

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**S BANT RADAR UYGULAMALARI İÇİN İKİ KATLI 50 WATT GaN HEMT
F SINIFI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Süheyb Abdurrahman BOZDEMİR

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Mühendisliği Programı

ARALIK 2019

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**S BANT RADAR UYGULAMALARI İÇİN İKİ KATLI 50 WATT GaN HEMT
F SINIFI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Süheyb Abdurrahman BOZDEMİR
(504151230)**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Mühendisliği Programı

**Tez Danışmanı: Doç. Dr. Metin YAZGI
Eş Danışman: Doç. Dr. Oğuzhan KIZILBEY**

ARALIK 2019

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504151230 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Süheyb Abdurrahman BOZDEMİR, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı "S BANT RADAR UYGULAMALARI İÇİN İKİ KATLI 50 WATT GaN HEMT F SINIFI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI" başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Doç. Dr. Metin YAZGI**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Eş Danışman : **Doç. Dr. Oğuzhan KIZILBEY**
Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu

Jüri Üyeleri : **Dr. Öğr. Üyesi Mustafa Berke YELTEN**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Okan Zafer BATUR
İstanbul Bilgi Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Yasin ÖZÇELEP
İstanbul Üniversitesi

Teslim Tarihi : 15 Kasım 2019
Savunma Tarihi : 24 Aralık 2019





Aileme,



ÖNSÖZ

Tez süresi boyunca değerli bilgi ve deneyimleriyle bana yol gösteren hocalarım Sayın Doç. Dr. Metin YAZGI'ya ve Sayın Doç. Dr. Oğuzhan KIZILBEY'e teşekkürlerimi bir borç bilirim.

Son olarak, hayatım boyunca hep yanımda olan ve desteğini benden hiç esirgemeyen aileme, sevgili eşime ve bu süreç boyunca zaman zaman kendisini ihmal etmek zorunda kaldığım sevgili oğlum Ömer Asım'a anlayışları ve karşılıksız sevgileri için sonsuz teşekkür ederim.

Kasım 2019

Süheyb Abdurrahman BOZDEMİR
(Elektronik Mühendisi)



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET.....	xix
SUMMARY	xxi
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	1
1.2 Yöntem	3
2. GÜÇ KUVVETLENDİRİCİLERİ	5
2.1 Güç Kuvvetlendirici Performans Parametreleri	5
2.1.1 Güç	6
2.1.2 Kazanç.....	7
2.1.3 Verim	7
2.1.4 Doğrusallık.....	8
2.1.5 Kararlılık	9
2.2 Güç Kuvvetlendirici Sınıfları	10
2.2.1 Kutuplama noktasına göre	11
2.2.2 Çalışma moduna göre.....	15
2.2.3 F sınıfı GK temelleri	18
2.2.3.1 İdeal F sınıfı GK	18
2.2.3.2 Maksimum düzlük dalga formu	19
2.2.3.3 Çeyrek dalga transmisyon hatlı çıkış devresi.....	25
2.2.3.4 Transmisyon hatlı çıkış devresi.....	25
2.3 Güç Transistörleri.....	27
2.3.1 GaN güç transistörü	27
3. F SINIFI 2 KATLI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI	31
3.1 Transistor ve Dielektrik Taban Seçimi.....	32
3.2 Ana Kuvvetlendirici Katı Tasarımı	33
3.2.1 CGHV40050 transistörü karakter analizi.....	33
3.2.2 Ana kuvvetlendirici katı yük-çek (Load-Pull) analizi.....	36
3.2.3 Ana kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama ve besleme devresi tasarımı	43
3.2.4 Ana kuvvetlendirici katı giriş uyumlama ve besleme devresi tasarımı	46
3.2.5 Ana kuvvetlendirici katı elektromanyetik analiz	47
3.2.6 Ana kuvvetlendirici katı performans değerleri	50
3.3 Sürücü Kuvvetlendirici Katı Tasarımı	54
3.3.1 CGH40010 transistörü karakter analizi.....	54
3.3.2 Sürücü kuvvetlendirici katı yük-çek (Load-Pull) analizi	56
3.3.3 Sürücü kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama ve besleme devresi tasarımı	59

3.3.4 Sürücü kuvvetlendirici katı giriş uyumlama ve besleme devresi tasarımı	60
3.3.5 Sürücü kuvvetlendirici katı elektromanyetik analiz.....	60
3.3.6 Sürücü kuvvetlendirici katı performans değerleri.....	62
3.4 İki Katlı Kuvvetlendiricinin Birleştirilmesi ve Performans Değerleri	65
3.5 Devrenin Serimi.....	68
3.6 Devrenin Gerçeklenmesi	69
3.7 Ölçüm	70
4. SONUÇ.....	77
4.1 Sonuçlar.....	77
4.2 Öneriler.....	78
KAYNAKLAR.....	79
EKLER.....	81
ÖZGEÇMİŞ.....	87



KISALTMALAR

ASR	: Havaalanı Gözlem Radarı
ATC	: Hava Trafik Kontrol
BJT	: Bipolar Jonksiyon Transistör
GaAs	: Galyum Arsenit
GaN	: Galyum Nitrit
GEV	: Güç Ekli Verim
GK	: Güç Kuvvetlendiricisi
HBT	: Karma Yapılı Bipolar Jonksiyon Transistör
HEMT	: Yüksek Elektron Mobiliteli Transistör
IP3	: Üçüncü Derece Kesişim Noktası
LDMOS	: Yanal Dağımlı Metal Oksit Yarı İletken
MESFET	: Metal Yarı İletken Alan Etkili Transistör
MOSFET	: Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistör
MOS	: Metal Oksit Yarı İletken
PSR	: Birincil Gözlem Radarı
PTFE	: Politetrafloroetilen
RF	: Radyo Frekans
Si	: Silisyum
SiC	: Silisyum Karbit
TL	: Transmisyon Hattı



ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 : Çeşitli akım ve gerilim harmonik içerikleri için verim tablosu.....	24
Çizelge 2.2 : Yarı iletken transistör teknolojileri karşılaştırması.	28
Çizelge 3.1 : CGH40010 ve CGHV40050 temel özellikleri.	32
Çizelge 3.2 : RT/duroid 5880 dielektrik taban özellikleri.	33
Çizelge 3.3 : CGHV40050 için üretici tarafından sağlanan empedans değerleri.	34
Çizelge 3.4 : CGHV40050 için optimum kaynak ve yük empedansları.	39
Çizelge 3.5 : CGH40010 için üretici tarafından sağlanan empedans değerleri.	54
Çizelge 3.6 : CGH40010 için optimum kaynak ve yük empedansları.	57
Çizelge 3.7 : Harmonik işaretlerinin ölçüm değerleri.	74
Çizelge 3.8 : Tasarım performans değerleri toplu gösterimi.	74
Çizelge 3.9 : Literatür karşılaştırması.....	75
Çizelge B.1 : Çift katlı GK malzeme listesi.	86



