 3.36'te gösterilmiştir.

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*|^2 + |S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (3.4)$$



Şekil 3.35 : Rollet kararlılık koşulunun incelenmesi.



Şekil 3.36 : μ kararlılık koşulunun incelenmesi.

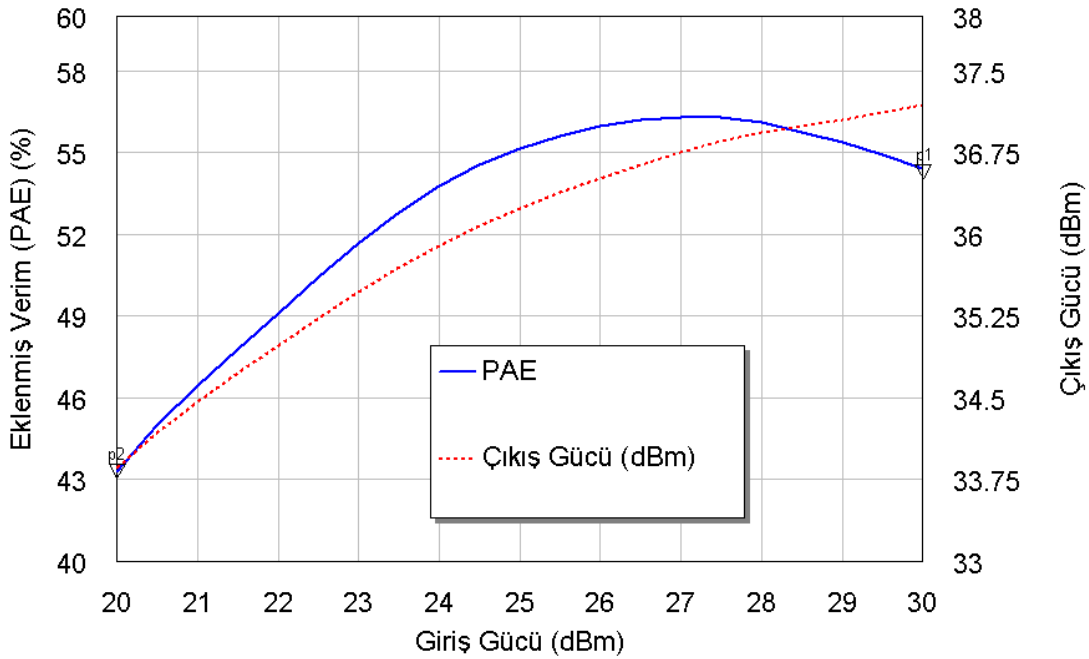
Kuvvetlendiricinin kararlılığında bir sorun olmadığı görüldükten sonra devrenin büyük işaret altındaki davranışını incelemek amacıyla benzetim programında gerekli düzenlemeler yapılmıştır. Büyük işaret analizleri sonucunda verim, güç kazancı, faz değişimi ve empedans uyumu gibi önemli veriler incelenmiştir.

Giriş gücüne göre güç eklenmiş verim (PAE) ve çıkış gücü grafiği Şekil 3.37’de verilmiştir. Geniş bantlı olarak kazanç ve verim grafiği de Şekil 3.38’de verilmiştir.

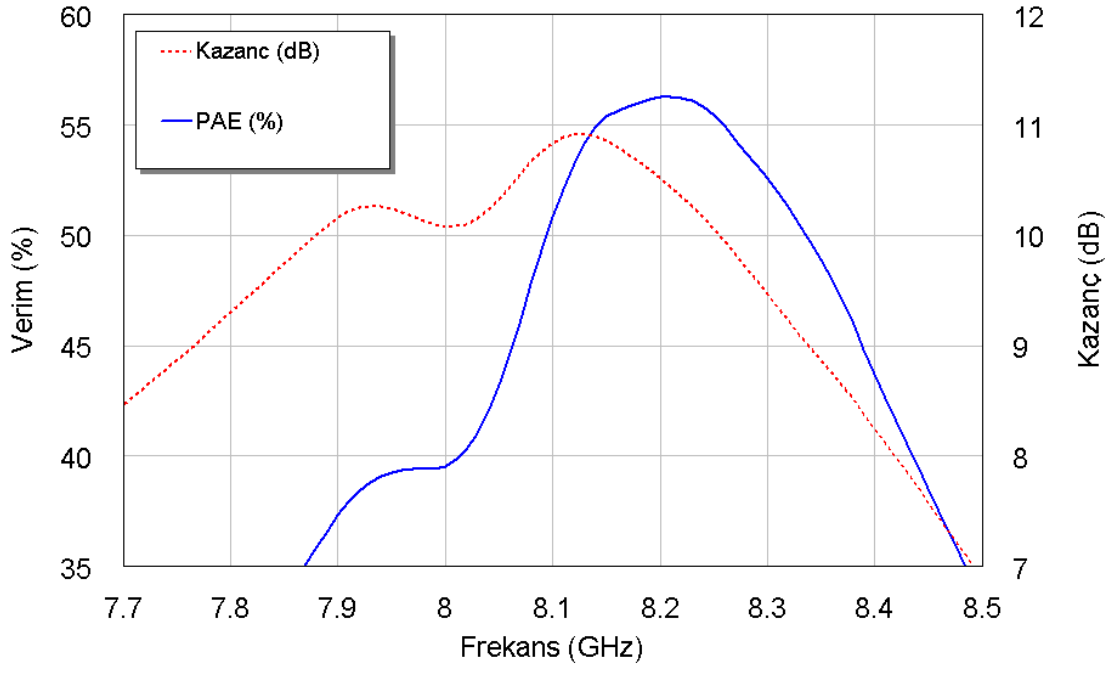
Çıkış katındaki empedans uyumu, çıkış yüksek güçte olduğu için mümkün oldukça iyi bir şekilde yapılmalıdır. Transistörün davranışı büyük işaretler altında farklı olacağı için empedans uyumu NI AWR Microwave Office yazılım aracının büyük işaret S parametreleri ölçüm özelliği kullanılarak incelenmiştir. Çıkıştaki empedans uyumunu inceleyebilmek için çıkış katından yüksek güçlü işaret uygulanmıştır. Şekil 3.39, büyük işaret altında çıkış empedans uyumunu göstermektedir. Empedans uyumu istenilen bant genişliği içerisinde sağlanmıştır.

Şekil 3.40, fazın ve genliğin giriş gücüne göre değişimini (AM-AM ve AM-PM analizleri) göstermektedir. Benzetim sonuçlarına göre faz değişimi 4° ’nin altındadır.

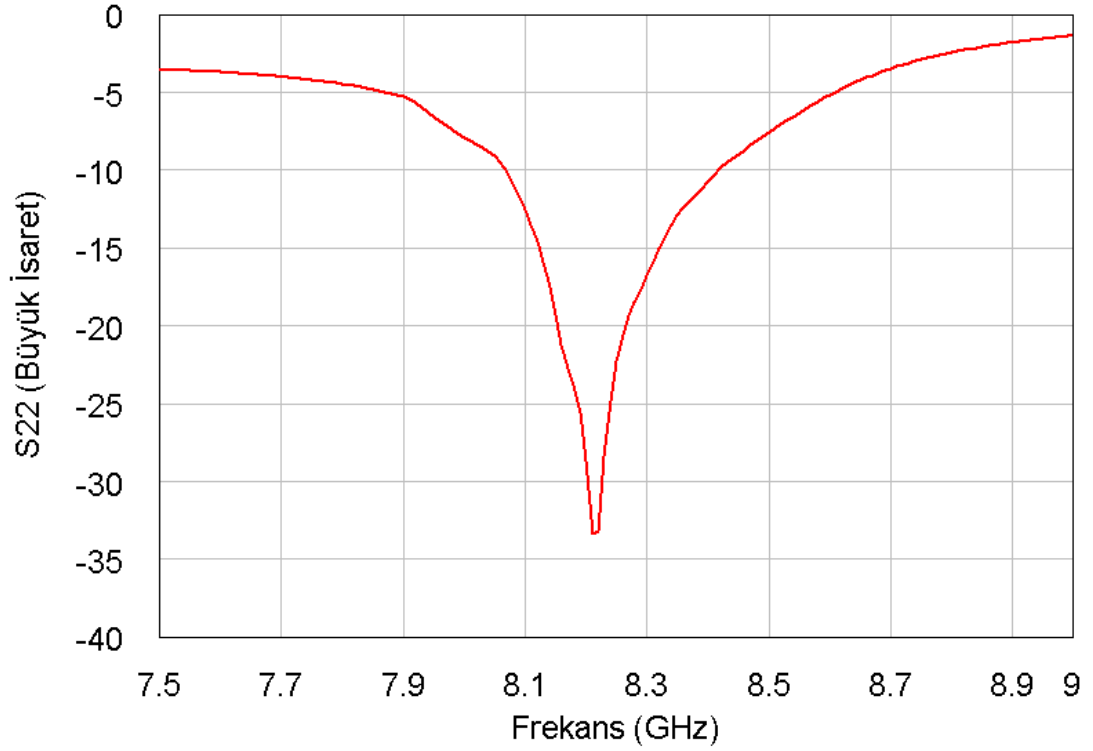
Şekil 3.41, çıkıştaki işaretin harmonikler açısından durumunu göstermektedir. 2. harmonik gücü asıl işarete göre yaklaşık 52dB, 3. harmonik gücü de 39 dB aşağıdadır. Bu durum harmoniklerin iyi bir şekilde sonlandırıldığını göstermektedir. Şekil 3.42’de zamana bağlı olarak verilen çıkış işareti de gürültüsüz ve ideal bir sinüs işaretine oldukça yakındır.



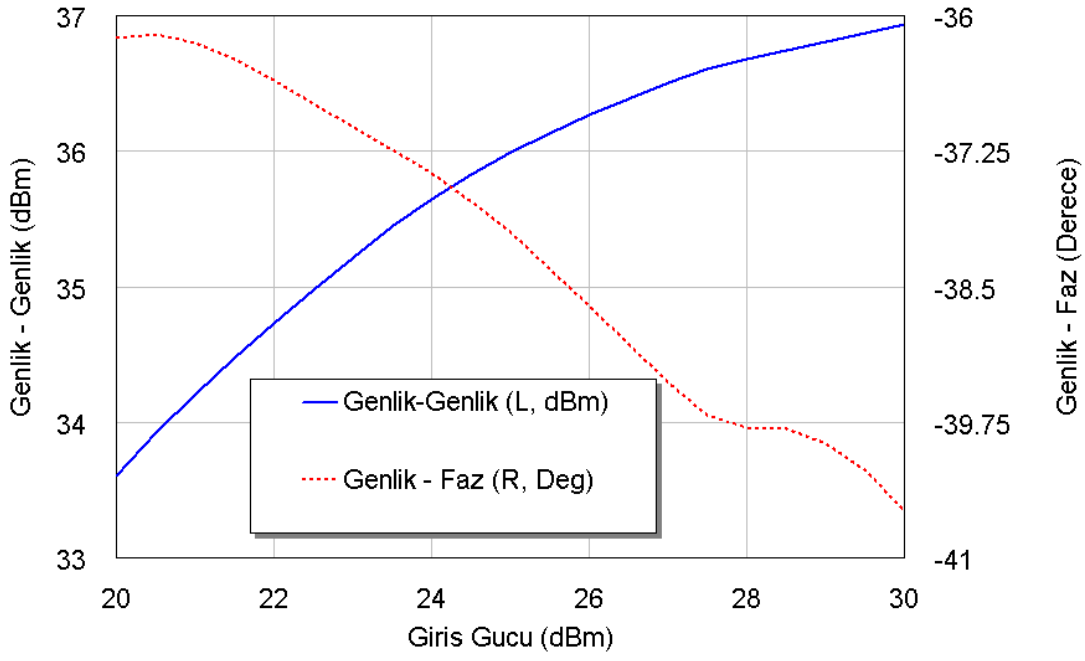
Şekil 3.37 : Giriş gücüne göre verim ve çıkış gücü.



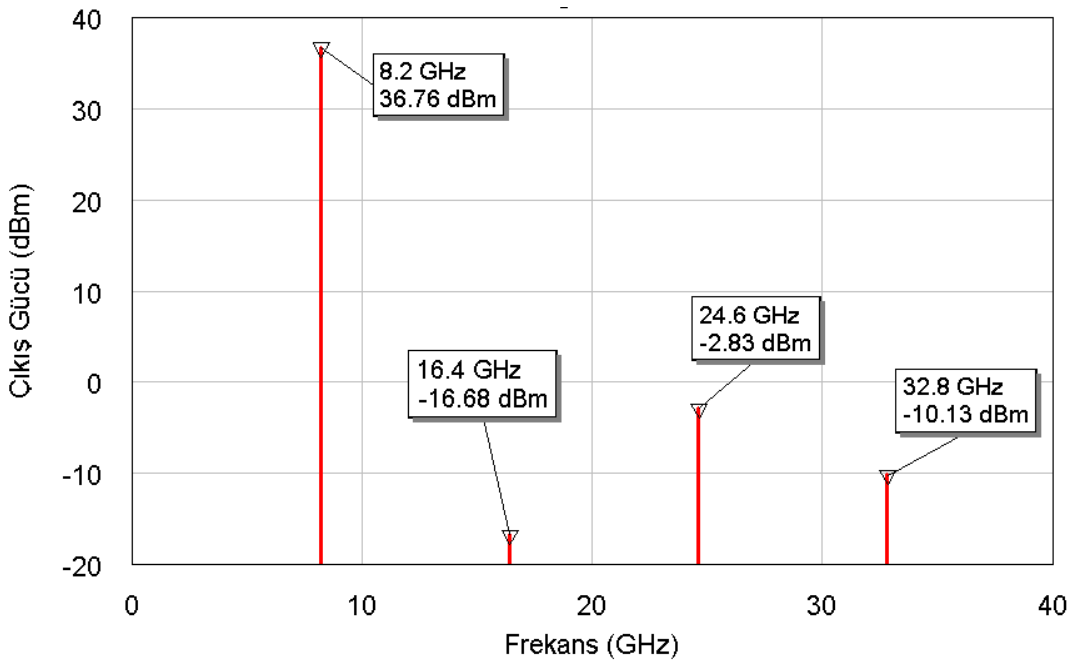
Şekil 3.38 : Geniş bantta kazanç ve verim.



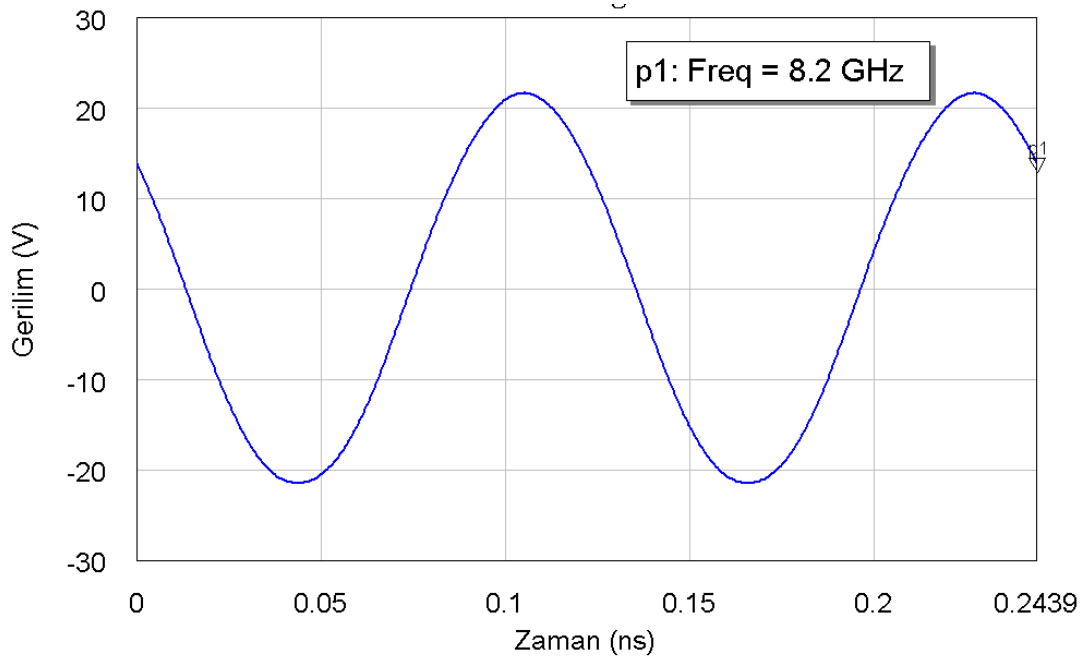
Şekil 3.39 : Büyük işaret S22 parametresi.



Şekil 3.40 : Genlik-Genlik ve Genlik-Faz değişimi.



Şekil 3.41 : Çıkışta bulunan işaretler ve güç seviyeleri.

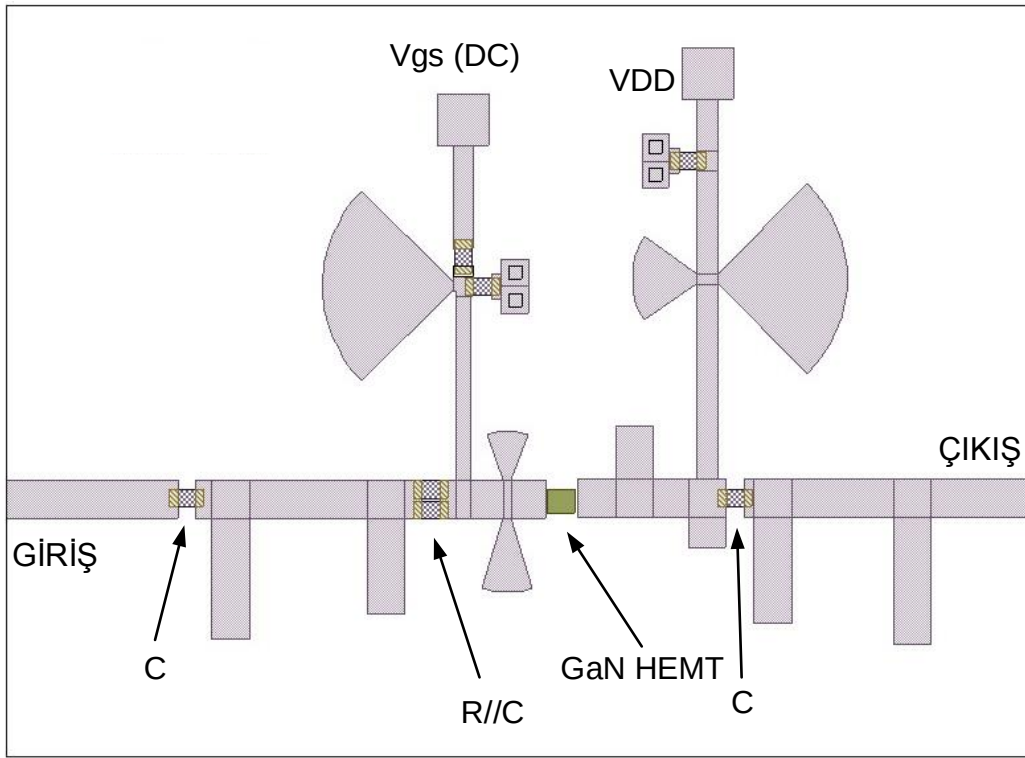


Şekil 3.42 : Çıkıştaki işaretin zamana bağlı değişimi.

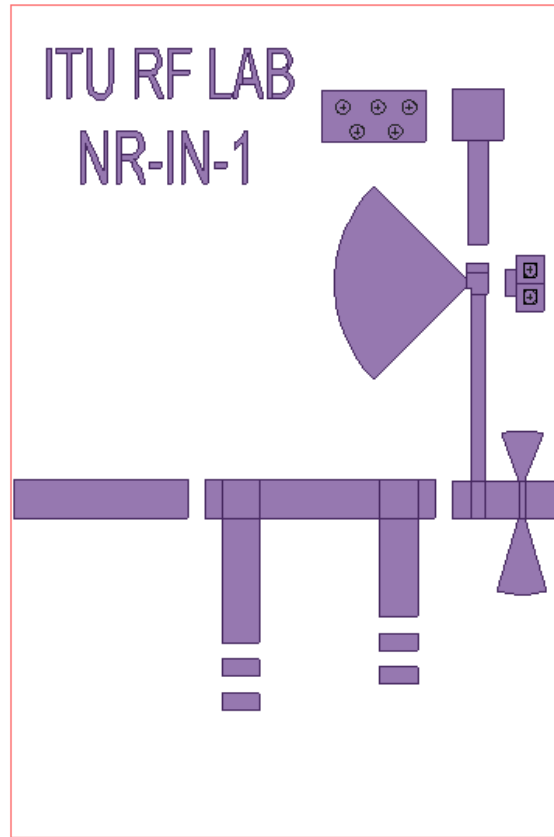
3.2.7 Devrenin seriminin yapılması

Bilgisayar destekli tasarımda istenilen sonuçlara ulaşılmasının ardından devrenin üretime hazırlanabilmesi için serimi yapılmıştır. Serim için, tasarımda kullanılan aynı yazılım aracı kullanılmıştır. Devre dört parça halinde (giriş empedans uyum, giriş harmonik sonlandırım, çıkış harmonik sonlandırım, çıkış empedans uyum) tasarlandığı için ve elektromanyetik analizlerde bu parçalar düzenlendiği için devrenin seriminin hazırlanması kolay olmuştur. NI AWR MWO yazılımının serim hazırlama özelliği kullanılarak 4 parça halindeki yapı bir araya getirilmiş ve incelenmiştir. Şekil 3.43 devrenin serimini ve devre elemanlarını göstermektedir. Serimde hatlar arasında kopma ya da kayma gibi süreksizlik olup olmadığı, ayrık devre elemanlarının hatta yerleşip yerleşmediği incelenmiştir.

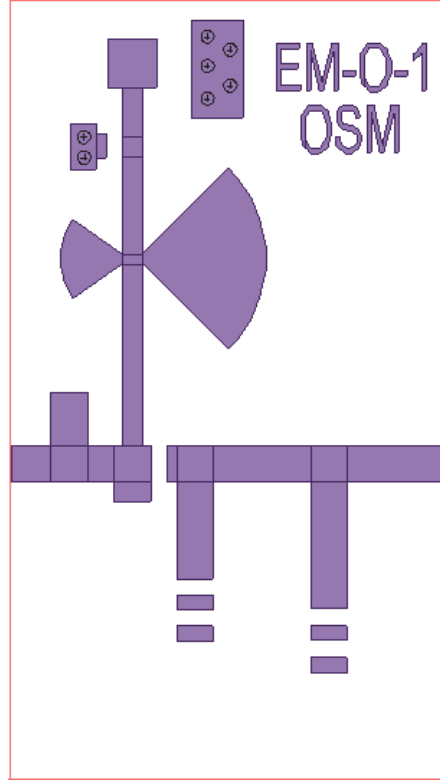
Devrenin temel serimine ek olarak, üretim sonrasında ince ayar gerekebileceği için empedans uyum katı kısmına küçük parçalar da yerleştirilmiştir. Geçit ve savak besleme noktalarının yakınına da ek bağlantılar için kullanılabilecek topraklanmış küçük metal parçalar eklenmiştir. Bu son durumda giriş ve çıkış katları ayrı ayrı hazırlanmıştır. Şekil 3.44 giriş katının, 3.45 de çıkış katının serimini göstermektedir.



Şekil 3.43 : Devrenin serimi.



Şekil 3.44 : Giriş katı serimi.



Şekil 3.45 : Çıkış katı serimi.

3.3 Devrenin Gerçeklenmesi

Devrenin seriminin tamamlanmasının ardından devre kartlarının üretimine geçilmiştir. Üretim, üniversitedeki üretim ve montaj imkanları ile yapılamadığı için yurt dışındaki bir firmada yaptırılmıştır. Üretim, testler ve ince ayarlar sırasında üretici firmadaki mühendislerle birlikte çalışılmıştır ve bu konuda bilgi birikimi de kazanılmıştır.

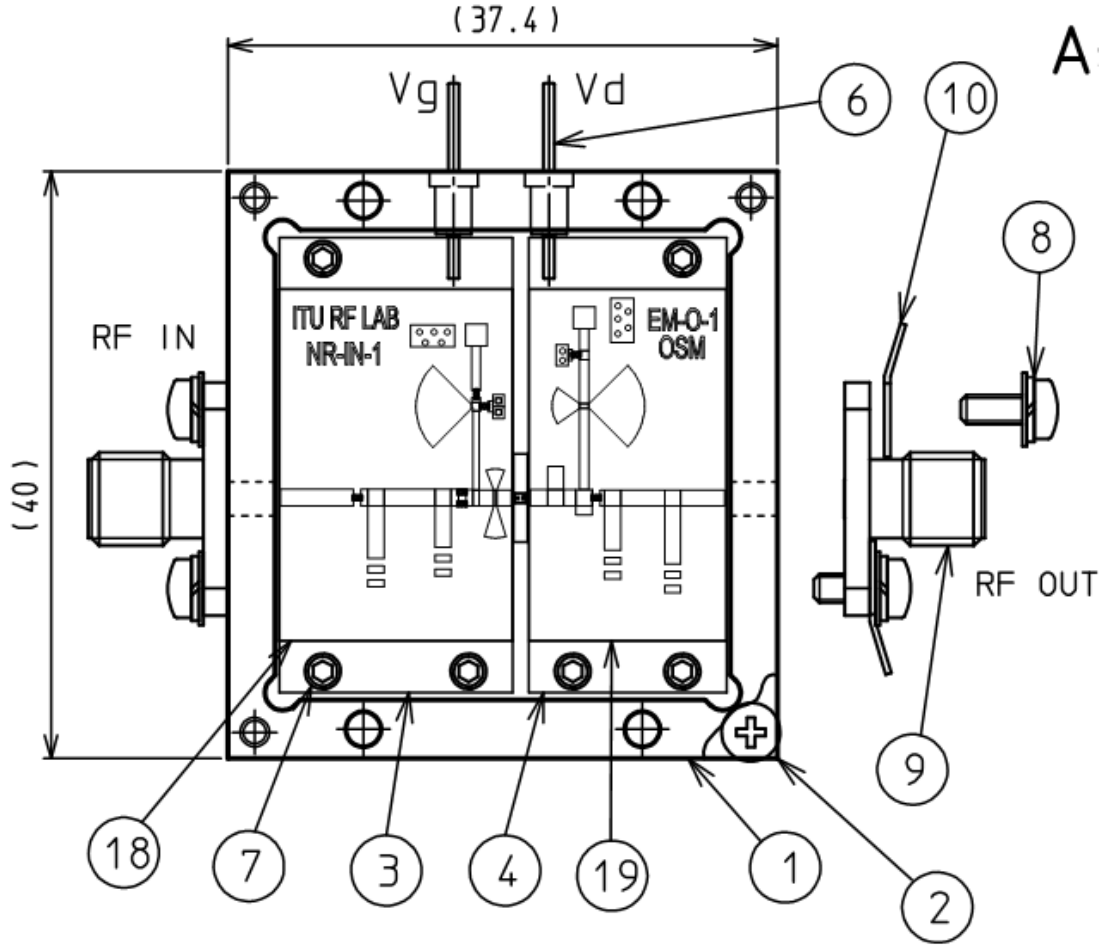
3.3.1 Metal taşıyıcı ve metal kutu

Devrenin üretileceği taban çok ince (0,5 mm) ve yumuşak bir malzeme olduğu için üzerinde çalışmaya uygun değildir. Ayrıca ısınma gibi fiziksel etkiler sonucu da bükülme gibi şekil değişikliğine uğrayabileceği için devre kartların yerleştirileceği pirinç metalinden yapılmış ince metal plakalar hazırlanmıştır.

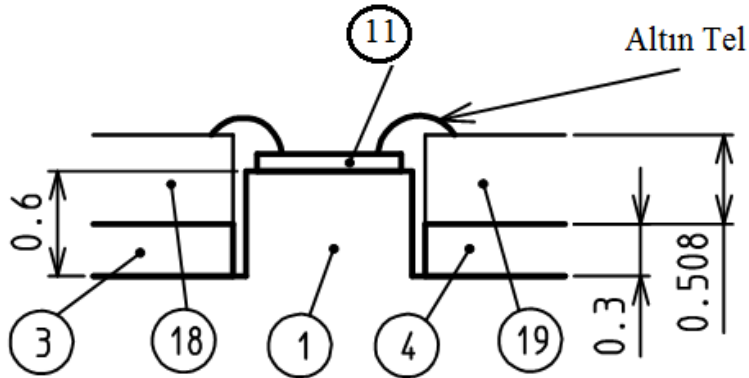
Devrenin içine yerleştirileceği metal kutu da pirinçten yapılmıştır. Şekil 3.46 devre kutusunun ve devre yerleşiminin üstten görünüşüdür. Şekil 3.47 transistörün bağlantı kısmı daha yakından göstermektedir. Çizelge 3.10'da Şekil 3.46 ve 3.47 üzerinde işaretlenmiş noktaların açıklamaları verilmiştir.

Metal kutunun en önemli kullanım sebebi, devrenin dış ortamdan gelecek işaretlere karşı ekranlanmasıdır. Ayrıca fiziksel olarak da koruma sağlamaktadır.

Devre tabanının yüksekliği ve taşıyıcı metalden dolayı mikroşerit hatlar 0,6mm yüksekte kalmıştır. Transistörün en alt kısma montajlanması durumunda bağlantı telleri de uzayacağı için toplam endüktans artacaktır. Bu durumu engellemek için transistör bir miktar yükseltilmiştir.



Şekil 3.46 : Devre kartı ve kutunun üstten görünümü (çizim).



Şekil 3.47 : Transistör bağlantısı.