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Temel GK diyagramı.....	6
Şekil 2.2 : P_{1dB} ve kazanç bastırım noktası (Colantonio ve diğ. 2009).	9
Şekil 2.3 : 3. Dereceden kesişim noktası.	9
Şekil 2.4 : GK sınıfları.....	11
Şekil 2.5 : Bağımlı akım kaynağı olarak çalışan transistor modeli.	12
Şekil 2.6 : A sınıfı GK operasyonu.....	12
Şekil 2.7 : B sınıfı GK operasyonu.	13
Şekil 2.8 : AB sınıfı GK operasyonu.....	14
Şekil 2.9 : C sınıfı GK operasyonu.....	14
Şekil 2.10 : A, B, AB ve C sınıfı GK karşılaştırılması.....	15
Şekil 2.11 : Anahtar olarak çalışan transistor modeli.....	15
Şekil 2.12 : Basitleştirilmiş D sınıfı GK şematiği ve dalga şekilleri.....	16
Şekil 2.13 : Basitleştirilmiş E sınıfı GK devre şematiği.....	17
Şekil 2.14 : Paralel rezonans devreli temel F sınıfı GK şematiği.....	18
Şekil 2.15 : İdeal F sınıfı GK dalga şekilleri.....	18
Şekil 2.16 : Maksimum düzlük dalga şekilleri (Grebennikov ve diğ, 2012).....	24
Şekil 2.17 : Çeyrek dalga transmisyon hatlı F sınıfı GK.....	25
Şekil 2.18 : Transmisyon hatlı çıkış devresi (a).	26
Şekil 2.19 : Transmisyon hatlı çıkış devresi (b).	26
Şekil 2.20 : Güç transistörleri sınıflandırma ağacı (Colantino ve diğ, 2012).....	27
Şekil 3.1 : CGHV40050 transistörünün doğrusal olmayan modeli (CGHV40050F_R7_VA).....	34
Şekil 3.2 : CGHV40050 transistörü akım-gerilim eğrileri.	35
Şekil 3.3 : Doğrusal karakteristik ölçüm devresi.....	36
Şekil 3.4 : Maksimum kazanç-kararlılık grafiği.....	36
Şekil 3.5 : Yük-çek analizi devresi.	37
Şekil 3.6 : Yük-çek analiz seçim menüsü.....	38
Şekil 3.7 : Ana kuvvetlendirici katı çıkış gücü konturları, yük tarafı (sol), kaynak tarafı (sağ), ($f=2.8\text{GHz}$, $P_{giriş}=34\text{ dBm}$).	38
Şekil 3.8 : Ana kuvvetlendirici katı yük tarafı çıkış gücü ve GEV konturları, ($f=2.8\text{GHz}$, $P_{giriş}=34\text{ dBm}$).....	39
Şekil 3.9 : $P_{giriş}$, $P_{çıkış}$ ve GEV arasındaki ilişki ($f=2.8\text{ GHz}$).....	40
Şekil 3.10 : Ana kuvvetlendirici katı yük tarafı 2. harmonik empedansın GEV ve çıkış gücü üzerindeki etkisi, ($f=5.6\text{ GHz}$, $P_{giriş}=34\text{ dBm}$).	40
Şekil 3.11 : Ana kuvvetlendirici katı yük tarafı 3. harmonik empedansın GEV ve çıkış gücü üzerindeki etkisi, ($f=8.4\text{ GHz}$, $P_{giriş}=34\text{ dBm}$).	41
Şekil 3.12 : Ana kuvvetlendirici katı kaynak tarafı 2. harmonik empedansın GEV ve çıkış gücü üzerindeki etkisi, ($f=5.6\text{ GHz}$, $P_{giriş}=34\text{ dBm}$).	42
Şekil 3.13 : Savak terminali gerçek akım-gerilim grafiği.	42
Şekil 3.14 : Ana kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama devre taslağı.	43

Şekil 3.15 : Ana kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama eşdeğer devresi, (a) 2. harmonik frekansında, (b) 3. harmonik frekansında.....	44
Şekil 3.16 : Transistör eşdeğer devresi.	45
Şekil 3.17 : Ana kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama ve besleme devresi.	46
Şekil 3.18 : Ana kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama devresi S_{11} grafiği.....	46
Şekil 3.19 : Ana kuvvetlendirici katı giriş uyumlama ve besleme devresi.....	47
Şekil 3.20 : Ana kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama ve besleme devresi için hazırlanan elektromanyetik ölçüm devresi.	48
Şekil 3.21 : Ana kuvvetlendirici katı giriş uyumlama ve besleme devresi için hazırlanan elektromanyetik ölçüm devresi.	48
Şekil 3.22 : Ana kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama devresi için ideal mikroşeritli yapı ve elektromanyetik benzetim karşılaştırması.....	49
Şekil 3.23 : Ana kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama devresi için ideal mikroşerit yapı ve optimize edilmiş elektromanyetik benzetim karşılaştırması.....	50
Şekil 3.24 : Ana kuvvetlendirici katı Rollet kararlılık koşulu analizi.	51
Şekil 3.25 : Ana kuvvetlendirici katı savak verimi, GEV ve çıkış gücünün giriş gücüne göre değişimi.....	51
Şekil 3.26 : Ana kuvvetlendirici katı kazancının giriş gücüne göre değişimi.	52
Şekil 3.27 : Ana kuvvetlendirici katı savak verimi, GEV ve çıkış gücünün frekansa göre değişimi.	52
Şekil 3.28 : Ana kuvvetlendirici katı temel işaret ve harmonik güç seviyeleri.	53
Şekil 3.29 : Savak terminali gerçek akım-gerilim grafiği (Elektromanyetik analiz öncesi hazırlanan devresi için).....	53
Şekil 3.30 : Savak terminali gerçek akım-gerilim grafiği (Elektromanyetik analiz sonrası optimize edilmiş devre için).	54
Şekil 3.31 : CGH40010 transistörü akım-gerilim eğrileri	55
Şekil 3.32 : Maksimum kazanç-kararlılık grafiği	55
Şekil 3.33 : Sürücü kuvvetlendirici katı çıkış gücü konturları, yük tarafı (sol), kaynak tarafı (sağ), ($f=2.8\text{GHz}$, $P_{\text{giriş}}=25\text{ dBm}$).....	56
Şekil 3.34 : Sürücü kuvvetlendirici katı yük tarafı çıkış gücü ve GEV konturları, ($f=2.8\text{GHz}$, $P_{\text{giriş}}=25\text{ dBm}$).	56
Şekil 3.35 : Sürücü kuvvetlendirici katı yük tarafı 2. harmonik empedansın GEV ve çıkış gücü üzerindeki etkisi, ($f=5.6\text{ GHz}$, $P_{\text{giriş}}=25\text{ dBm}$).	57
Şekil 3.36 : Sürücü kuvvetlendirici katı yük tarafı 3. harmonik empedansın GEV ve çıkış gücü üzerindeki etkisi, ($f=8.4\text{ GHz}$, $P_{\text{giriş}}=25\text{ dBm}$).	58
Şekil 3.37 : Sürücü kuvvetlendirici katı kaynak tarafı 2. harmonik empedansın GEV ve çıkış gücü üzerindeki etkisi, ($f=5.6\text{ GHz}$, $P_{\text{giriş}}=25\text{ dBm}$).....	58
Şekil 3.38 : Sürücü kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama ve besleme devresi.....	59
Şekil 3.39 : Sürücü kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama devresi S_{11} grafiği.	59
Şekil 3.40 : Sürücü kuvvetlendirici katı giriş uyumlama ve besleme devresi.	60
Şekil 3.41 : Sürücü kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama ve besleme devresi için hazırlanan elektromanyetik ölçüm devresi.	61
Şekil 3.42 : Sürücü kuvvetlendirici katı giriş uyumlama ve besleme devresi için hazırlanan elektromanyetik ölçüm devresi.	61
Şekil 3.43 : Sürücü kuvvetlendirici katı Rollet kararlılık koşulu analizi.....	62
Şekil 3.44 : Sürücü kuvvetlendirici katı savak verimi, GEV ve çıkış gücünün giriş gücüne göre değişimi.....	63
Şekil 3.45 : Sürücü kuvvetlendirici katı kazancının giriş gücüne göre değişimi.....	63
Şekil 3.46 : Sürücü kuvvetlendirici katı savak verimi, GEV ve çıkış gücünün frekansa göre değişimi.....	64