Çizelge 3.10 : İdeal devre özellikleri.

Sayı	Açıklama
1	Kutu (pirinç)
2	Vida (alüminyum)
3	Taşıyıcı Plaka (pirinç)
4	Taşıyıcı Plaka (pirinç)
6	Besleme Ucu (V_{DS})
7	Vida (taşıyıcı metal için)
8	M2 Vida (konnektör için)
9	SMA Dişi Konnektör
10	Toprak Bağlantı Ucu
11	Transistör
18	Giriş katı
19	Çıkış Katı

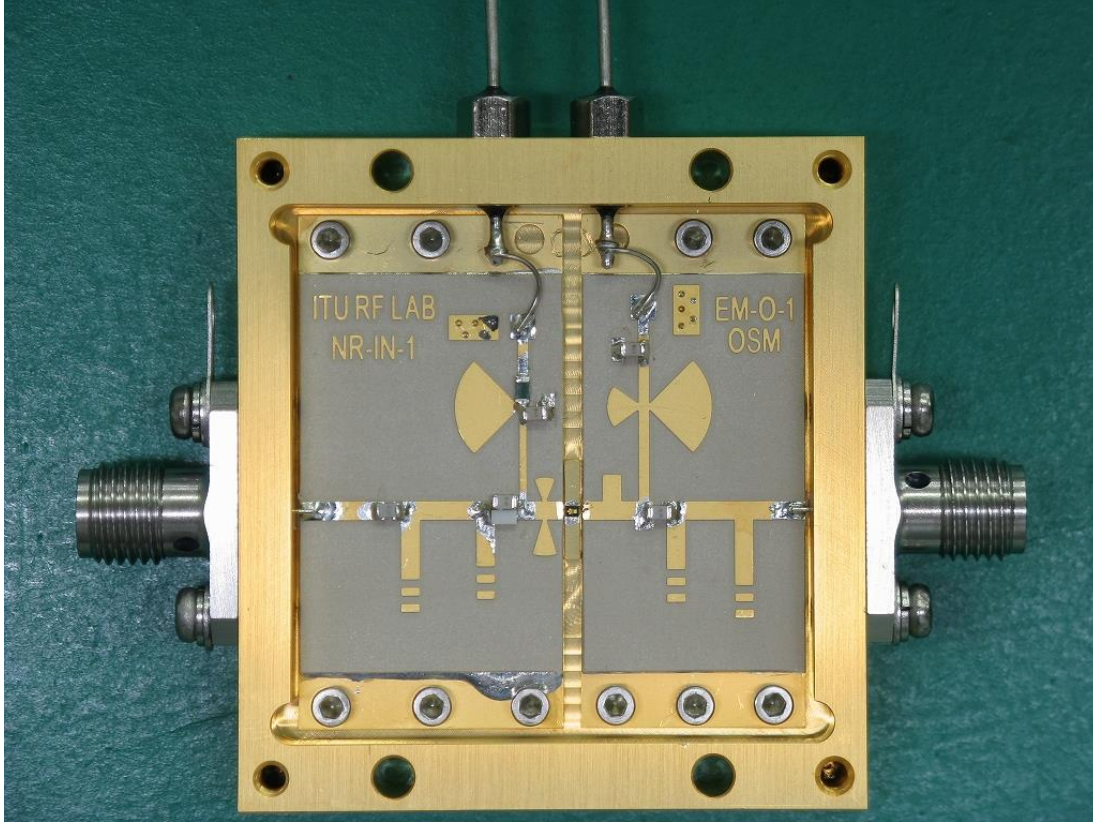
3.3.2 Devrenin üretimi ve montajı

Kutu ve taşıyıcı metalin de planlanmasının ardından giriş ve çıkış devre kartı, metal taşıyıcılar ve metal kutu üretilmiştir. Devre kartları, metal taşıyıcılar üzerine dikkatli bir şekilde tutturulmuştur.

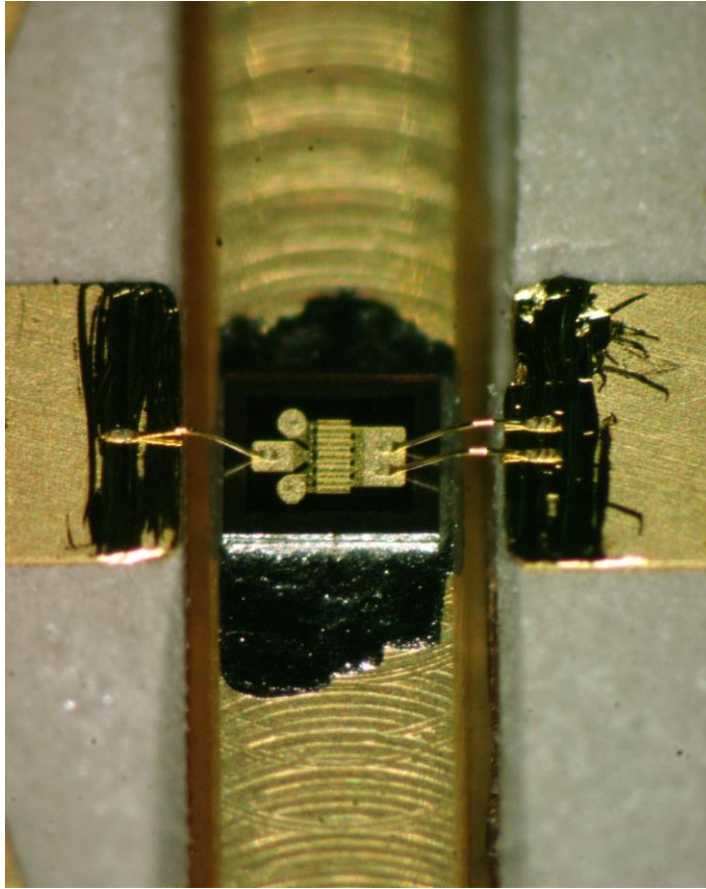
Kartların hazırlanmasından sonra devre elemanları montajlanmıştır. Burada en önemli nokta transistörün olabildiğince iyi bir şekilde montajlanmasıdır. Transistörün kaynak kısmı doğrudan taşıyıcı metale bağlanmaktadır. Bağlantı için AuSn bileşiği kullanılmıştır. Bileşiğin çok düşük direnç gösterecek şekilde ince bir tabaka halinde yayılabilmesi için üretici firmanın önerileri dikkatli bir şekilde uygulanmıştır. Transistör montajının ardından transistörün geçit ve savak uçları altın bağlantı telleri ile devreye bağlanmıştır. Bağlantı telleri için şerit tipi teller kullanılmıştır. Yüksek güç söz konusu olduğu için çıkış katında 2 adet bağlantı teli kullanılmıştır.

Şekil 3.48 devrenin genel görünümünü göstermektedir. Devre elemanlarının montajına ek olarak SMA konnektörlerin de iyi bir şekilde kutuya tutturulması titreşim gibi mekanik etkilerden kaynaklı oluşabilecek sorunları önlemek için önemlidir.

Şekil 3.49 transistörün montajını göstermektedir. Transistör ile devre arasındaki bağlantıların iyi bir şekilde temas ettiğinden emin olmak için çekme testi ile incelenmelidir.



Şekil 3.48 : Montajlanmış devrenin üstten görünümü.



Şekil 3.49 : Transistör montajının yakından görünümü.

3.4 Ölçüm Sonuçları

Devrenin montajının tamamlanmasının ardından ölçüm işlemine geçilmiştir. Devrede kullanılan GaN HEMT kanal ayarlamalı olduğu için transistörün kutuplanması işlemi çok önemlidir. Aksi halde transistör yüksek akım akıtıp yanabilir. Transistörün kutuplanmasında aşağıdaki sıra izlenmiştir:

1. Bütün bağlantılar güç kaynakları kapalıyken yapılır (V_{GS} , V_{DS}).
2. V_{GS} gerilimi -5 V'a ayarlanır.
3. V_{DS} gerilimi 28 V'a ayarlanır.
4. V_{GS} gerilimi I_{DS} istenilen seviyeye gelinceye kadar yavaş yavaş artırılır.
5. RF işaret girişe uygulanır.

Doğrudan gücün kesilmesi durumunda C_{DS} parazitik kapasitesindeki yük anlık olarak transistör üzerinden boşalabilir ve transistöre zarar verebilir. Bu nedenle kapatmak için de bir dizi işlem uygulanmalıdır:

1. RF işaret kesilir.
2. V_{GS} -5 V'a alınır.
3. Kısa bir süre beklenerek V_{DS} kesilir.
4. Kısa bir süre beklenerek V_{GS} kesilir.

Devrenin yüksek güç altında ölçümünden önce osilasyon olup olmadığı incelenmiştir. Bunun için giriş ucu 50 Ω bir yük ile sonlandırılmıştır. Yani girişe hiçbir işaret verilmemiştir. Çıkış ucu da bir spektrum analiz cihazına bağlanarak geniş bantta osilasyon incelemesi yapılmıştır. Devre uzun süre çalıştırılarak ısınma sonucu da bir değişiklik olup olmadığı gözlenmiştir. Yapılan testler sonucunda devrede herhangi bir osilasyon olmadığı gözlemlenmiştir.

İkinci aşamada, devrenin küçük işaret kazancı incelenmiş ve benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. Bunun için devre analiz cihazına bağlanmıştır. Yapılan küçük işaret kazancı ölçümünde, kazancın benzetimdekine göre merkez frekansta 3-4 dB daha az olduğu gözlemlenmiştir. Bu durumun çıkış gücü ve verime olan etkisi de incelenmiştir. Beklendiği gibi verim ve çıkış gücü de benzetimlerden farklı çıkmıştır.

NI AWR MWO yazılım aracı kullanılarak sorunun kaynağı araştırılmıştır. Küçük işaret analizlerindeki empedans uyumları ve kazanç değerine bakılarak, benzetim üzerinde aynı değerler elde edilmeye çalışılmıştır. Bilgisayar üzerinde yapılan analiz

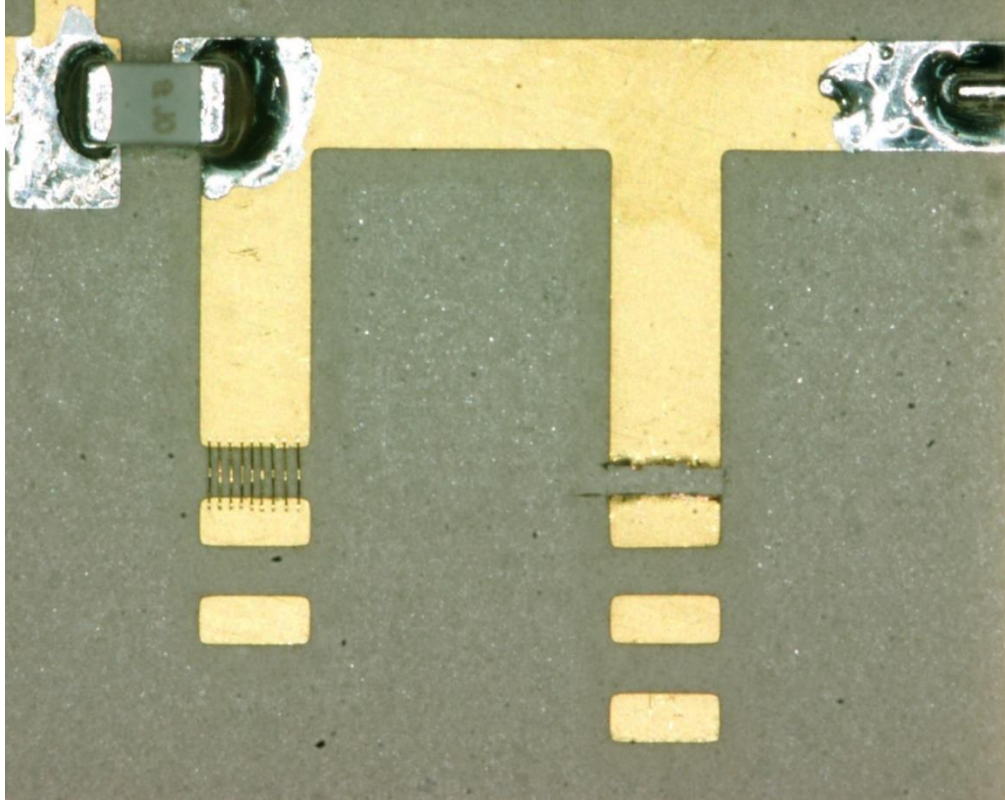
sonucunda empedans uyum katıyla harmonik sonlandırım katı arasındaki farklılıktan kaynaklandığı öngörülmüştür. Bu farklılığın giderilmesi için devrenin serimine koyulan ince ayar noktaları kullanılmıştır.

Empedans uyum katında, soldaki hat, bağlantı telleri ile en yakındaki metal parçaya bağlanmış, yani biraz uzatılmıştır. Sağdaki hat ise biraz kısaltılmıştır. Şekil 3.50 yapılan değişikliği göstermektedir. Devrenin son hali de Şekil 3.51’de verilmiştir.

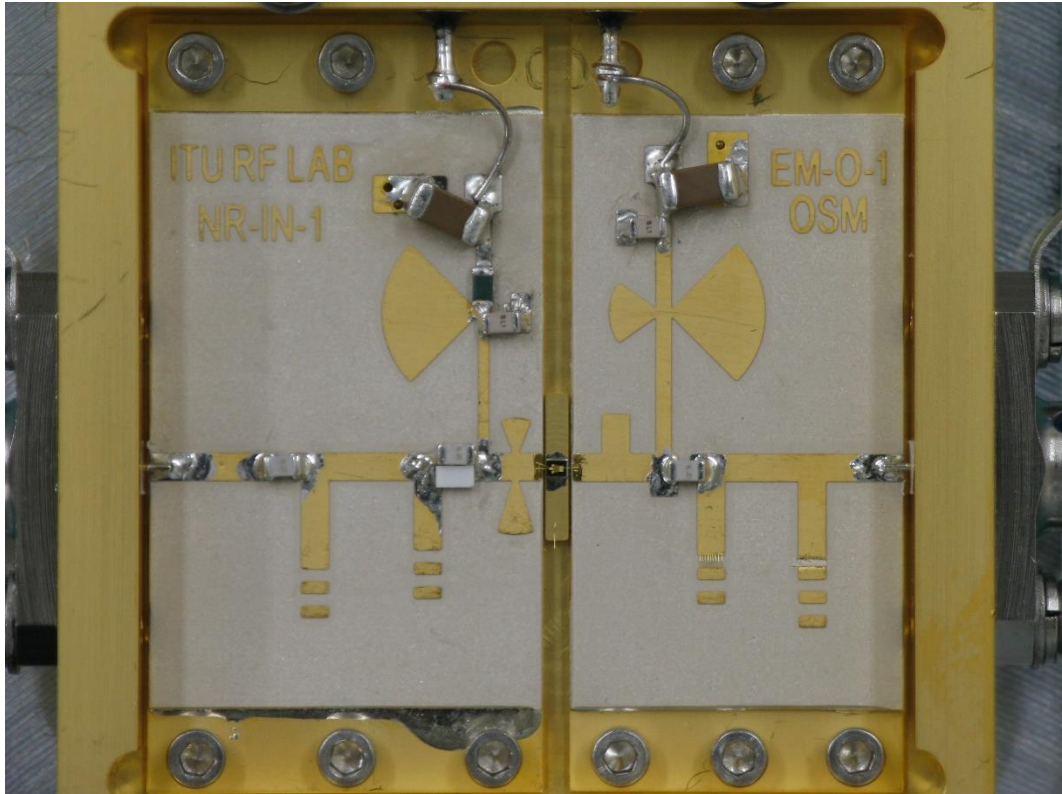
Çok yüksek frekanslarda ayırık elemanlar ve mikroşerit elemanlar ile birlikte çalışırken bu tür sapmaların olması muhtemeldir. Bu nedenle önceden planlanan ince ayar bölmeleri kullanılarak oluşan sapma düzeltilmiş ve devre normal bir şekilde çalışır hale getirilmiştir.

İnce ayar yapıldıktan sonra, benzetim sonuçları ile oldukça yakın sonuçlar elde edilmiştir. Şekil 3.52 giriş gücünün değişimine göre çıkış gücünü ve Şekil 3.53 giriş gücünün değişimine göre verimi göstermektedir. Bu grafikte benzetim sonuçları 8,2 GHz için alınmıştır, ölçüm sonuçları ise 8,1 GHz içindir. Hedeflenen yapı ile gerçekleştirilen yapı arasında merkez frekans açısından 100MHz’lik bir sapma meydana gelmiştir. Ancak bu durum istenilen bant genişliğini etkilemediği için devre üzerinde yeniden değişiklik yapılmasına ihtiyaç duyulmamıştır.

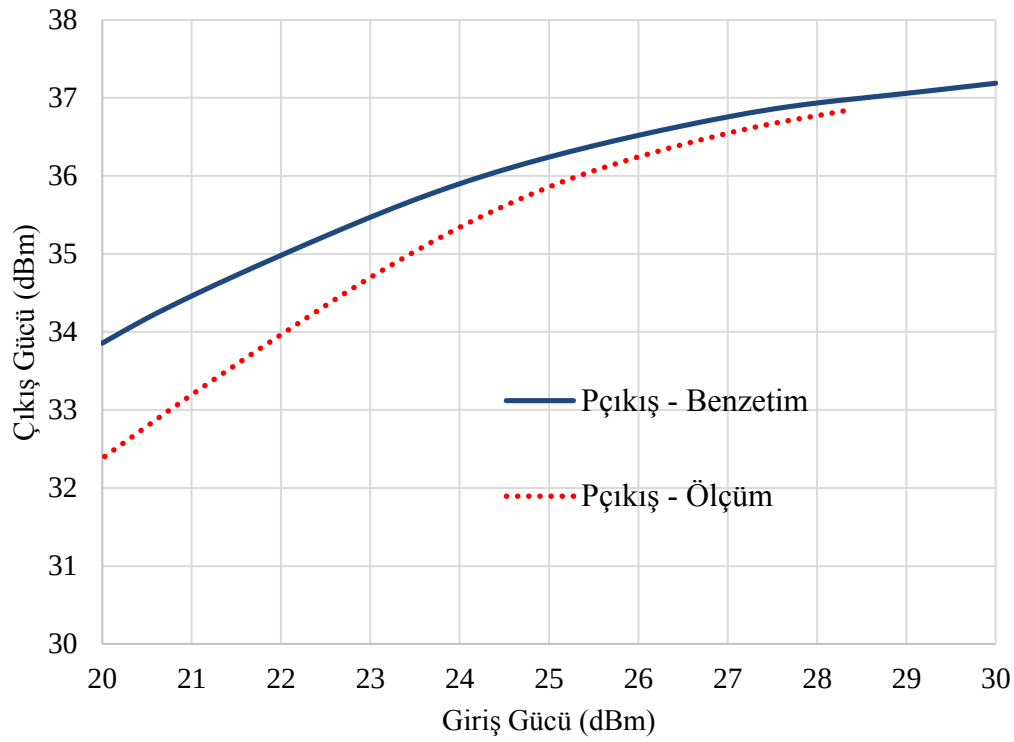
Şekil 3.54 ve 3.55, 27 dBm giriş gücü altında elde edilen verim ve kazanç grafiğinin frekansa göre değişimini göstermektedir. Ölçüm sırasında işaret üreticinin çıkış gücü tasarlanan kuvvetlendiriciyi sürmeye yetmediği için işaret üreticiye ek olarak bir sürücü kuvvetlendirici de kullanılmıştır. Ölçümden önce sürücü kuvvetlendiricinin etkileri dikkate alınarak kalibrasyon yapılmıştır.



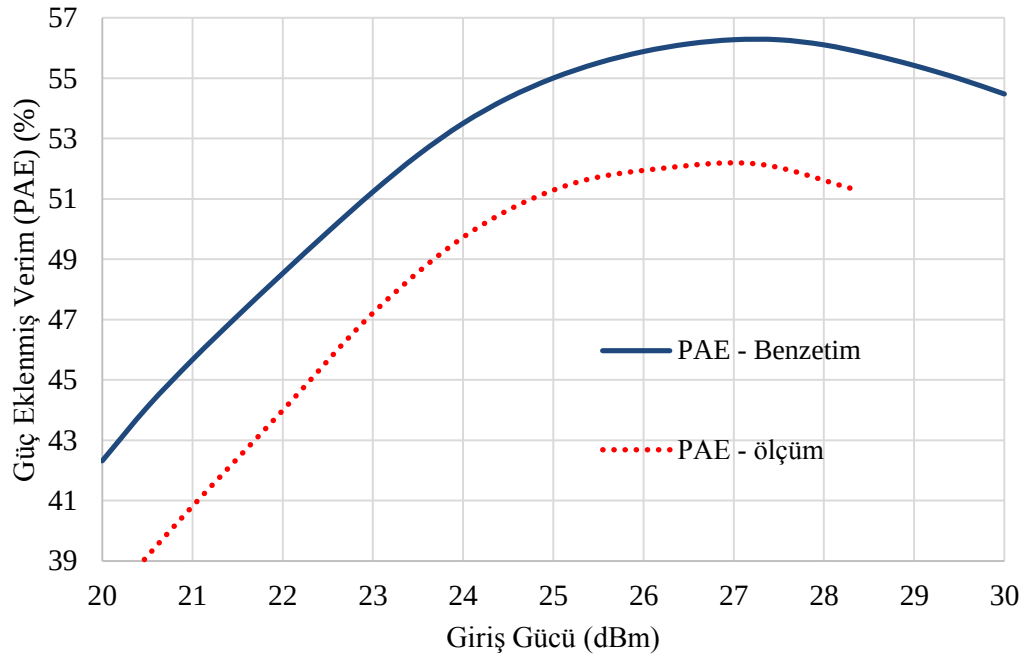
Şekil 3.50 : Empedans uyum devresinde yapılan değişiklik.



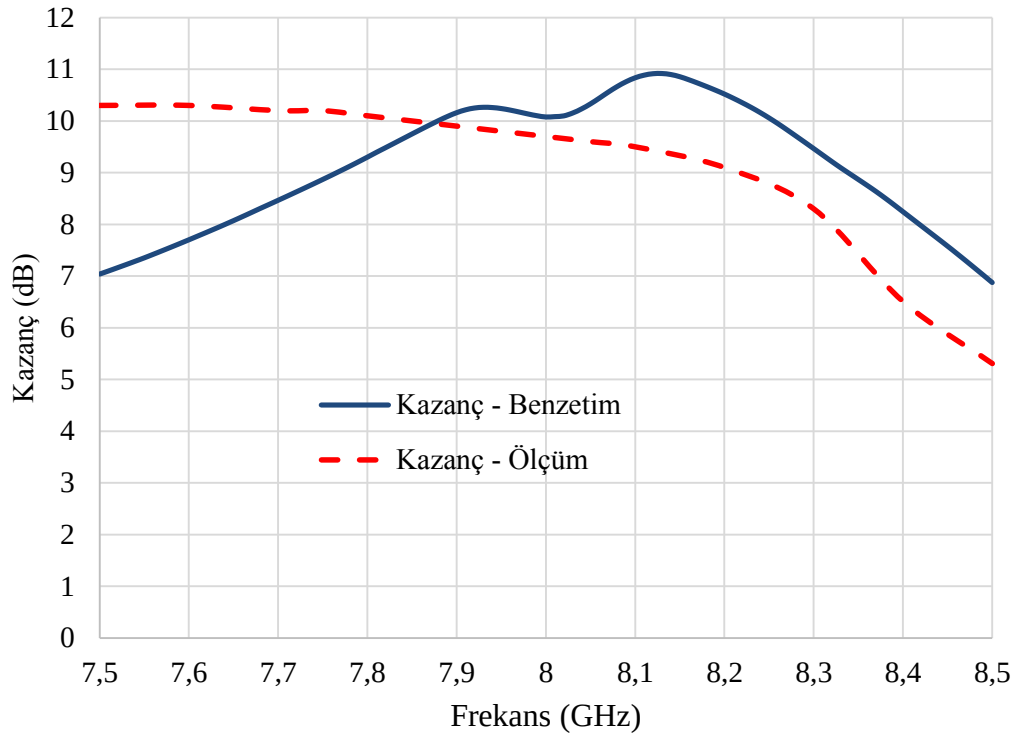
Şekil 3.51 : Devrenin ince ayar yapıldıktan sonraki son hali.



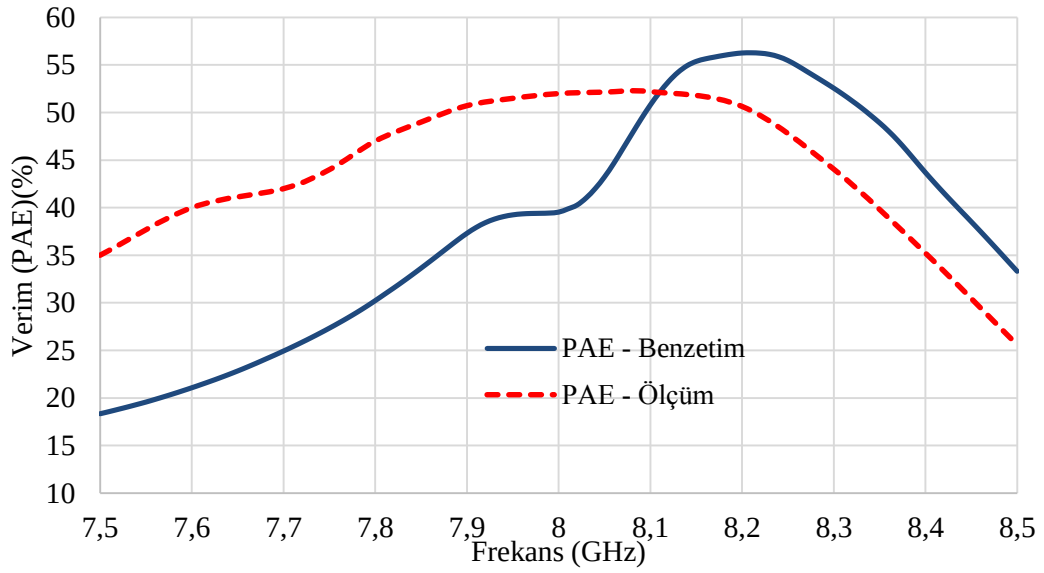
Şekil 3.52 : Giriş gücünün değişimine göre çıkış gücü değerlerinin karşılaştırılması.



Şekil 3.53 : Giriş gücünün değişimine göre verim değerlerinin karşılaştırılması.



Şekil 3.54 : Frekansa göre kazancın değişimi.



Şekil 3.55 : Frekansa göre verimin değişimi.

4. ALAN ETKİLİ RF GÜÇ TRANSİSTÖRLERİNDE FAZ VE GENLİK DUYARLILIĞININ İNCELENMESİ

Kuvvetlendiricileri yüksek verimde çalıştırabilmek için kuvvetlendirici devresindeki transistörler genelde doyma bölgesi civarında çalıştırılır. Bu durum verimi arttırsa da kuvvetlendiricinin doğrusallığını bozar. Bu nedenle giriş ve çıkış işareti arasında doğrusal olmayan faz ve genlik farklılıkları oluşmaya başlar. Oluşan farklılıklar işaretin o anki genliğine ve fazına bağlı olarak farklılık gösterebilir. Giriş işareti ile çıkış işareti arasında doğrusal olmayan farklılıklar modülasyonlu işaretleri algılanamayacak seviyede bozabilirler.

Haberleşme hızını arttırmanın bir yolu olarak daha karmaşık modülasyonlar da günümüz küçük uydu haberleşme sistemlerinde kullanılmaya başlanmıştır (Watanabe ve diğ., 2013). Genlik ve faz modülasyonunu aynı anda içeren QAM gibi modülasyon türleri olabildiğince doğrusal bir kuvvetlendirmeye ihtiyaç duyarlar. Verici sistemlerinde modülatörden sonraki ara kat kuvvetlendiricileri küçük işaretler ile çalıştıkları için genelde doğrusal bölgede çalışmaktadırlar. Ancak antenden önceki son aktif devre olan yüksek güçlü kuvvetlendiriciler doğrusal bölgede çalışmadıkları için bozucu etkiler oluşturmaktadır sistemin toplam başarımına etkisi büyük olmaktadır.

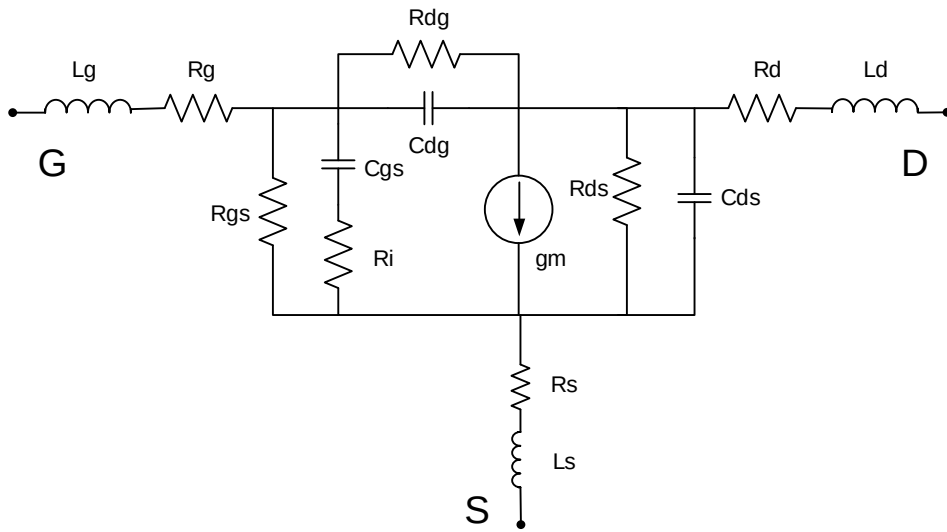
Güç transistörlerinde parazitik elemanlar, zamanla değişen akım ve gerilim değerlerinin büyük olmasından dolayı, küçük işaret altındaki parazitik etkilere göre daha baskın etkiye sahiptir. Ayrıca, parazitik elemanlar da zamanla değişen özellik göstermeleri sebebiyle harmoniklerin üretilmesine ve zamana bağlı olarak faz değişimlerine sebep olmaktadır.