Şekil 3.47 : Sürücü kuvvetlendirici katı temel işaret ve harmonik güç seviyeleri. ...	64
Şekil 3.48 : Birleşik devre savak verimi, GEV ve çıkış gücünün giriş gücüne göre değişimi.	66
Şekil 3.49 : Birleşik devre kazancının giriş gücüne göre değişimi.....	66
Şekil 3.50 : Birleşik devre savak verimi, GEV ve çıkış gücünün frekansa göre değişimi.	67
Şekil 3.51 : Birleşik devre temel işaret ve harmonik güç seviyeleri.	67
Şekil 3.52 : Devrenin serimi.	68
Şekil 3.53 : Üst bakır tabakası serimi.	68
Şekil 3.54 : Bakır plaka, konnektörler ve devre kartı 3 boyutlu çizimi.....	69
Şekil 3.55 : Montajı tamamlanmış devre kartı.....	70
Şekil 3.56 : Çift katlı F sınıfı GK ölçüm düzeneği.	71
Şekil 3.57 : Kalibrasyon düzeneği.	72
Şekil 3.58 : Giriş gücünün değişimine bağlı çıkış gücü grafiği (f = 2.8 GHz).....	72
Şekil 3.59 : Giriş gücünün değişimine bağlı GEV grafiği (f = 2.8 GHz).....	73
Şekil 3.60 : Frekansa bağlı çıkış gücü değişimi ($P_{giriş} = 25$ dBm).	73
Şekil 3.61 : Frekansa bağlı GEV değişimi ($P_{giriş} = 25$ dBm).	74
Şekil A.1 : Ana kuvvetlendirici katı çıkış tarafı detaylı şematiği.....	82
Şekil A.2 : Ana kuvvetlendirici katı giriş tarafı detaylı şematiği	83
Şekil A.3 : Sürücü kuvvetlendirici katı çıkış tarafı detaylı şematiği	84
Şekil A.4 : Sürücü kuvvetlendirici katı giriş tarafı detaylı şematiği.....	85



S BANT RADAR UYGULAMALARI İÇİN İKİ KATLI 50 WATT GaN HEMT F SINIFI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI

ÖZET

Bu tez çalışmasında, S bant radar uygulamalarında kullanılmak üzere 2.7-2.9 GHz frekans bandında çalışacak, yüksek güç ve verimli bir güç kuvvetlendirici tasarımı sunulmuştur. Tasarlanacak devrenin hedeflenen uygulama alanları olan faz dizili radar ve diğer katı hal kuvvetlendirici yapısı kullanan radarlarda kullanımını kolaylaştırabilmek adına modüler bir yapıda olmasına dikkat edilmiştir.

Katı hal kuvvetlendiriciler için yüksek güç söz konusu olduğunda galyum nitrit (GaN) teknolojisi diğer alternatifleri olan silisyum (Si) ve galyum arsenit (GaAs)'den en yüksek güç, kazanç ve verim kombinasyonuna sahip olması yönünden üstündür. GaN transistörler yüksek akım yoğunluğu sayesinde aynı miktardaki güçlerin çok daha küçük transistör boyutlarıyla gerçekleştirilmesine imkân vermektedir. Üzerine temellendiği silisyum karbit (SiC)'in üstün ısıl kabiliyeti sayesinde transistör üzerinde oluşan ısıyı çok daha iyi şekilde atabilmektedir. Bunlara ek olarak yüksek besleme gerilimleriyle çalışabilmesinin sonucu olarak daha yüksek çıkış empedanslarına sahip olması da uyumlama devresi tasarımını kolaylaştıran bir diğer artıdır. Sahip oldukları bu üstün özellikleri ve yüksek güç ihtiyacından dolayı bu tez çalışmasında aktif eleman olarak GaN transistörler tercih edilmiştir.

Güç kuvvetlendiricileri tasarımında verim ve doğruluk gibi isterlere göre tercih edilebilecek farklı sınıflar bulunmaktadır. Bu tez çalışması içerisinde hedeflenen yüksek verimi karşılayabilmesi adına, çıkışındaki çoklu harmonik rezonatörler sayesinde transistörün savak-kaynak uçları arasındaki akım ve gerilim şekillerini biçimlendirerek ideal şartlar altında 100% verime ulaşabilen F sınıfı güç kuvvetlendiricisi kullanılmasına karar verilmiştir.

Hedeflenen modüler tasarım yapısını gerçekleyebilmek adına tasarlanacak devre ana kuvvetlendirici ve sürücü kuvvetlendirici katı olmak üzere iki ayrı birime bölünmüştür. Tekrar kullanım kolaylığı, kolay test edilebilirlik ve optimizasyon elverişliliği sunması açısından tasarlanacak iki katın giriş ve çıkış empedanslarının ayrı ayrı 50 Ω 'a aydurulması uygun görülmüştür.

Devre tasarımına ilk önce ihtiyaçlara uygun transistörler ve dielektrik taban seçilerek başlanmıştır. Ardından sürücü ve ana kuvvetlendirici katları ayrı ayrı tasarlanmıştır. Tasarlanan her kat için öncelikle seçilen transistörlerin karakter analizi yapılmıştır. Ardından seçilen transistörler için yük-çek (load-pull) analizi uygulanmıştır. Yük-çek analizi sonrası tasarım isterlerine göre istenilen verim ve çıkış gücü ikilisini sağlayan giriş ve çıkış empedans değerleri elde edilmiştir. Elde edilen giriş ve çıkış empedanslarına göre uyumlama devreleri tasarlanmıştır. Uyumlama devrelerinin tasarımı esnasında transistörlerin doğrusal olmayan modellerinin sunduğu gerçek (intrinsic) akım ve gerilim değerleri incelenmiştir. Gerçek akım ve gerilim değerlerinin fiziksel olarak incelenmesi mümkün olmadığı için, dalga formu mühendisliği açısından çok önemli bir araç olan bu değerler benzetim yoluyla incelenmiştir. F sınıfı

dalga formuna yakın değerlerin elde edilmesinin ardından tasarımıdaki bir sonraki adıma geçilmiştir. Mikroşerit hatlar ile tasarlanan uyumlama devreleri oluşabilecek süreksizliklere ve birbirleriyle olan etkileşimlerine karşılık elektromanyetik analiz ile incelenmiştir. Elektromanyetik analiz sonucu devre üzerinde ortaya çıkan performans kayıpları optimizasyonlar ile giderildikten sonra devrenin üretim kısmına geçilmiştir. Sürücü ve ana kuvvetlendirici katlarının birleştirilmesinin ardından devrelerin serimi yapılmış ve üretime hazır hale getirilmiştir. Üretilen devre kartları hazırlanan bakır plaka üzerine monte edilmiş ve ölçüm için hazır hale gelmiştir.

Son aşama olarak üretilen devrenin performans değerleri ölçülmüştür. Kazanç, güç, verim, doğrusallık ve kararlılık yönünden performans analizleri yapılan devrenin sonuçları değerlendirilmiştir. Ölçümler sonucunda devrede 25 dBm giriş gücü için merkez frekansı olan 2.8 GHz’de elde edilen en yüksek güç ekli verim değeri 71.5%, yine aynı frekans ve giriş gücü için ölçülen çıkış gücü ise 47.2 dBm (~52.5 watt) olmuştur. 25 dBm giriş işareti gücü için 47 dBm (50 watt) ve üzeri çıkış gücü ve 70% üzeri verim 200 MHz’lik (2.7-2.9 GHz) bant genişliği boyunca sağlanmıştır.