Tezin bu kısmında güç transistörlerinde faz ve genlik cevabında baskın olan parazitik devre elemanlarının etkilerinin ağırlıkları incelenmiştir. Bunun için ilk olarak uygun bir model seçilmiştir. Bu model matematiksel olarak çözümlenmiş, yapılan çözümün doğruluğu MATLAB ve PSpice ile teyit edildikten sonra duyarlık analizleri yapılmıştır.

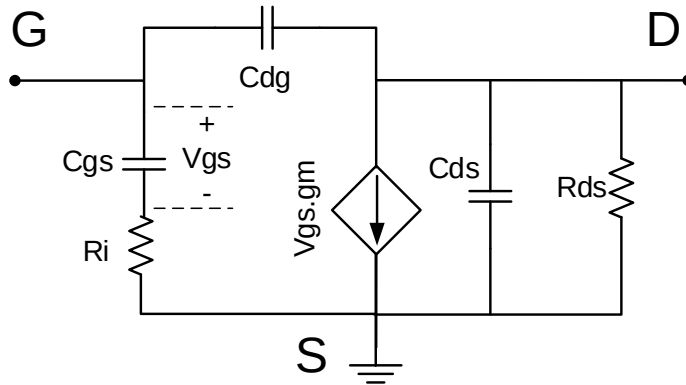
4.1 Analiz için Uygun GaN HEMT Eşdeğer Devresinin Belirlenmesi ve Analizinin Yapılması

Alan etkili (Field effect) güç transistörlerinin yüksek frekans küçük işaret eşdeğer devreleri genelde paket etkisinden kaynaklı parazitik elemanları da içerirler. Şekil 4.1’de, ayrıntılı bir FET eşdeğer devresi verilmiştir (Triquint, 2011). Bu eşdeğer devrede L_g , R_g , R_d , L_d , R_s ve L_s paketlemeden kaynaklı parazitik elemanlardır. Paket etkisinden kaynaklanan etkiler güç değişiminden etkilenmeyeceği veya çok az etkileneceği için ihmal edilmiştir. Analizleri basitleştirmek için bu elemanlar çıkartılmıştır. Ayrıca güç transistörlerinde kaynak ucu doğrudan toprağa bağlanmaktadır.

Yapılan incelemelerde hesaplamalarda büyük işaret altındaki en baskın elemanlar belirlenmeye çalışılmıştır. Son durumda, analizlerde kullanılacak model Şekil 4.2’de verilmiştir.

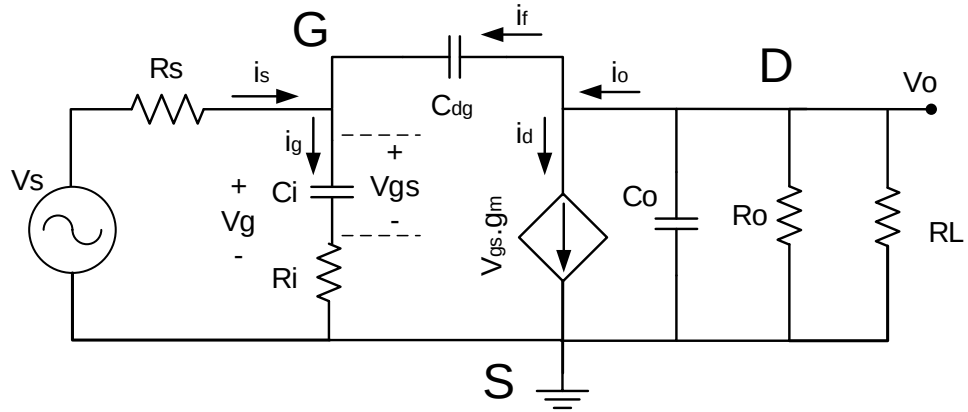


Şekil 4.1 : Alan etkili transistörler için örnek bir yüksek frekans eşdeğer devresi.



Şekil 4.2 : Güç FET’inin basitleştirilmiş yüksek frekans eşdeğeri.

Analize başlamadan önce girişe bir kaynak ve çıkışa da yük eklenmiştir. Şekil 4.3 analiz edilecek devrenin son halini ve ana kol akımlarını göstermektedir.



Şekil 4.3 : Analiz edilen devre.

Şekil 4.3'te verilen devrenin düğüm denklemleri ve bu denklemdaki bileşenleri aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$i_o = i_f + i_d \quad (4.1.a)$$

$$i_o = \frac{V_o}{Z_o}, \quad Z_o = R_o // R_L // Z_{Co} \quad (4.1.b)$$

$$i_d = g_m v_{gs} \quad (4.1.c)$$

$$i_f = \frac{V_o - V_g}{Z_{Cf}}, \quad Z_{Cf} = \frac{1}{sC_f} \quad (4.1.d)$$

$$i_g = i_s + i_f \quad (4.2.a)$$

$$i_g = \frac{V_g}{Z_{Ci} + R_i} \quad (4.2.b)$$

$$i_s = \frac{V_s - V_g}{R_s} \quad (4.2.c)$$

4.1.d ve 4.2.c ifadeleri, devre fonksiyonunu bulmak için V_o ve V_s olarak gruplanabilir:

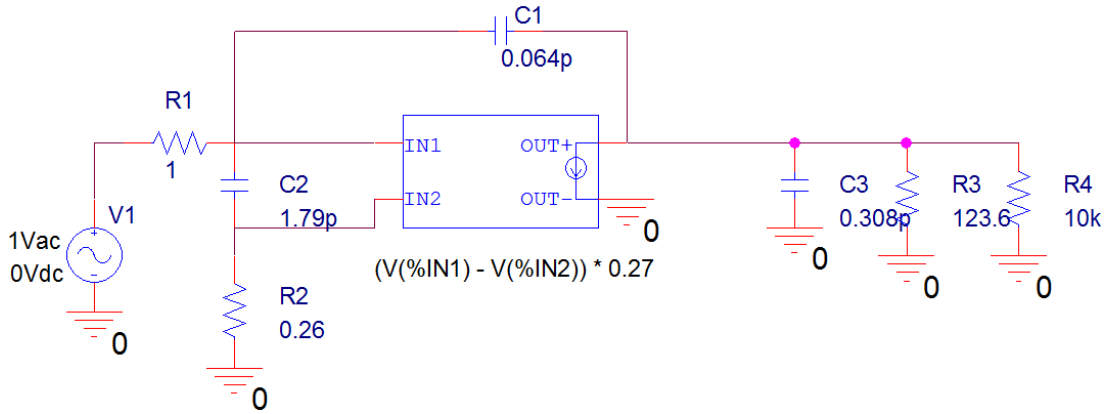
$$\frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \frac{C_f C_i R_i R_L R_o s^2 + C_f R_L R_o s - R_L R_o g_m}{N_3 s^3 + N_2 s^2 + N_1 s + R_L + R_o} \quad (4.3.a)$$

$$N_3 = C_f C_i C_o R_i R_L R_o R_s \quad (4.3.b)$$

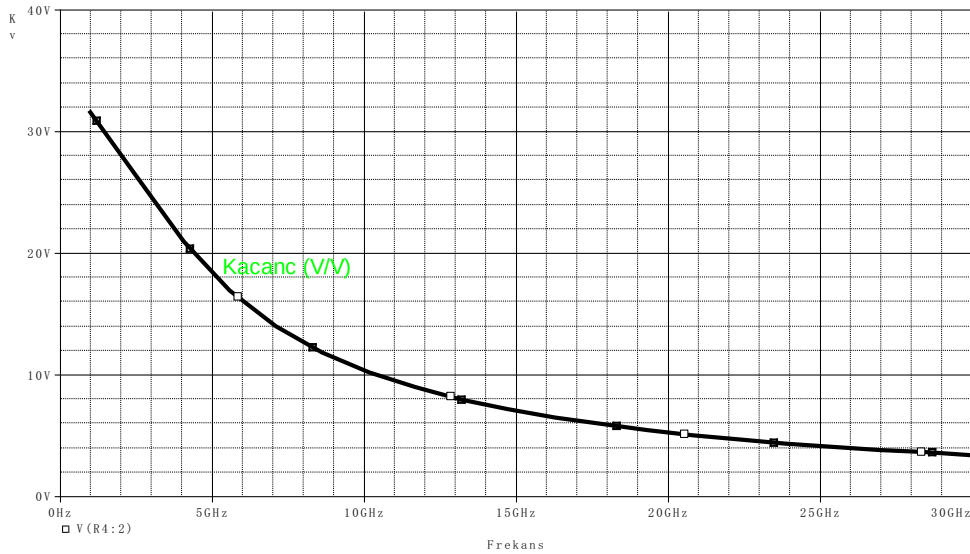
$$N_2 = C_i C_o R_i R_L R_o + C_f C_i R_i R_L R_s + C_f C_i R_i R_o R_s + C_i C_o R_i R_L R_o + C_f C_i R_L R_o R_s + C_f C_o R_L R_o R_s + C_i C_o R_L R_o R_s \quad (4.3.c)$$

$$N_1 = C_i R_i R_L + C_f R_L R_o + C_i R_i R_o + C_f R_L R_s + C_f R_o R_s + C_i R_L R_s + C_o R_L R_o + C_i R_o R_s + C_f R_L R_o R_s g_m \quad (4.3.d)$$

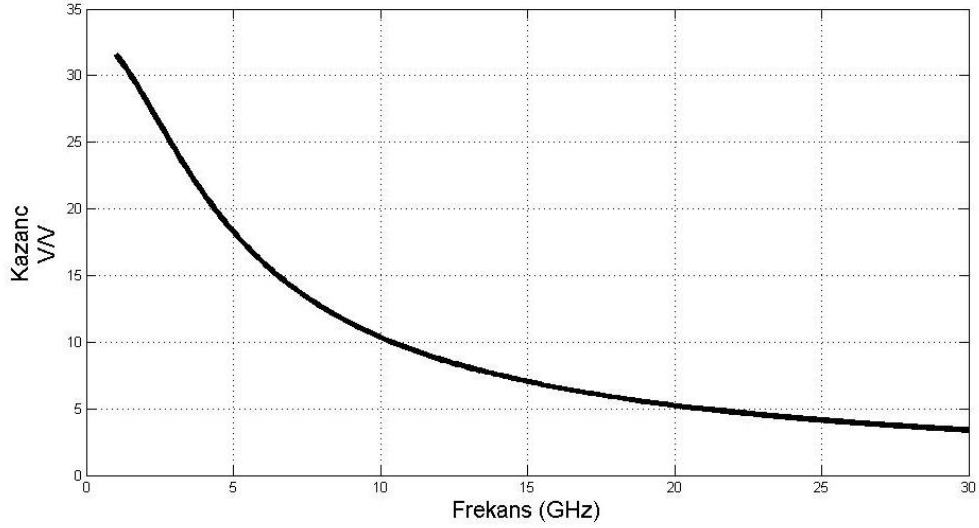
Elde edilen ifade MATLAB ve PSpice kullanılarak doğrulanmıştır. PSpice ile hazırlanan bir devrede (Şekil 4.4) kazanç ve faza bakılarak MATLAB’da elde edilen sonuçlar karşılaştırılmış ve sonuçların birebir aynı olduğu görülmüştür. Böylece yapılan hesaplamalar doğrulanmıştır. Devre elemanlarının değerleri Triquint TGF2023-01 GaN HEMT’i için firma tarafından önerilen değerlerdir. Şekil 4.5 ile PSpice ile elde edilen kazanç eğrisi, Şekil 4.6 ile MATLAB ile elde edilen kazanç eğrisi verilmiştir.



Şekil 4.4 : PSpice ile hazırlanan eşdeğer devre.



Şekil 4.5 : PSpice sonucu elde edilen kazanç.



Şekil 4.6 : MATLAB ile elde edilen devre fonksiyonunun analizi.

4.2 Birinci Derece Duyarlık Analizlerinin Yapılması

Devre elemanlarının değerlerinde oluşabilecek değişim sonucu devrenin çıkışındaki toplam değişimin ne boyutlarda olacağını tahmin edilmesi tasarımcılar için önemli bir ihtiyaçtır. Devre elemanlarının değerlerinin değişimine bağlı olarak devrenin bir parametresindeki değişimin incelenmesine duyarlık (sensitivity) analizi denir.

Pasif devre elemanlarının değerlerindeki değişimler genelde nem, sıcaklık veya yaşlanma gibi sebeplerden kaynaklanır. Ancak aktif devre elemanlarında başta sıcaklık olmak üzere, bant içindeki frekansın değişmesi ve genliğin ya da akımın büyük değişiklik göstermesi elemanın o anki işaret cevabını değiştirebilir.

Çalışmanın bu kısmında, bir güç transistöründe devre elemanlarının değerlerinin değişmesi durumunda faz ve genlik üzerinde nasıl bir değişikliğe sebep olacağı incelenmiştir.

4.2.1 Genlik ve faz duyarlığı temelleri

Bir değişkenli duyarlığın matematiksel ifadesi şu şekildedir (Acar, 1979):

$$S_x^y = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \left(\frac{\Delta y/y}{\Delta x/x} \right) = \frac{x}{y} \frac{\partial y}{\partial x} = \frac{\partial \ln(y)}{\partial \ln(x)} \quad (4.4)$$

Bu durumda normalleştirilmiş duyarlık ifadesi de şu şekilde olacaktır:

$$\frac{\Delta y}{y} = S_x^y \frac{\Delta x}{x} \quad (4.5)$$

Burada Δy aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$\Delta y = y(x + \Delta x) - y(x) \quad (4.6)$$

Eğer $T(s)$ bir devre fonksiyonuysa, gerilim kazancı ifadesi şu şekildedir:

$$\frac{V_o(s)}{V_s(s)} = T(s) \quad (4.7)$$

Devre fonksiyonu duyarlılığı da şu şekilde ifade edilebilir:

$$S_x^T = \frac{x}{T} \frac{\partial T}{\partial x} = \frac{\partial \ln T}{\partial \ln x} \quad (4.8)$$

Elektronik devrelerde logaritmik devre fonksiyonunu kullanmak bazı kolaylıklar sağladığı için tercih edilir. Logaritmik devre fonksiyonu da şu şekilde ifade edilebilir:

$$\gamma(s) = \ln T(s) \quad (4.9)$$

Logaritmik devre fonksiyonu duyarlılığı,

$$S_x^\gamma = x \frac{\partial \gamma}{\partial x} = \frac{\partial \gamma}{\partial \ln x} \quad (4.10)$$

olarak yazılabilir. Bu nedenle logaritmik devre fonksiyonu duyarlılığı, devre fonksiyonu duyarlılığı cinsinden yazılabilir:

$$S_x^\gamma = S_x^T \quad (4.11)$$

Bir devre parametresindeki küçük değişikliğin genlik üzerinde oluşturacağı değişimi bulmak için genlik fonksiyonu duyarlılığı kullanır. Genlik fonksiyonu şu şekilde tanımlanmıştır:

$$|T| = |T(s, x)| \quad (4.12)$$

Genlik fonksiyonunun “x” devre değişkenine göre duyarlılığı

$$S_x^{|T|} = \frac{\partial \ln |T|}{\partial \ln x} = \frac{x}{|T|} \frac{\partial |T|}{\partial x} \quad (4.13)$$

biçiminde tanımlanır. $S_x^{|T|}$ devre fonksiyonu duyarlılığı biliyorsa x’teki Δx değişimi nedeniyle $|T|$ ’de meydana gelecek değişim

$$\frac{\Delta |T|}{|T|} = S_x^{|T|} \frac{\Delta x}{x} \quad (4.14)$$

olacaktır. Bu eşitlikte $\Delta |T| = |T(x+\Delta x)| - |T(x)|$ olarak tanımlanmıştır. Ancak kazanç ifadelerinde logaritmik genlik fonksiyonu bazı durumlarda kolaylık sağladığı için logaritmik devre fonksiyonuna bağlı duyarlılık incelemesi de yapılabilir.

“ α ” logaritmik genlik fonksiyonunun x devre parametresine göre duyarlılığı

$$S_x^\alpha = \frac{\partial \alpha}{\partial \ln x} = x \frac{\partial \alpha}{\partial x} \quad (4.15)$$

olarak tanımlanır. Logaritmik genlik fonksiyonu $\alpha = \ln |T(s, x)|$ olduğu için,

$$S_x^\alpha = S_x^{|T|} \quad (4.16)$$

$$S_x^\alpha = \text{Re} \{ S_x^\gamma \} \quad (4.17)$$

olacaktır. Sonuç olarak genlik fonksiyonunun bir devre parametresine göre duyarlılığı logaritmik devre fonksiyonunun aynı devre parametresine göre duyarlılığının gerçek (reel) kısmına eşittir.

Genlik fonksiyonunun duyarlılığının hesaplandığı şekilde faz fonksiyonu duyarlılığı da hesaplanabilir ve doğrusallık incelemesi için kullanılabilir.

“ β ” faz fonksiyonunun x devre değişkenine bağlı duyarlılığı

$$S_x^\beta = \frac{\partial \beta}{\partial \ln x} = x \frac{\partial \beta}{\partial x} \quad (4.18)$$

olarak tanımlanır. x değişkenindeki Δx değişimi sebebiyle β ’da meydana gelen değişim

$$\Delta\beta = S_x^\beta \frac{\Delta x}{x} \quad (4.19)$$

olacaktır. Faz fonksiyonu logaritmik devre fonksiyonunun sanal kısmına eşittir:

$$S_x^\beta = Im\{ S_x^\gamma \} \quad (4.20)$$

4.2.2 GaN HEMT eşdeğer devresi için duyarlık analizi

Bu bölümde, Şekil 4.3'te verilen devre kullanılarak yapılan analiz sonucunda elde edilen devre fonksiyonu kullanılarak genlik ve faz analizi yapılmıştır. Analizler için Triquint (Qorvo) firması tarafından sağlanan devre elemanı değerleri kullanılmıştır. Çizelge 4.1, kullanılan devre elemanı değerlerini göstermektedir.

Çizelge 4.1 : Kullanılan devre elemanı değerleri.

Eleman	Değer
Ri	0,26 Ω
Ci (Cgs)	1,79 pF
Ro (Rds)	123,6 Ω
Co (Cds)	0,308 pF
Cdg	0,064 pF
gm	270 mS

Çizelge 4.1'de kullanılarak elde edilen faz duyarlılığı verileri Çizelge 4.2'de verilmiştir. Bu veriler elde edilirken yük direnci R_L 10 k Ω , kaynak direnci R_S 1 Ω alınarak giriş direncinin ve çıkış direncinin etkisi önemsiz hale getirilmiştir.

Çizelge 4.2 : Hesaplanan faz duyarlılığı değerleri.

Eleman	Faz Duyarlılığı	Genlik Duyarlılığı
Ri	-0,0222	-0,0025
Ci	-0,1073	-0,0134
Ro	-0,3506	0,1488
Co	-0,2848	-0,6708
Cdg	-0,0846	-0,1786
gm	0,00047	0,9606

5. DEĞERLENDİRME VE SONUÇLAR

Tezin bu kısmında tasarlanan kuvvetlendiricinin ölçüm sonuçları değerlendirilmiştir. Benzer yapıdaki başka devreler ile de karşılaştırma yapılmıştır.

5.1 Tasarlanan Kuvvetlendiricinin Karşılaştırılması

Tez kapsamında tasarlanıp üretilen kuvvetlendiriciye ait önemli bilgiler Çizelge 5.1’de verilmiştir.

Çizelge 5.1 : Tasarlanan kuvvetlendiricinin özellikleri.

Özellik	Değer
Sınıf	F
Transistör	GaN HEMT (SiC tabanlı)
En yüksek verim	%52,1 (27 dBm giriş gücü)
En yüksek verimdeki çıkış gücü	36,6 dBm
%50 ve üzeri verimde bant genişliği	7,9-8,2 GHz
Güç kazancı	>9dB

Tez çalışması kapsamında tasarlanan F sınıfı kuvvetlendirici devresi yakın frekans bölgesi için tasarlanmış başka kuvvetlendiriciler ile karşılaştırılmıştır. Çizelge 5.2’de ayrıntılı olarak yapılan karşılaştırma bilgileri verilmektedir.

Tasarlanmış kuvvetlendiriciler incelendiğinde büyük çoğunluğunun MMIC yapıda olduğu görülmektedir. Bu tür kuvvetlendiricilerde konnektör ve besleme yapıları tasarımda yer almamaktadır. Ölçümler problar aracılığıyla yapılmaktadır. Besleme yapıları ve konnektör bağlantıları da yüksek frekanslarda verime doğrudan etki edecek seviyede kayıp oluşturmaktadır.

Çizelge 5.2 :Tasarlanan kuvvetlendiricinin karşılaştırılması.

Kaynak	Transistör	İşaret	En Yüksek Verim (PAE) %	En Yüksek Çıkış Gücü	Bant Genişliği	Fiziksel Yapı
Shigematsu ve diğ., 2009	GaN	%10 darbe	53	101		Kılıflanmış
Sardin ve diğ., 2014	GaN	Sürekli	61	14	10-10,5 GHz (PAE>%50)	MMIC
Watanabe ve diğ., 2013	GaN	Sürekli	48	2,5	8,15-8,35 GHz	SMA konnektörlü
Camarchia ve diğ., 2012	GaN	%10 darbe	53	5	8-11 GHz (PAE>%40)	MMIC
Triquint TGA2701, 2008	pHEMT	Sürekli	43	5	7-8,5 GHz	MMIC
Piotrowicz ve diğ., 2010	GaN	%10 darbe	52	43	9-11 GHz	MMIC
Yamanaka ve diğ., 2011	GaN	--	57	12.5	--	Kılıflanmış
Stamerooff ve diğ., 2013	GaN	Sürekli	60	14,1	8-12	MMIC
Schafer ve diğ., 2013	GaN	Sürekli	59,9	13,2	9,5-11,5	MMIC
Schafer ve diğ., 2013	GaN	Sürekli	66,8	3,98	9,6-11,5	MMIC
Schafer ve diğ., 2013	GaN	Sürekli	69,4	2,64	9,6-11,5	MMIC
Bu çalışma	GaN	Sürekli	52,1	4,5 W	7,9-8,2 GHz PAE>%50	SMA konnektörlü

Çizelge 5.3 : Uzay uygulamaları için raporlanan X bant kuvvetlendirilerin karşılaştırılması.

Kaynak	Transistör	En Yüksek Verim (PAE) %	En Yüksek Kazanç (dB)	En Yüksek Çıkış Gücü (W)	Bant Genişliği GHz	Fiziksel yapısı
Giofre ve diğ., 2012	GaN	41	17,5	6,3	9-10,2	MMIC
Piotrowicz ve diğ., 2006	GaN	42,5	13,2	11,2 (%10 darbe)	9,2-10,2	MMIC
Piotrowicz ve diğ., 2006	GaN	38	12,5	8,7 (%10 darbe)	8,9-9,2	MMIC
Scappaviva ve diğ., 2008	GaN	47	10	10	10,7-12,7	MMIC
Okan, 2005	GaN	26	21	7	8,17-8,625	Konnektörlü
Watanabe ve diğ., 2013	GaN	48	12	2,5	8,15-8,35	Konnektörlü
Florian ve diğ., 2011	pHEMT	64	6,4	1,3	9,2-10,2	MMIC
Florian ve diğ., 2011	pHEMT	68	8,5	0,6	9,0-9,8	MMIC
Bu çalışma	GaN	52,1	10	4,5	7,9-8,2	Konnektörlü

İkinci bir karşılaştırma çizelgesi (Çizelge 5.3) de sadece uzay uygulamaları için tasarlanmış ve raporlanmış kuvvetlendiriciler için verilmiştir. Uzay uygulamalarında devrede kullanılacak devre elemanlarının ve diğer malzemelerin uzay şartlarına uyumlu olması gereklidir. Bu zorunluluk tasarımcıyı kullanabileceği devre elemanı çeşitliliği açısından kısıtlamaktadır. Özellikle sıfır basınç altında fiziksel olarak zarar görmeyecek elemanlar kullanılmalıdır. Uzay ortamının güç kuvvetlendiricileri açısından en sorunlu kısmı ise oluşan ısıнын dağıtılmasıdır. Uydu içerisinde sadece iletim ile ısı aktarımı olacağı için ısı dağıtımının da iyi bir şekilde planlanması devrenin ömrü ve başarımı açısından önemlidir. Verici sistem çalıştırılırken ısınma ve soğuma süresi göz önüne alınmalıdır.

5.2 Sonuçlar

Bu tez çalışması kapsamında küçük uydularda kullanılabilecek, X bantta çalışan bir güç kuvvetlendiricisi tasarlanmış ve üretilmiştir. Tasarımda tek hücreli SiC HEMT GaN kullanılmıştır. Tasarımda kullanılan transistör kılıfsız olup ve ticari bir ürün olarak piyasada bulunmaktadır. Transistör tasarımı yapılmadığı için ticari transistör kullanımı ile tasarım süresi kısaltılması ve devrenin başarımının artırılması hedeflenmiştir. Tasarım uyduda kullanılabilecek şekilde SMA dişi tip konnektörlü olarak metal bir kutu içerine yerleştirilerek ekranlanmıştır.

Tasarlanan kuvvetlendiricide uzay şartlarına uygun devre elemanları kullanılmıştır. Bu durum bazı kısıtları beraberinde getirir de tasarlanan devrede istenilen hedefe ulaşılmıştır. Kuvvetlendirici 28V DC gerilim ile beslenmektedir ve sukunette 125mA akım çekmektedir. Tasarım sonunda 8,1 GHz'de %52,1 verim elde edilmiştir. Bu verimdeki çıkış gücü yaklaşık 36,6 dBm olup kazanç da 9,5 dB civarındadır. %50 ve üzeri verim dikkate alındığında kuvvetlendirici 7,9 GHz ile 8,2 GHz arasında çalışmaktadır.

Tasarıma, bilgisayar destekli olarak 8,2 GHz merkez frekansında tasarlanmıştır. Ancak merkez frekans 8,1 GHz'e kaymıştır. Bu durumun oluşmasında başlıca iki sebep olduğu öngörülmektedir: Devre üretimindeki hatalar ve model kaynaklı sapmalar.

Frekans arttıkça devrede kullanılan mikroşerit hatların boyutları da küçükmektedir ve bu durum daha hassas şekilde devre üretimini gerektirmektedir. Bakır üzerine

yapılan kaplama işlemi gibi fiziksel müdahaleler de devredeki mikroşeritler üzerinde değişimlere sebep olabilmektedir. Devre boyutu küçük olduğu için pasif devre elemanlarının montajı sırasında devre elemanının elektronik devre kartı üzerindeki konumunun dikkatli bir şekilde ayarlanması gerekmektedir. Bilgisayar destekli tasarımda pasif devre elemanlarının montajlandığı noktalara da dikkat edilmiştir ancak montaj sırasında, özellikle fırınlama işleminde kaymalar olabilmektedir.

Güç transistörleri doğrusal olmayan bölgede çalıştırıldıkları için doğrusal olmayan modellerde, doyma bölgelerinde model ile gerçek donanım arasındaki sapmalar büyümeye başlamaktadır. Kuvvetlendirici tasarımında F sınıfı harmonik sonlandırım yapısı kullanılmıştır. Merkez frekans yüksek olduğu için 3. harmoniğe kadar sonlandırım yapılmıştır. Tasarımın merkez frekansı 8,2 GHz olduğu için 3. harmonik frekansı 24,6 GHz gibi çok yüksek bir değerde olmaktadır. Transistör modeli frekansı 26 GHz'ye kadardır. Bu durumda tasarımda üreticinin sınırlarına yaklaşıldığını da göstermektedir. Yüksek frekansların da tasarımda kullanılması bu sapmayı arttırmış olma ihtimali yüksektir.

Yüksek frekanslarda çalışan güç transistörleri ile tasarım yapılırken genelde güce veya verime göre bir tasarım planı yapılarak çoğunlukla doğrusal olmayan modeller ile bilgisayar destekli olarak tasarım yapılmaktadır. Güç transistörlerinin doyma bölgesinde çalıştırılmaları sebebiyle de kuvvetlendirme işlemi sırasında işaret üzerinde bozucu etkiler ortaya çıkmaktadır. Karmaşık modülasyonlarda faz ve genlik kaymasının miktarı iletişim sisteminin başarımını doğrudan etkilemektedir. Bu kaymanın alıcı cihazlar tarafından kabul edilebilir bir aralıkta olması gereklidir. Tez çalışması kapsamında yapılan birinci derece tek değişkenli duyarlık analizinde bir güç transistör modelindeki baskın elemanların faz ve genlik duyarlığı incelenmiştir. Yapılan analizler bilgisayar destekli benzetimlerle doğrulanmıştır. Teorik analizin ardından ticari bir transistörün üretici firma tarafından sağlanan devre elemanı değerleri kullanılarak elde edilen ifadeler sayısal olarak da incelenmiştir.

Elde edilen sonuçlara göre çıkışta bulunan direnç faz duyarlığı üzerindeki en baskın devre elemanıdır. Genlik duyarlığı incelendiğinde g_m değerinden sonra en baskın eleman çıkış kapasitesidir.