DESIGN OF TWO-STAGE 50 WATT GaN HEMT CLASS F POWER AMPLIFIER FOR S BAND RADAR APPLICATIONS

SUMMARY

Nowadays, the increasing competition in wireless communication in both military and civil applications has brought an endless search for more efficient, less power consuming, lighter and compact products. The efficiency of the power amplifiers, which are the most power consuming and heat producing part, is of great importance in the products that are designed to be long lasting and require as little maintenance as possible. High efficiency has become a critical need for power amplifiers because it means longer battery life, lower operating temperatures and simpler external cooling systems. The RF power amplifier design by its nature contains a trade off between efficiency, output power and linearity. Although the main objective is to design the best power amplifier in all its features, it is necessary to waive performance in area in order to achieve better performance in another.

One of the areas with high power needs is radar applications. There are many radars operating in the S-band covering the frequency range of 2-4 GHz. Primary surveillance radars (PSR), air traffic control radars (ATC), airport surveillance radars (ASR), meteorological radars and sea search radars are important examples of radars operating in S-band. Although these types of radars are generally based on a central single transmitter system, phased array radar systems that provide electronic beam steering are becoming more common.

In this dissertation, a high power and efficient power amplifier design which will work in 2.7-2.9 GHz frequency band is presented for use in S band radar applications. It has been paid attention that the circuit to be designed has a modular structure in order to facilitate its use in the targeted application areas which are phase array radars and other radars that use solid state PAs.

When it comes to high power for solid state amplifiers, the GaN technology is superior to its alternatives, Si and GaAs, in terms of the highest combination of power, gain and efficiency. The high current density of GaN transistors allows the same amount of power to be produced with much smaller transistor sizes. Thanks to the superior thermal capability of the SiC on which GaN is based, it can better dissipate the heat generated on the transistor. In addition, the fact that it has higher output impedances as a result of its ability to work with high supply voltages is another advantage that facilitates the matching circuit design. Because of their superior properties and high power requirements of the circuit, GaN transistors were preferred as active elements in this thesis.

There are different classes in the design of power amplifiers that can be chosen according to requirements of applications such as efficiency and linearity. In this thesis, in order to meet the targeted high efficiency, it is decided to use class F power amplifier which can achieve 100% efficiency under ideal conditions by shaping the

current and voltage shapes between the drain-source ends of the transistor by using the multiple harmonic resonators at its output.

In order to realize the targeted modular design structure, the circuit to be designed is divided into two separate units as main amplifier and driver amplifier stages. In order to provide ease of reuse, easy testability and optimization, it has been found appropriate to matching the input and output impedances of the two stages to 50Ω separately.

Circuit design was first started by selecting transistors and dielectric substance suitable for the needs. Then the driver and main amplifier stages are designed separately. Characteristic analysis of the selected transistors was performed. Then load-pull analysis was performed for the selected transistors. After load-pull analysis, input and output impedance values were obtained according to the design requirements, which provide the desired efficiency and output power pair. The matching circuits are designed according to the obtained input and output impedances. During the design of the matching circuits, the intrinsic current and voltage values of the non-linear models of the transistors were examined. Since it is not possible to physically examine the intrinsic current and voltage values, these values, which are a very important tool in terms of waveform engineering, have been examined by simulation. After obtaining the values close to the class F waveform, the next step in the design was proceeded. The matching circuits designed with microstrip lines were examined by electromagnetic analysis in order to detect possible discontinuities and performance losses. After eliminating the performance losses unveiled by the electromagnetic analysis, the production part of the circuit has been started. After the putting together the driver and the power stage, the circuits were made ready for production. The produced circuit boards are mounted on the prepared copper plate and became ready for measurement.

As the last step performance values of the produced circuit were measured. The results of the performance analysis were evaluated in terms of gain, power, efficiency, linearity and stability. As a result of the measurements, the highest power added efficiency value obtained, at 2.8 GHz center frequency and for 25 dBm input power, was 71.5%, and the output power measured for the same frequency and input power was 47.2 dBm (~ 52.5 watts). For the 25 dBm input power level, more than 47 dBm (~ 50 watts) output power and 70% power added efficiency are achieved over a bandwidth of 200 MHz (2.7-2.9 GHz).

1. GİRİŞ

1.1 Tezin Amacı

Günümüzde kablosuz haberleşme konusunda hem askeri hem de sivil uygulamalardaki artan rekabet daha verimli, daha az güç tüketen, daha hafif ve taşınabilir ürünler için bitmek bilmeyen bir arayışı da beraberinde getirmiştir. Uzun ömürlü olmaları ve mümkün olduğunca az bakım gerektirmeleri ilkeleriyle tasarlanan ürünlerde, üzerinde en çok gücün harcandığı ve üretilen ısının ana kaynağı olan güç kuvvetlendiricilerinin (GK) verimi büyük önem arz etmektedir. Yüksek verim, GK için daha uzun batarya ömrü, daha düşük çalışma sıcaklığı ve daha basit harici soğutma sistemi anlamına geldiği için öncelikli bir ihtiyaç haline gelmiştir. Radyo frekans (RF) GK tasarımı; doğa kuralları gereği verim, çıkış gücü ve doğruluk arasında bir al-ver ilişkisi barındırır. Asıl hedef bütün özellikleri bakımından en iyi GK'yı tasarlamak olsa da bir alanda daha iyi performans sağlayabilmek adına diğer bir alandaki performanstan feragat edilmesi gerekmektedir.

Yüksek çıkış gücüne ihtiyaç duyulan alanlardan bir tanesi de radar uygulamalarıdır. 2-4 GHz frekans aralığını kaplayan S bandında faaliyet gösteren birçok radar vardır. Birincil gözetleme radarları (PSR), hava trafik kontrol radarları (ATC), havaalanı gözetim radarları (ASR), meteoroloji radarları ve deniz arama radarları S bandında çalışan önemli radar örnekleridir. Bu tip radarlar genelde merkezi tek bir verici sistemi yapısına dayansa da elektronik olarak yönlendirmeye imkân sunan dizi radar sistemleri de giderek yaygınlaşmaktadır.

Dönen anten yapılarına sahip klasik radarların aksine faz dizili radarlar elektronik ışın demeti yönlendirmesi sayesinde anteni mekanik olarak yönlendirmeye gerek kalmadan ışın demetinin yönünü değiştirebilmektedir. Bu yöntemle birlikte ışın demeti çok daha hızlı şekilde istenilen tarafa yönlendirilebilir ve birbirinden bağımsız demetler oluşturularak çoklu hedefler takip edilebilir.

Faz dizili radarların aktif ve pasif olmak üzere iki farklı uygulaması vardır. Pasif yapıda yüksek güçlü bir adet verici, güç bölücü devreleriyle beraber kullanılarak

dizideki elemanları besler. Sonrasında dizideki her elemanın fazı anten girişi öncesine yerleştirilen faz kaydırıcı devreleriyle ayarlanır. Faz dizili radarların ortaya ilk çıktığı yıllarda bütün anten elemanlarının besleyebilecek kapasiteye sahip, yüksek güç üreten ve yüksek verimli vakum tüplerinin varlığı sebebiyle pasif yapı tercih edilmiştir. Fakat pasif yapının sahip olduğu dezavantajlar da vardır. Yüksek güçlere dayanıklı faz kaydırıcı ihtiyacı, güç bölücü devre kaynaklı kayıpların toplam verimi azaltması ve GK kaynaklı olası bir problemde sistemin tamamen faaliyet dışı kalması başlıca dezavantajlarıdır.

Aktif faz dizili radarlara gelindiğindeyse her dizi elemanı kendi GK birimine sahiptir. Faz kaydırıcı devreleri GK'nın önüne yerleştirilir. Bu sayede faz kaydırıcılar için gereken yüksek güç ihtiyacı ortadan kalkar. Güç bölücü devresi aktif yapıda yerini korusa da pasif yapıya göre çok daha düşük güç seviyelerinde çalıştığı için devrenin verimini etkilemez. Ayrıca pasif yapının aksine GK ünitelerinden birinde ortaya çıkacak olası bir problemde onlarca elemandan oluşan sistem neredeyse hiç etkilenmeden çalışmasına devam edebilir (Smith ve diğ, 2019).

Katı hal kuvvetlendiricileri için yeni imkanlar doğuran aktif faz dizili radarların yaygınlaşmasının önündeki en büyük engel bu kuvvetlendiricilerin çıkış gücü ve verim alanındaki kabiliyetlerinin yetersiz olmasıydı. GaN transistörlerin ortaya çıkışıyla birlikte yüksek besleme gerilimi altında çalışabilen ve yüksek çıkış gücüne sahip güç kuvvetlendiricilerin tasarımı mümkün hale gelmiş böylelikle bu sorun da ortadan kalkmıştır. Geniş bant genişliğine sahip GaN transistörler yüksek güç yoğunluğuna ve verime sahiptir. Yüksek güç yoğunluğu kabiliyetleri sayesinde aynı miktardaki gücü çok daha küçük fiziksel boyutlara sahip transistörler ile karşılayabilen GaN transistörleri GK başına daha az transistör ve daha ufak yüzey alanı kullanmaktadır. Sahip oldukları yüksek güç yoğunluğu sayesinde alandan, yüksek verim sayesinde ısıya dönüşen enerji miktarından ve dolayısıyla soğutma ihtiyacından sağladığı tasarruf GaN transistörleri Si ve GaAs gibi diğer teknolojilerin önüne geçirmiştir.

Bu çalışmanın odak noktası S bant radar uygulamaları için gereken yüksek güç ve yüksek verim isterlerini yerine getirebilen, sürücü devresini de içinde barındıran iki katlı, 50 watt çıkış gücüne sahip ve en az 70% verimli bir GK tasarlamaktır. Birincil gözetim radarları olarak çalışan askeri ve sivil hava trafik kontrol radarları Uluslararası Telekomünikasyon Birliği (ITU) radyo yönetmeliğine göre 2.7-2.9 GHz frekans bandında çalışmaktadır. Yine meteoroloji ve kuş tespit radarları da 2.7-2.9 GHz

bandında faaliyet göstermektedir. Bu sebeple geniş bir kullanım alanına sahip olması amacıyla tasarlanacak GK'nın çalışma frekans aralığı 2.7-2.9 GHz olarak belirlenmiştir. Hedeflenen verim değerlerini sağlayabilmek için harmonik rezonatör yapıları kullanarak gerilim ve akım dalga biçimlerini şekillendiren ve böylelikle yüksek verim değerlerine ulaşabilen F sınıfı kuvvetlendirici yapısı kullanılmasına karar verilmiştir. F sınıfı kuvvetlendiricilerin tarihini incelediğimizde kökenlerinin çok eskiye dayandığını görmek mümkündür. F sınıfı kuvvetlendiricilerin temelini oluşturan harmonik bileşenlerin eklenmesi aracılığıyla gerilim ve akım dalga formlarının şekillendirilmesi tekniği bundan tam yüz yıl öncesinden, 1919 yılından, beri bilinmekteydi. 1930'lu yıllara gelindiğinde Rusça kaynaklarda vakum tüpleri için tekrar karşımıza çıkan harmonik modlar aracılığıyla verim arttırma yöntemi ve diğer harmonik kontrol temelli kuvvetlendiriciler en son Raab tarafından 1974'te F sınıfı kuvvetlendiriciler olarak isimlendirilmiş ve tek çatı altında toplanmıştır (Grebennikov ve Raab, 2018). Yüz yıllık bir olgunlaşma sürecinin ardından günümüzde GaN temelli güç transistörlerinin ortaya çıkışı ile tekrar popülerlik kazanmaya başlayan F sınıfı GK'nın yukarıda bahsettiğimiz özelliklerinden ötürü GaN tabanlı transistörler ile tasarımıımızda kullanılmasına karar verilmiştir.

1.2 Yöntem

Bu çalışma toplam 4 bölümden oluşmaktadır. Tezin 1. bölümünde; bu çalışmaya hangi motivasyonla başlandığı ve hangi amaçla yazıldığı bilgisi verilmiştir. Bunları tezin genel işleyişinin ve iskeletinin açıklandığı yöntem bölümü takip etmiştir.

Tezin 2. bölümünde; GK'lar hakkında teorik bilgiler verilmiştir. Başlangıçta bir GK tasarımı yapılırken dikkate alınması gereken ve en sonunda da kuvvetlendiricinin performansının ölçütü olacak parametreler anlatılmıştır. Ardından GK'ların sınıflandırılmasıyla devam edilmiştir. Genel hatlarıyla sınıflandırılan GK'ların yanında tezin konusu olan F sınıfı kuvvetlendiriciler detaylı bir şekilde aktarılmıştır. Son olaraksa güç transistörü türlerinden bahsedilmiş ve yine tezin ana konusu olan GaN yüksek elektron mobilite transistör (HEMT) üzerinde durulmuştur.

Tezin 3. bölümünde; 50 watt çıkış gücüne sahip iki katlı yüksek verimli F sınıfı kuvvetlendiricinin tasarım basamakları anlatılmıştır. İlk olarak ihtiyaçlara uygun transistör ve dielektrik taban malzemesi seçimi ile başlanmıştır. Ardından sürücü ve ana kuvvetlendirici katı devrelerinin tasarımı ayrı ayrı aktarılmıştır. Tasarlanan her kat

için öncelikle seçilen transistörün karakter analizi yapılmıştır. Sonrasında bunu yüklemek analizleri takip etmiştir. Bir sonraki aşama olarak; giriş ve çıkış karakteristikleri hakkında bilgi sahibi olduğumuz transistörlerin harmonik sonlandırım ve empedans uyumlama devreleri tasarım süreci aktarılmıştır. Mikroşerit hatlar ile tasarlanan uyumlama devrelerinin elektromanyetik analizleri de benzetim araçları ile yapıldıktan sonra sürücü ve ana kuvvetlendirici katları birleştirilmiştir. Son olarak ise tasarımı tamamlanan GK'nın serim, üretim ve montaj aşamaları anlatılmıştır.

Tezin son bölümünde; üretilen 2 katlı GK'nın benzetim ve ölçüm sonuçları sunulmuştur. Üretilen GK'nın 2. bölümde bahsedilen performans parametreleri olan kazanç, verim, güç, doğrusallık, kararlılık yönünden ölçümleri yapılmış ve daha öncesinde bilgisayar destekli tasarım aracı vasıtasıyla elde edilen benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar değerlendirilmiş ve daha sonraki çalışmalarda geliştirilebilecek noktalar hakkında önerilerde bulunulmuştur.

2. GÜÇ KUVVETLENDİRİCİLERİ

GK'lar mikrodalga ve milimetre-dalga sistemlerinin birçoğunun gerçekleşmesinde kritik bir role sahiptir. GK uygulamaları; haberleşme, telekomünikasyon, elektronik harp ve medikal görüntüleme gibi çok geniş bir alana yayılmaktadır. Gerçekleşme şeklinden bağımsız olarak, bir GK'nın görevi belirli bir frekans bandında girişine uygulanan işaretin güç seviyesini, önceden belirlenen bir güç seviyesine yükseltmektir. Çıkarabildikleri mutlak çıkış gücü ve kazanç seviyeleri ile GK'lar, küçük işaret kazancı türünden ifade edilen doğrusal kuvvetlendiricilerden ayrılır (Colantino ve diğ, 2009).