Çıkış işaretinin fazını ve genliğini en çok etkileyen elemanlar (g_m hariç) çıkış kapasitesi ve direncidir. Tasarımlarda bu iki elemanın etkisini azaltacak yönde bir tasarım hedeflenirse daha doğrusal uygulamalar elde edilebilir.

5.3 Gelecek Çalışmalar ve Öneriler

Sunulan tez çalışması sırasında elde edilen tecrübelerden ve verilerden yola çıkılarak ilerleyen zamanda kuvvetlendirici tasarımında aşağıdaki çalışmaların yapılması önerilebilir:

- Daha yüksek verimli bir kuvvetlendirici: Devre boyutlarının biraz daha küçültülmesi ve daha uygun bir metal kutu yapılmasıyla verimin bir miktar daha artırılması mümkündür.
- Bant genişliğinin artırılması: F sınıfı yapılar için önerilen harmonik sonlandırıcı yapıları genelde dar bantlıdır. Farklı empedans uyum teknikleri ile daha geniş bantlı F sınıfı bir yapı tasarlanabilir.

Tasarım sırasında aşağıdaki konulara dikkat edilmesi özellikle önerilir:

- Özellikle konnektörün montajına dikkat edilmelidir.
- Harmonik sonlandırıcı yapılarının ince ayar için küçük hatlar bırakılması frekansın ayarlanmasına faydalı olacaktır.
- Geçit ve savak beslemelerinin birbirinden olabildiğince yalıtılması, gerekirse yutucu malzeme ile besleme hatlarının üzerinin kapatılması kararlılığın artırılması açısından iyi olmaktadır.
- Transistörün montajı sırasında yapıştırıcı kimyasalın kullanımında çok dikkatli olunmalıdır. Kaynakta oluşacak istenmeyen direnç kuvvetlendirici son derece kötü etkileyecektir.

Bu tez çalışmasında yapılan faz ve duyarlık analizi birinci dereceden olup tek değişkenli durum ele alınmıştır. Çok parametrelili bir inceleme yapılarak devre elemanlarının toplam etkisi de incelenebilir. Ek olarak, elde edilen veriler kullanılarak yapılacak bir devre tasarımı ile teoremin doğrulanması ve geliştirilmesi üzerine çalışılabilir.

KAYNAKLAR

- Acar, C.** (1979). *Duyarlık ve Tolerans Analizi*. İstanbul: Fatih Yayın Evi.
- ATC** (2009). *ATC 600S Series Ultra-Low ESR, High Q, NPO RF & Microwave Capacitors*. Retrieved June 2014 from <http://www.atceramics.com/>
- Berger, O.** (1999). *GaAs MESFET, HEMT and HBT competition with advanced Si RF technologies*. International Conference on Compound Semiconductor Manufacturing Technology, 1999 On-line Digest, no: 59. Atlanta, GA.
- Braun, T. M.** (2012). *Satellite Communications Payload and System*. Hoboken, NJ: Wiley.
- Camarchia, V., Fang, J., Ghione, G., Rubio, J. M., Pirola, M. & Quaglia, R.** (2012). *X-band wideband 5W GaN MMIC power amplifier with large-signal gain equalization*. Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits. Dublin, Ireland, September 3-4.
- Colantonio, P., Giannini, F. & Limiti, E.** (2009). *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers*. K. Chang (Ed). Wiltshire, United Kingdom: Wiley.
- Florian, C., Musio, A., Scappaviva, F., Paganelli, R.P. & Feudale, M.** (2011, Dec. 12-14) *Design of L and X band class E power amplifiers with GaAs pHEMT technology for space SAR*. IEEE International RF and Microwave Conference. Seremban, Negeri Sembilan.
- Gao, S.** (2006). High Efficiency Class F RF/Microwave Power Amplifiers. *Microwave Theory and Techniques Microwave Magazine*, 7(1), 40–48.
- Giofre, R., Colantonio, P., Giannini F. & Piazzon, L.** (2012). X-Band GaAs mmic high power amplifier for transmitter space module. *Microwave and Optical Technology Letters*, 54(11), 2633–2635.
- Golio, M.** (2003). *RF and Microwave Semiconductor Device Handbook*. Boca Raton, FL: CRC Press.
- Grebennikov, A.** (2005). *RF and Microwave Power Amplifier Design*. New York, NY: McGraw-Hill.
- Grebennikov, A.** (2011). Load Network Design Technique for Class F and Inverse Class F PAs. *High Frequency Electronics*, 10(5), 58–76.
- Grebennikov, A. & Sokal, N. O.** (2007). *Switchmode RF Power Amplifiers*. Burlington, MA: Elsevier.
- Jakhu, R. S. & Pelton, J. N.** (2014). *Small Satellites and Their Regulation*. New York: Springer.
- Ludwig, R. & Bretchko, P.** (2000). *RF Circuit Design, Theory and Applications*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall.

- Modelithics** (2004, June). *Characterization of Flip-Chip Thin Film Resistors, Report on Quote*. Retrieved June, 2014, from <http://www.modelithics.com/>
- Moore, A. & Jimenez, J.** (2014). *GaN RF Technology for Dummies*. Hoboken, NJ: Wiley.
- Nakasuka, S.** (2013). From Education to Practical Use of Nano-Satellites – Japanese University Challenge towards Low Cost Space Utilization, In R. Sandau, H. Röser, A. Valenzuela (Eds.), *Small Satellite Missions for Earth Observation, New Mission Concepts and Technological Challenges*. France: International Academy of Astronautics (IAA).
- Nanowave** (2014, May 5) *X-Band Radar Low Noise Receiver*. Retrieved from <http://www.nanowavetech.com/>
- Okan, A.** (2005, June 9-11). *Feasibility study on thermal survivability of X-band subsystem on RASAT microsatellite*. Recent Advances in Space Technologies. Istanbul, Turkiye.
- Piotrowicz, S., Chartier, E., Jacquet J.C., Floriot, D., Obregon, J., Dueme, P., Delaire, J. & Mancuso, Y.** (2006, June 11-16) *Ultra Compact X-Band GaInP/GaAs HBT MMIC amplifiers: 11W, 42% of PAE on 13mm² and 8.7W, 38% of PAE on 9mm²*. International Microwave Symposium. San Francisco, CA.
- Piotrowicz, S., Ouarch, Z., Chartier, E., Aubry, R., Callet, G., Floriot, D., Jacquet, J., Jardel, O., Morvan, E., Reveyrand, T., Sarazin, N. & Delage, S.** (2010, May 23-28) *43W, 52% PAE X-Band AlGaN/GaN HEMTs MMIC Amplifiers*. International Microwave Symposium. Anaheim, CA.
- Pozar, D. M.** (1998). *Microwave Engineering* (2nd ed). Crawfordsville, IN: Wiley.
- Raab, F. H.** (1997). Class F Power Amplifiers with Maximum Flat Waveforms, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45(11), 2007-2012.
- Radisic, V., Scott, D.W., Cavus, A., & Monier, C.** (2014). 220-GHz High-Efficiency InP HBT Power Amplifiers, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(12), 3001-3005.
- Rogers Corporation.** (2014). *RT/Duroid 6035HTC High Frequency Laminate*. Retrieved July, 2014, from <http://www.rogerscorp.com/>
- Sardin, D., Reveyrand, T. & Popovic, Z.** (2014, October 6-7). *X-band 10 W MMIC High-Gain Power Amplifier with up to 60 % PAE*. 9th European Microwave Integrated Circuits Conference. Rome, Italy.
- Sandau, R.** (2010). Status and trends of small satellite missions for Earth observation. *Acta Astronautica*, 66(1-2), 1–12.
- Scappaviva, F., Cignani, R., Florian, C., Vannini, G., Filicori, F. & Feudale, M.**, (2008, October 27-28). *10 Watt High Efficiency GaAs MMIC Power Amplifier for Space Applications*. 1st European Wireless Technology Conference. Amsterdam.
- Schafer, S., Litchfield, M., Zai, A., Popovic, Z. & Campbell, C.** (2013, June 2-7) *X-band MMIC GaN power amplifiers designed for high-efficiency supply-*

- modulated transmitters*. IEEE MTT-S International Microwave Symposium. Seattle, WA.
- Schiller, J.** (2003). *Mobile Communications* (2nd ed). Harlow, United Kingdom: Addison-Wesley Pearson Education.
- Shigematsu, H., Inoue, Y., Akasegawa, a., Yamada, M., Masuda, S., Kamada, Y., ... Hara, N.** (2009, June 7-12). *C-band 340-W and X-band 100-W GaN power amplifiers with over 50-% PAE*. IEEE MTT-S International Microwave Symposium. Boston, MA,
- Stameroff, A.N., Ta, H.H., Anh-Vu, P.& Leoni, R.E.** (2013) Wide-Bandwidth Power-Combining and Inverse Class-F GaN Power Amplifier at X-Band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(3), 1291-1300.
- Steer, M.** (2010). *Microwave and RF Design, A System Approach*. Raleigh, NC: Scitech.
- Triquint** (2011). *TGF2023-01 6 Watt Discrete Power GaN on SiC HEMT*. Retrieved January, 2014, from <http://www.triquint.com/>
- Triquint** (2013). *TGF2023-2-01 6 Watt Discrete Power GaN on SiC HEMT*. Retrieved May, 2014, from, <http://www.triquint.com/>
- Triquint TGA2701** (2008). *7-8.5 GHz High Power Amplifier*. Retrieved May, 2015, from <http://www.triquint.com/>
- Tong, R., He, S., Zhang, B., Jiang, Z., Hou, X. & You, F.** (2013, October 6-11). *A Novel Topology of Matching Network for Realizing Broadband High Efficiency Continuous Class-F Power Amplifiers*. 8th European Microwave Integrated Circuits Conference. Nuremberg, Germany,
- Vishay.** (2014, August). *High Frequency Resistor, Thin Film Source Mount Chip*. Retrieved September, 2014, from <http://www.vishay.com/>
- Yamanaka, K., Morimoto, T., Chaki, S., Nakayama, M. & Hirano, Y.** (2011, October 10-11). *X-band internally harmonic controlled GaN HEMT amplifier with 57% power added efficiency*. European Microwave Integrated Circuits Conference. Manchester, UK.
- Watanabe, H., Ceylan, O., Saito, H., Tomiki, A., Nunomura, H., Shigeta, O., Iwakiri, N., Shinke, T. & Fukami, T.** (2013, June 2-7). *High Efficiency X Band GaN Amplifier for Small Satellite Downlink System*. IEEE MTT-S International Microwave Symposium. Seattle, WA,
- 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.

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad : Osman CEYLAN

Doğum Yeri ve Tarihi : Çivril / Denizli - 1984

E-Posta : ceylanos@itu.edu.tr ve osmanceylan@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2006, İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektronik Mühendisliği Bölümü
- **Yüksek Lisans** : 2009, İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektronik Mühendisliği Programı

MESLEKİ DENEYİM:

- İTÜ Elektrik Elektronik Fakültesi: Araştırma Görevlisi, Ocak 2009 – Eylül 2015
- İTÜ Elektrik Elektronik Fakültesi, RF Elektronik Laboratuvarı: Sorumlu Asistan
- Japonya Uzay Ajansı (JAXA-ISAS): Araştırmacı, Ağustos 2012-Ağustos 2013
- Can-Sat Leader Training Program, Nihon University, Tokyo / Japan (Kasım 2011)

ÖDÜLLER

- International Microwave Symposium 2015, Öğrenci Tasarım Yarışması, 2.lik Ödülü, “*Dual-Band SIW Filter Design*”
- Texas Instruments European Analog Design Contest 2014, Finalist, “*Control and Monitor Device for GaNs*”
- International Microwave Symposium 2014, Öğrenci Tasarım Yarışması 2.lik Ödülü, “*Electroshock*” *Android Application for Microwave Teaching*”
- Texas Instruments European Analog Design Contest 2012, Finalist, “*Microwave Harvester*”
- Mediterranean Microwave Symposium 2012, Best Paper Award, “*A GaN HEMT Class AB RF Power Amplifier*”
- Mediterranean Microwave Symposium 2010, Best Paper Award, “*Wideband Matching Circuit Design for Differential Output Systems by Using Real Frequency Technique*”
- Gemi Mühendisleri Odası, Geleceğin Gemileri ve Sistemleri Yarışması 2010, 3.lük ödülü, “*Deniz Taşımacılığı için Yeni Nesil İzleme Sistemi Tasarımı*”
- Elektrik Mühendisleri Odası, Bitirme Projeleri Yarışması 2006, 2.lik Ödülü, “*Telsiz Sensör Ağlarında Ultrasonik Ses ile Konum Belirleme*”
- Doğu Üniversitesi, Projistör Proje Yarışması 2006, 1.lik Ödülü, “*Telsiz Sensör Ağlarında Ultrasonik Ses ile Konum Belirleme*”
- Kara Harp Akademisi 13 Mart Bilim, Kültür ve Spor Etkinlikleri, Savunma Araştırmaları, Teşvik Ödülleri 2005, 3.lük Ödülü, “*Yapay Sinir Ağları ile Kamera Denetimli Akıllı Taret Kontrolü*”
- İTÜ Projekent Proje Yarışması 2005, 3.lük Ödülü, “*Bilgisayar Görüşü Temelli Nesne İzleyen Robot Kol*”

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR:

- **Ceylan, O.**, Yağcı, H. B., Paker, S., 2015, GaN HEMT ile Yüksek Verimli X Band F Sınıfı Güç Kuvvetlendiricisi Tasarımı, *Beykent Üniversitesi Fen ve Mühendislik Bilimleri Dergisi*, Cilt 8, Sayı 1.
- Watanabe, H., Fukami, T., Saito, H., Tomiki, A., **Ceylan, O.**, et al; High Speed Downlink System for Small Satellite and High Efficiency X Band GaN SSPA, , *International Microwave Symposium*, June 2014, Tampa/USA
- Watanabe, H., **Ceylan, O.**, Saito, H., et al., High Efficiency X Band GaN Power Amplifier for Small Satellite Downlink System, *International Microwave Symposium (IMS 2013)*, June 2-7 2013, Seattle / USA
- Watanabe, H., Fukami, T., Tomiki, A., Saito, H., Iwakiri, N., **Ceylan, O.**, Development of high-speed and high-efficiency downlink transmitter with GaN-HEMT amplifier and pre-distortion technique for nano/small satellite, *29th International Symposium on Space Technology and Science*; June 2-9, 2013, Nagoya/Japan

BURSLAR:

- TÜBİTAK, Doktora Sırası Yurt Dışı Araştırma Bursu
 - Japonya Uzay Ajansı, Kanagawa/Japonya
 - Ağustos 2012-Ağustos 2013, 1 Yıl
- TÜBİTAK, Lisans Üstü Eğitim Bursu (Doktora)
 - 2009-2014, 5 Yıl
- TÜBİTAK, Lisans Üstü Eğitim Bursu (Yüksek Lisans)
 - 2006-2008, 2 Yıl
- İTÜ Başarı Bursu
 - 2002-2006, 4 Yıl
- Çevak Eğitim Bursu
 - 2002-2006, 4 Yıl