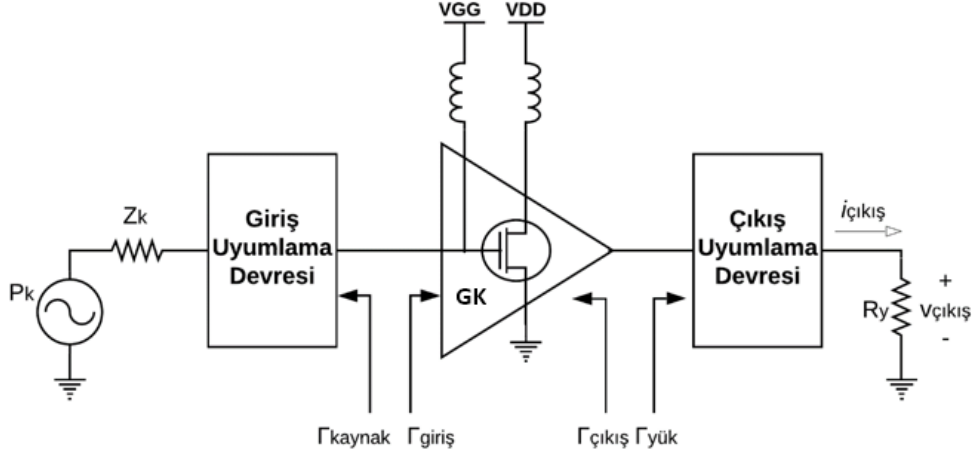
GK'lar buldukları verici yapılarındaki son aktif elemanlardır ve kaynaktan çekilen gücün büyük bir kısmı bu bölümde harcanır. Büyük işaret koşulları altında çalışan bir GK ürettiği istenmeyen etkiler yüzünden çıkışında, girişe uygulanan işaretin bozulmuş bir kopyasını üreten doğrusal olmayan bir elemandır. Bu yüzden, doğrusal kuvvetlendiricilerin tasarımında kullanılan küçük işaret teknikleri GK tasarımında kullanılamaz.

Tezin bu bölümünde GK kavramını daha iyi anlayabilmek için temel fakat elzem bilgiler verilecektir. GK'ların değerlendirilmesinde kullanılan önemli parametrelerin tanımının ardından GK'ların sınıflandırılması yapılacaktır. F sınıfı kuvvetlendiricilere detaylıca değinildikten sonra güç transistörleri ve özellikle GaN HEMT hakkında bilgiler aktarılacaktır.

2.1 Güç Kuvvetlendirici Performans Parametreleri

Bir GK'nın performansını değerlendirebilmek için çıkış gücü, kazanç, verim, doğrusallık ve kararlılık gibi önemli parametreler vardır. Bu parametreler çoğu zaman birbirlerine bağımlı ve al-ver ilişkisi içerisindedir. Bu al-ver ilişkisi yüzünden tasarım süreci tek bir doğrudan ziyade, istenilen önceliklere ve seçilen uygulama alanına göre değişen bir hal almaktadır ve bu durum tasarımcıyı mevcut parametreler içinden birincil ve ikincil öncelikleri belirlemeye itmektedir. Bu parametrelerin incelenmesi

esnasında Şekil 2.1’de verilen ve bir GK’nın işleyişini aktaran blok diyagramdan yararlanılmıştır.



Şekil 2.1 : Temel GK diyagramı.

2.1.1 Güç

Çıkış gücü ($P_{çıkış}$), bir güç kuvvetlendiricisinin en önemli özelliklerinden birisi uygulanan yüke belirli bir seviyenin üzerinde güç aktarımı yapabiliyor olmasıdır. Yüke aktarılan bu güce çıkış gücü adı verilir ve genellikle dBm veya watt birimleriyle tanımlanır. Çıkış gücü anlık (2.1) ve ortalama (2.2) olarak ifade edilebilir.

$$P_{anlık} = p(t) = v(t) \cdot i(t) \quad (2.1)$$

$$P_{ort} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \quad (2.2)$$

Temel frekans değerinde aktarılan çıkış gücü ise fazör domeninde şu şekilde ifade edilir;

$$P_{temel} = \frac{1}{2} Re[V_{çıkış|temel} \cdot I_{çıkış|temel}^*] \quad (2.3)$$

Giriş gücü ($P_{giriş}$), GK girişine uygulanan güçtür. Yüksek kazançlı bir devrede (örn: 20 dB) giriş gücü harcanan toplam gücün çok az bir kısmına tekabül ettiği için ihmal

edilebilirken; yüksek güç üreten, orta dereceli bir kazanca sahip GK'da ihmal edilemeyecek seviyelerdedir ve verimlilik hesaplarına dahil edilmesi gerekmektedir.

Besleme gücü (P_{DC}), besleme kaynakları tarafından sağlanan toplam güçtür. Savak ve geçit terminallerinde harcanan besleme gücünün toplamına eşittir. Tek katlı bir GK için 1 savak ve 1 geçit terminali söz konusu iken bu tezdeki gibi 2 katlı bir GK yapısında besleme gücü her iki savak ve geçit terminallerinde harcanan gücün toplamıdır.

$$P_{DC} = V_{savak} \cdot I_{savak} + V_{geçit} \cdot I_{geçit} \quad (2.4)$$

2.1.2 Kazanç

Kazanç bir GK'nın çıkış gücü ile giriş gücünün watt cinsinden birbirine oranı veya dBm cinsinden farkları olarak tanımlanır.

$$G(dB) = 10 \log \left(\frac{P_{çıkış}(W)}{P_{giriş}(W)} \right) = P_{çıkış}(dBm) - P_{giriş}(dBm) \quad (2.5)$$

GK'da kullanılan elemanların doğrusal olmayan etkileri sebebiyle güç kazancı giriş işareti seviyesine bağlıdır. Giriş işareti seviyesinin düşük olduğu durumlarda kuvvetlendirici neredeyse doğrusal davranış sergilerken girişe uygulanan işaret seviyesinin artmasıyla birlikte GK doyuma girmeye başlar ve çıkıştaki gerilim ve akım dalga şekillerinin sinüzoidal yapılarında bozulma meydana gelir (Colantonio ve diğ. 2009).

Bu doğrusal olmayan etkiler sonucu artan giriş işareti seviyesiyle birlikte kazancın azalmasına *kazanç bastırması* (*gain compression*) denir. Kazanç bastırması kavramından doğrusallık kısmında tekrardan bahsedilecektir.

2.1.3 Verim

Verim bir GK'nın çıkış gücünü devre üzerinde en az enerji harcayarak çıkışına ne kadar iyi aktarabildiğinin ölçütüdür. İdeal şartlar altında besleme hattından aldığı (P_{DC}) ve girişine uygulanan ($P_{giriş}$) bütün gücün çıkışa aktarılması istense de fiziksel dünyanın getirdiği sınırlamalar teorik rakam olan 100% verime müsaade

etmemektedir. GK üzerinde verimi savak verimi, güç ekli verim (GEV) ve toplam verim olmak üzere üç şekilde tanımlayabiliriz.

Savak verimi (η_d), çıkıştaki RF gücünün kaynaktan çekilen güce (P_{DC}) oranıdır. Kaynaktan çekilen gücün ne ölçüde RF gücüne dönüştüğünün göstergesidir.

$$\eta_d = \frac{P_{RF\text{çıkış}}(W)}{P_{DC}(W)} \quad (2.6)$$

Güç ekli verim (GEV), savak verimine ek olarak girişe uygulanan işaretin gücünü ($P_{giriş}$) de hesaba katar. GEV değeri savak veriminden düşüktür. Devrenin kazancının artmasıyla beraber GEV değeri de savak verimine yaklaşır.

$$GEV(\%) = \frac{P_{RF\text{çıkış}}(W) - P_{RF\text{giriş}}(W)}{P_{DC}(W)} = \eta_d \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right) \quad (2.7)$$

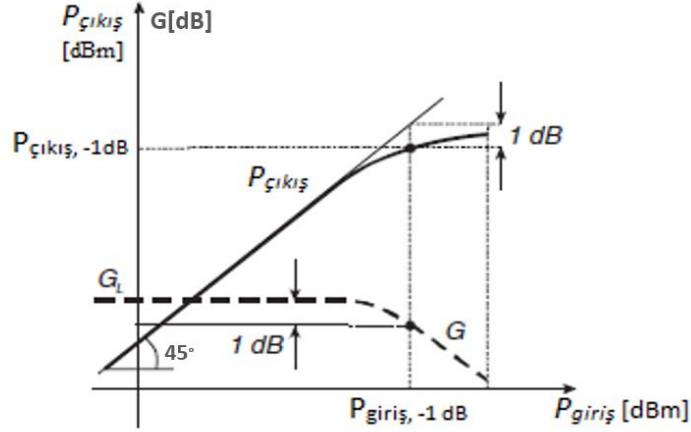
Toplam verim (η_{top}), çıkış gücünün ($P_{çıkış}$) besleme gücü (P_{DC}) ve giriş gücünün ($P_{giriş}$) oranıdır. GEV'e kıyasla daha esnektir. Devre üzerindeki yan elemanları (gerilim düzenleyici vs.) da hesaba katar.

$$\eta_{top} = \frac{P_{çıkış}(W)}{P_{DC}(W) + P_{giriş}(W)} \quad (2.8)$$

2.1.4 Doğrusallık

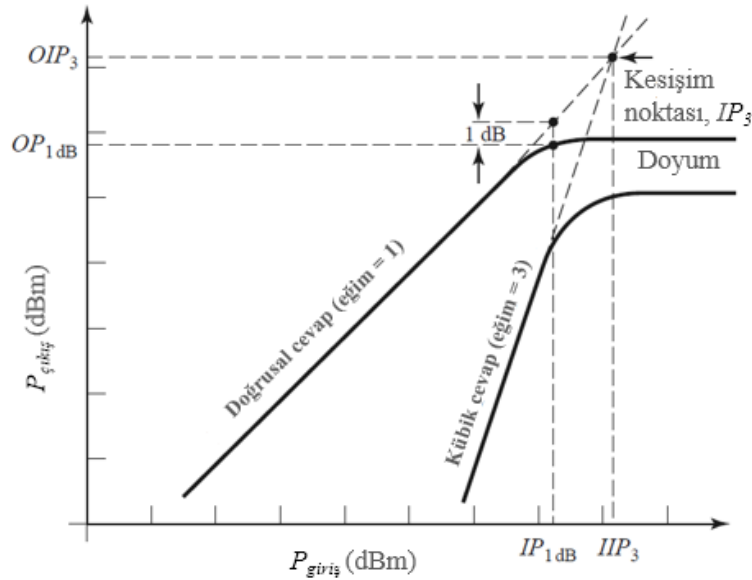
Doğrusallık kavramı ideal bir GK'nın giriş gücü ile çıkış gücü arasındaki ilişkiyi tanımlamak için kullanılabilir. İdeal durumda doğrusal bir GK'da bütün frekans bandı boyunca devrenin girişine uygulanan gücün devrenin kazancı oranında artması gerekir. Ancak transistörlerin sahip oldukları parazitik iç kapasitansları ve sınırlı akım akıtabilme kabiliyetleri yüzünden bu beklenen etki gözlenemez. Bir noktadan sonra transistörün kazancı artan giriş işareti gücüyle birlikte düşmeye başlar. Doğrusallığın bozulmaya başladığı noktanın tespiti için kullanılan iki adet parametre ise şöyledir.

1 dB bastırma noktası (P_{1dB}), GK'nın kazancının doğrusal kazancının 1 dB aşağısına düştüğü güç seviyesidir. Başka bir ifadeyle artan giriş gücü seviyesine rağmen çıkış gücünün aynı oranda artmayı bıraktığı ve bu ikisi arasındaki farkın 1 dB seviyesine ulaştığı noktadır. Şekil 2.2'de P_{1dB} ve kazanç bastırım noktası gösterilmiştir.



Şekil 2.2 : P_{1dB} ve kazanç bastırım noktası (Colantonio ve diğ. 2009).

3. dereceden kesişim noktası (IP_3), 3. dereceden intermodülasyon bileşenlerin genliğinin giriş işaretine eşit olduğu hayali noktayı belirtmektedir. Gerçekte bu noktaya hiçbir zaman ulaşılamaz çünkü kuvvetlendiriciler bu noktaya ulaşmadan önce doyuma girerler. Buna rağmen kuvvetlendiricilerin doğrusallığının bir göstergesi olması sebebiyle sıkça kullanılır. IP_3 noktasının yüksek olması doğrusallığın daha iyi, intermodülasyon distorsiyonunun ise daha düşük olduğu anlamına gelmektedir (Url-1, 2013).



Şekil 2.3 : 3. Dereceden kesişim noktası (Url-2, 2019).

2.1.5 Kararlılık

Kararlılık bir kuvvetlendirici tasarlarken dikkatle izlenmesi gereken en önemli kavramlardan bir tanesidir. Kuvvetlendiricilerin tek yönlü çalışmaları (işaretin sadece

girişten çıkışa doğru aktığı) kabulü altında S_{12} parametresi sifıra eşittir. Gerçekte bu mümkün olmadığı için sıfırdan farklı bir S_{12} parametresi kuvvetlendiricinin çıkışındaki gücün girişine doğru aktarılabilceği bir geri besleme kanalını ifade eder. Çıkıştan girişe aktarılan işaretin halihazırda olan giriş işareti üzerindeki yansımalarla birleşmesi sonucu S_{11} değeri 1'in üzerine çıkabilir. Bu durumda kuvvetlendirici osilasyona girer. Osilasyonların özellikle kazancın daha yüksek olduğu düşük frekanslarda oluşma ihtimali daha fazladır.

Kararlılığın belirlenmesinde genellikle Rollet kararlılık sabiti (K) olarak isimlendirilen denklem (2.9) kullanılır. Bir kuvvetlendiricinin *koşulsuz kararlı* olabilmesi için potansiyel bütün giriş, çıkış devreleri ve frekans aralıkları için $|\Gamma_{giriş}| < 1$ ve $|\Gamma_{çıkış}| < 1$ şartını sağlıyor olması gerekir. Rollet sabiti cinsinden ifade edecek olursak bütün frekans ve empedans değerleri için $K > 1$ şartı sağlanmalıdır.

$$\begin{cases} K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12} \cdot S_{21}|} \\ \Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21} \end{cases} \quad (2.9)$$