SUNUMLAR

- O. Kislal, H. O. Cakar, H. B. Tugrel, A. Caglar, K. Kula, **O. Ceylan**, H. B. Yagci, Software Defined Radio Based Ground Station and Radio Modem Design for Cube Satellites, NI-Week, Austin / USA, 3-6 August 2015 (IMS 2015 Öğrenci Tasarım Yarışması kazanını olarak davet edilmiştir)
- **O. Ceylan**, H.B. Yagci, (Nov. 4th, 2014) Projects in RF Electronics Laboratory, Analog Design Forum of NI AWR, Istanbul/Turkiye
- **O. Ceylan**, J. P. Magalhaes¹, P. Shinghal², Small Satellites Network for Space Debris Detection, IMS 2013, Graduate Student Challenge, (¹University of Aveiro Portugal, ²University of Manchester England).
- **O. Ceylan**, X.P. Ripoll*, (June 17-22, 2012) Pill Shaped Device for Detecting and Identifying Cancer Tumors in Intensities and Esophagus, IMS 2012, Graduate Student Challenge, Montreal/Canada *(University of Colorado, Boulder)
- **O. Ceylan**, (March 21-22,, 2012) Turksat-3USAT Development Process, Industrial Technology Days, Ankara/Turkiye
- **O. Ceylan**, (October 26, 2010) Wireless Sensor Networks and Privacy, AFCEA Student Conference, London / United Kingdom
- **O. Ceylan**, (October 28, 2009) Localization with RSSI Method at Wireless Sensor Networks, AFCEA Student Conference, Brussel / Belgium

KONFERANS YAYINLARI

- E. Baseski, S. Gokcebag, A. R. Aslan, **O. Ceylan** et al., HAVELSAT: A Software Defined Radio Experimentation CubeSat, 7th International Conference on Recent Advances in Space Technologies 2015 – RAST2015, 16-19 June, Istanbul / Turkiye.
- **Ceylan**, H. O. Cakar, B. Aslanoglu, Design and implementation of a low cost signaling device for epee and foil, International Symposium of Sport Science, Engineering and Technology 2015, ISSSET-2015, 10-13 May, Istanbul / Turkiye
- H. Watanabe, T. Fukami, H. Saito, A. Tomiki, **O. Ceylan**, et al; High Speed Downlink System for Small Satellite and High Efficiency X Band GaN SSPA, , International Microwave Symposium June 2014, Tampa/USA
- **Ceylan**, **O.**, Ozen, O.E., Canbey, H.H., Cam, Z.G., Yagci, H.B., High Gain, Linear, Low Cost Digitally Controlled VHF-UHF Analog Transponder for Nano Satellites, Asia-Pasific Microwave Conference, Coex-Seoul / Korea, 5-8 Nov 2013
- H. Watanabe, **O. Ceylan**, H. Saito, et al., High Efficiency X Band GaN Power Amplifier for Small Satellite Downlink System, International Microwave Symposium (IMS 2013), June 2-7 2013, Seattle / USA (*Japan Aerospace Exploration Agency (JAXA), Institute of Space and Astronautical Science (ISAS))
- H. Watanabe, T. Fukami, A. Tomiki, H. Saito, N. Iwakiri, **O. Ceylan** Development of high-speed and high-efficiency downlink transmitter with GaN-HEMT amplifier and pre-distortion technique for nano/small satellite, 29th International Symposium on Space Technology and Science; June 2-9, 2013, Nagoya/Japan
- **Ceylan**, **O.**, et al., TURKSAT-3USAT Satellite Computer Design and Satellite Management System, 9th International Academy of Astronautics Symposium on Small Satellite for Earth Observation (IAA), April 08-02 2013, Berlin / Germany
- Dilek M.S, Ayranci, A., Seker A., **Ceylan**, **O.**, Yagci H.B., AX.25 Protocol Compatible Reconfigurable 2/4 FSK Modulator Design for Nano/Micro Satellites, 20th Telecommunication Forum (TELFOR 2012), Nov. 20-22, 2012, Belgrade/Serbia
- Tas, D.G., **Ceylan**, **O.**, Yagci, H.B., A GaN HEMT Class AB RF Power Amplifier, Mediterranean Microwave Symposium (MMS 2012), Sept. 2-5, 2012, Istanbul / Turkiye
- Ozen, O., **Ceylan**, **O.**, Yagci H.B., Design and Implementation of a High Linearity Low Noise Amplifier for 1.57 GHz GPS Applications, Mediterranean Microwave Symposium (MMS 2012), Sept. 2-5, 2012, Istanbul / Turkiye
- **Ceylan**, **O.**, Yilmaz, O., Isel, H., Yagci, H.B., Aslan, A.R., Antenna Design and Deployment Analyses for Turksat-3USAT, 3rd Nano-Satellite Symposium, Dec. 12-14, 2011, Kitakyushu / Japan
- Tunc, A.F., Ulker, C., Mungan, A.M., **Ceylan**, **O.**, Yagci, H.B., Triplexer Design with Hairpin Structure, 19th Telecommunication Forum (TELFOR 2011), Nov. 22-24, 2011, Belgrade/Serbia
- Katircioglu, O., Isel, H., **Ceylan**, **O.**, Taraktas, F., Yagci, H.B., Comparing Ray Traying, Free Space Path Loss and Logarithmic Distance Path Loss Models in Succes of Indoor Localization with RSSI, 19th Telecommunication Forum (TELFOR 2011), Nov. 22-24, 2011, Belgrade/Serbia

- **Ceylan, O.**, Kurt, Y., Tunc, F.A., Yagci, H. B., Aslan, A. R., Low Cost S Band Communication System Design for Cube Satellites, Recent Advances in Space Technologies (RAST2011), June 09-11, 2011, Istanbul / Turkiye.
- **Ceylan, O.**, Ata, R., Bellikli, H., Canbey, H. H., Kapicioglu, S., Yagci, H. B., Umit, E., Aslan, R., VHF-UHF Transponder Design for Cube-Satellites, 8th International Acedemy of Astronautics Symposium on Small Satellite for Earth Observation (IAA), April 04-08 2011, Berlin / Germany.
- Aslan, A. R., Yagci H. B., Sofyali, A., Suer, M., Umit, E., Tola, C., **Ceylan, O.**, Durna, A. S., Celik, G., Ozturk, D.C., Development of a 3Unit CubeSat for LEO Communication, 2nd Nano-Satellite Symposium, Japan, March 14-16, 2011, University of Tokyo, Tokyo / Japan.
- **Ceylan, O.**, Taraktas, K. F., Yagci, H. B., Acquiring Different RSSI Values to Increase Distance Measurement and Localization Accuracy at Wireless Sensor Networks by Using Different Frequencies, First International Workshop on Advances in Sensor Technologies, Systems and Applications (ASTSA 2010), November 4-6, 2010, Fukuoka Institute of Technology, Fukuoka, Japan.
- Taraktas, K. F., **Ceylan, O.**, Yagci, H. B., Received Signal Strength Technique Performance in Sensor Network Localization Application, First International Workshop on Advances in Sensor Technologies, Systems and Applications (ASTSA 2010), November 4-6, 2010, Fukuoka Institute of Technology, Fukuoka, Japan.
- **Ceylan, O.**, Yagci, H. B., Yarman, B. S., Wideband Matching Circuit Design for Differential Output Systems by using Real Frequency Technique, Mediterranean Microwave Symposium (MMS 2010), August 25-27, 2010, Northern Cyprus.
- **Ceylan, O.**, Yagci, H. B., Paker, S., Calkivik, S. A., Handmade Devices of Istanbul Technical University Students for Radio, First TV and FM Radio Broadcasting in Turkiye, The Second Region 8 IEEE Conference on the History of Telecommunications (HISTELCON 2010), 3-5 November 2010, Madrid / Spain.
- **Ceylan, O.**, Yağcı, H. B., Paker, S., Calkivik, S. A., Turkiye's First TV Broadcasting and Istanbul Technical University TV, ITU TV, The Second Region 8 IEEE Conference on the History of Telecommunications (HISTELCON 2010), 3-5 November 2010, Madrid / Spain.
- Ayna, A., **Ceylan, O.**, Taraktas, F., Yagci, H. B., RSSI Based Localization in Wireless Sensor Networks, The Fourth International Student Conference on Advanced Science and Technology (ICAST 2010), May 25-26, 2010, Izmir/Turkiye
- A. Uysal, **O. Ceylan**, H. B. Yağcı, C Işık, 2.45 Ghz'de Dairesel Polarizasyonlu Bir Mikroşerit Anten Dizisi Tasarımı, IEEE 23. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı 2015 SİU-2015, 16-19 Mayıs 2015, Malatya.
- **O. Ceylan**, E. Aydın, B. Çelik, S. Paker, H.B. Yağcı, 2.45 GHz Elektromanyetik Enerji Hasatçısı, 7. URSI Türkiye Bilimsel Kongresi 2014, 28-30 Ağustos, Elazığ.
- A. Uysal, **O. Ceylan**, S. Paker, H.B. Yağcı, 2.4 GHz'de Yüksek Kazançlı Dairesel Polarizasyonlu Yama Anten Dizisi Tasarımı, 7. URSI Türkiye Bilimsel Kongresi 2014, 28-30 Ağustos, Elazığ.
- S.M. Dilek, A. Ayrancı, R. Ata, **O. Ceylan**, H.B. Yağcı, Mikro/Nano Uydular için FPGA içeren Radyo Verici Tasarımı, IEEE 21. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı 2013 (SIU 2013), 24-26 Nisan, Girne / Kuzey Kıbrıs.

- Dilek, M. S., Anılcan A., Seker A., **Ceylan, O.**, Yagci, H. B., Nano/Mikro-Uydular için FPGA Tabanlı 2-FSK Tasarımı, Gömülü Sistemler ve Uygulamaları Sempozyumu 2012 (GÖMSİS 2012), 29-30 Kasım 2012, İstanbul
- İşel, H., Kurt, Y., Yılmaz, O., Furkan, A. T., **Ceylan, O.**, Yağcı, H. B., Türksat-3USAT Nano Uydu için 435 MHz Monopol Anten Tasarımı, IEEE 19. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SIU 2011), 20-22 Nisan 2011, Antalya.
- Dilek, S. M., Bayram, İ., Şafak, M. E., **Ceylan, O.**, Yağcı, H. B., Nano-Uydular için GMSK Modülasyonlu Yazılım Tanımlı Radyo Tasarımı, IEEE 19. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SIU 2011), 20-22 Nisan 2011, Antalya.
- Kazar, N., Hancı, İ., İpek, M., Yiğit, E., **Ceylan, O.**, Taraktaş, K. F., Yağcı, H. B., Telsiz Duyurga Ağlarında Ultrasonik ile Üç Boyutlu Konum Belirleme, IEEE 19. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SIU 2011), 20-22 Nisan 2011, Antalya.
- Dilek, M. S., **Ceylan, O.**, Yağcı, H. B., Küp Uydu için Yer İstasyonunda Yazılım Tanımlı Radyo Tasarım, Gömülü Sistemler ve Uygulamaları Sempozyumu 2010 (GÖMSİS), 4-5 Kasım 2010, İstanbul
- Açıkgoz, T., Tarhan, F. A., Yılmaz, O., **Ceylan, O.**, Yağcı, H. B., İnsansız Hava Araçları için 2.4GHz Karesel Yarık Mikroşerit Anten Dizisi ve Anten İzleyici Tasarımı, 5. URSI Türkiye 2010 Bilimsel Kongresi, (URSI 2010) 25-27 Ağustos 2010, ODTÜ Kuzey Kıbrıs Kampüsü, Güzelyurt / Kuzey Kıbrıs
- Kızıldaş, B., Canbey H. H., **Ceylan, O.**, Yağcı, H. B., Gysel Eşit Bölümlü 3 Yollu FM Bandı Güç Bölücü Tasarımı, 5. URSI Türkiye 2010 Bilimsel Kongresi, (URSI 2010) 25-27 Ağustos 2010, ODTÜ Kuzey Kıbrıs Kampüsü, Güzelyurt / Kuzey Kıbrıs
- Aykaç, R. E., **Ceylan, O.**, Yağcı, H. B., VHF - UHF İşaret Birleştirici Tasarımı ve Gerçeklemesi, 5. URSI Türkiye 2010 Bilimsel Kongresi, (URSI 2010) 25-27 Ağustos 2010, ODTÜ Kuzey Kıbrıs Kampüsü, Güzelyurt / Kuzey Kıbrıs
- Kesik, E. P., Canbey, H.H., **Ceylan, O.**, Yağcı, H. B., Ön Kuvvetlendiricili UHF Güç Kuvvetlendiricisi Tasarımı ve Gerçeklenmesi, 5. URSI Türkiye 2010 Bilimsel Kongresi, (URSI 2010) 25-27 Ağustos 2010, ODTÜ Kuzey Kıbrıs Kampüsü, Güzelyurt / Kuzey Kıbrıs
- **Ceylan, O.**, Yağcı, H. B., Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalga Radarları için Mikroşerit Anten Dizisi ve 90° Hybrid Coupler Tasarımı ve Gerçeklemesi, 1. Aviyonik ve Sistem Entegrasyonu Sempozyumu (ASES 2010), 29-30 Nisan 2010, Hava Harp Okulu, İstanbul
- **Ceylan, O.**, Sümbülü, D., Yağcı, H. B., Telsiz Sensör Ağlarında Erişim Zamanı Farkı Yöntemi ile Konum Belirleme, IEEE 18. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SIU2010), 22-24 Nisan 2010, Diyarbakır
- Taraktas, F., **Ceylan, O.**, Yağcı, H. B., Localization with Wireless Sensor Networks by using Received Signal Strength Indicator (RSSI, IEEE 18. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SIU2010), 22-24 Nisan 2010, Diyarbakır
- Türkoğlu, B., **Ceylan, O.**, Yağcı, H. B., Parker, S., Palamutçuoğulları, O., 2.4 GHz Telsiz Şahberleşme Cihazları için Mikroşerit Dipol Anten Tasarımında Taban Kalınlığının ve Dielektriğinin Anten Parametrelerine Etkilerinin İncelenmesi, IEEE 18. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SIU2010), 22-24 Nisan 2010, Diyarbakır

- Koyuncu E., Yeniçeri R., **Ceylan O.**, Bilgisayarla Görü Tabanlı, Cisim Yörünge Doğrultusu İzleyen Robot Kol Tasarımı, Otomatik Kontrol Milli Komitesi Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı 2005 (OTOKON 2005), Haziran 2005, İstanbul
- Koyuncu E., Yeniceri R., **Ceylan O.**, Kamera Denetimli Yapay Sinir Ağları ile Hareketli Cisim Yörüngesi İzleyen Zeki Taret Savunma Sistemi Tasarımı, Kara Harp Okulu Savunma Bilimleri Enstitüsü, Savunma Bilimleri Araştırmaları Teşvik Ödülleri 2006, Mart 2006, Ankara