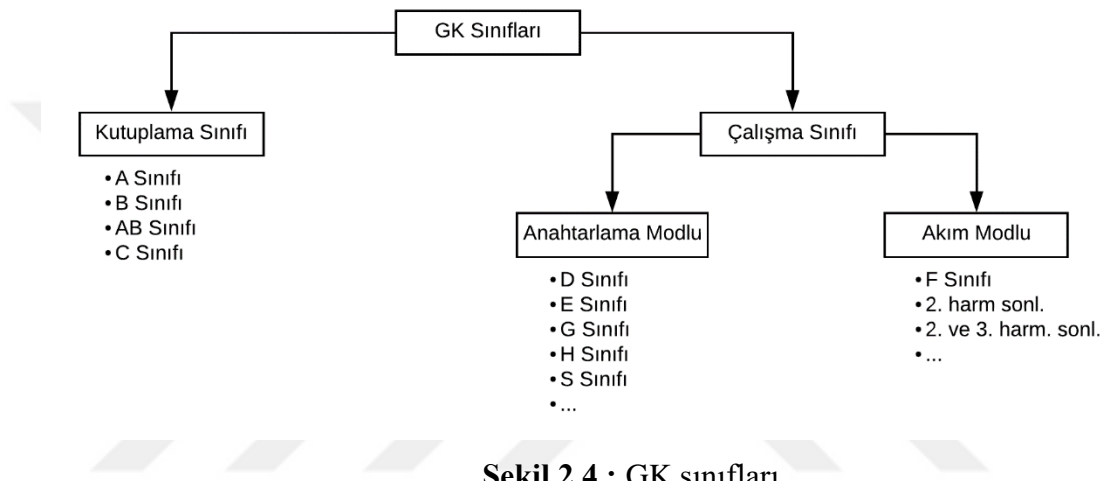
Eğer kuvvetlendirici sadece belirli empedans değerleri ve/veya frekans değerleri için yukarıda verilen şartı sağlıyorsa, bu tip kuvvetlendiricilere ise *koşullu kararlı* adı verilir. Kararsız haldeki bir kuvvetlendiriciyi kararlı hale getirmek için devrenin kazancını düşürmek işe yarar. Bunun içinse uyumlama devrelerini kayıplı hale getirmek gerekmektedir. Giriş uyumlama devresine eklenen seri veya paralel dirençler kararlılığın sağlanmasında faydalı etki gösterirler. (Gilasgar, 2017)

2.2 Güç Kuvvetlendirici Sınıfları

GK'ları sınıflanırken uygulanabilecek birden fazla yöntem vardır. A, AB, B, C, D, E, F şeklinde isimlendirilen GK'ları doğrusallıklarına, çalışma modlarına, sahip oldukları uyumlama devrelerine, verimlerine vb. faktörlere göre sınıflandırmak mümkündür. Literatürde GK'ları doğrusal ve doğrusal olmayan şeklinde ayıran temel bir sınıflandırma mevcuttur. Bu yöntemde Cripps'in (2002) de belirttiği gibi A, AB, B ve C sınıfları doğrusal kuvvetlendiriciler olarak sınıflandırılabilir. Bu tip kuvvetlendiricilerde çıkış işareti, giriş işaretinin doğrusal bir katı olarak ifade edilebilir. Fakat bu tür kuvvetlendiricilerin verimleri doğrusal olmayan kuvvetlendiricilere göre düşüktür.

Bununla birlikte D, E, F sınıfları doğrusal olmayan kuvvetlendiriciler olarak sınıflandırmaktadır. Bu gruptaki kuvvetlendiricilerle verimde önemli ölçüde artış meydana gelirken, giriş ve çıkış işaretleri arasındaki doğrusal ilişki bozulur.

Sadece doğrusallık yönünden yapılan bu tip bir sınıflandırma çok geniş kapsamlı kalmakta ve GK hakkında istenilen bilgiyi verememektedir. Daha detaylı bir sınıflandırma GK'ları kutuplama noktasına göre ve çalışma moduna göre olmak üzere iki farklı başlık altında inceleyerek yapılabilir. Şekil 2.4'te bahsedilen sınıflandırma ağacı görülmektedir.



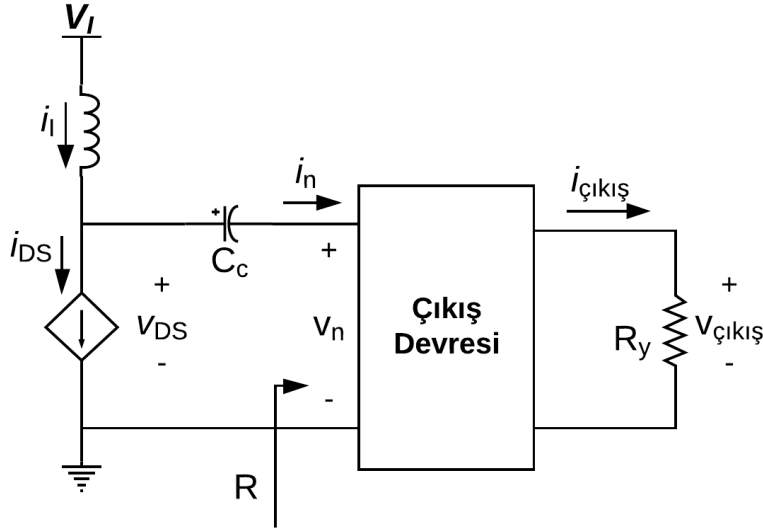
Şekil 2.4 : GK sınıfları.

2.2.1 Kutuplama noktasına göre

Kuvvetlendiricileri kutuplama noktasına göre sınıflandırırken uygulanan giriş işaretinin sinüzoidal olduğu ve transistörün bağımlı akım kaynağı olarak çalıştığı varsayımı yapılmaktadır. Bağımlı akım kaynağı olarak çalışan bir transistor modeli Şekil 2.5'te verilmiştir. Kuvvetlendiricinin kutuplama noktası ve sükunette akıttığı akım değerleri sınıflandırılmada kullanılan faktörlerdir. Sınıflara geçmeden önce verilmesi gereken bir diğer tanım ise iletim açısıdır (2θ). İletim açısı transistörün bir periyotluk sürenin ne kadarlık kısmında iletimde olduğunun göstergesidir.

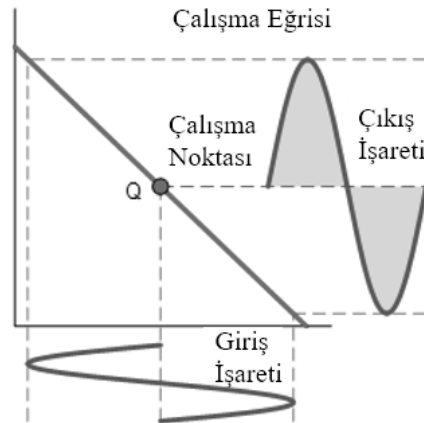
A sınıfı kuvvetlendiriciler yük çizgisinin orta noktasında kutuplanırlar. A sınıfı için geçit-kaynak geriliminin (v_{GS}), transistörün eşik geriliminden (V_t) yüksek olması gerekmektedir ($v_{GS} > V_t$). Bu gereksinim geçit-kaynak geriliminin dc elemanını (V_{GS}), kendisinden geçit-savak geriliminin ac elemanının büyüklüğü çıkarıldığında (V_{gsm}) hala eşik geriliminden (V_t) yüksek olacak şekilde seçilmesiyle sağlanır ($V_{GS} - V_{gsm} > V_t$). Yine A sınıfı kuvvetlendirici için gerekli olan bir diğer şart ise savak

akımının dc elemanının (I_D), savak akımının ac elemanının büyüklüğünden fazla olması gerekmektedir. Bu şartlar altında beslendiğinde transistör kesim veya doyuma girmez ve bütün periyot boyunca iletimdedir ($2\theta = 360^\circ$) (Kazimierczuk, 2015).



Şekil 2.5 : Bağımlı akım kaynağı olarak çalışan transistor modeli.

A sınıfı kuvvetlendiriciler doğrusal olmalarına karşın düşük verimlidirler. Ulaşılabilecek maksimum savak gerilimi 50%'dir. Buna rağmen yüksek doğrusallık istenilen devrelerde (sürücü devreleri, ses kuvvetlendiricileri, radyo vericileri) kullanılırlar. Şekil 2.6 A sınıfı kuvvetlendirici operasyonunu göstermektedir.

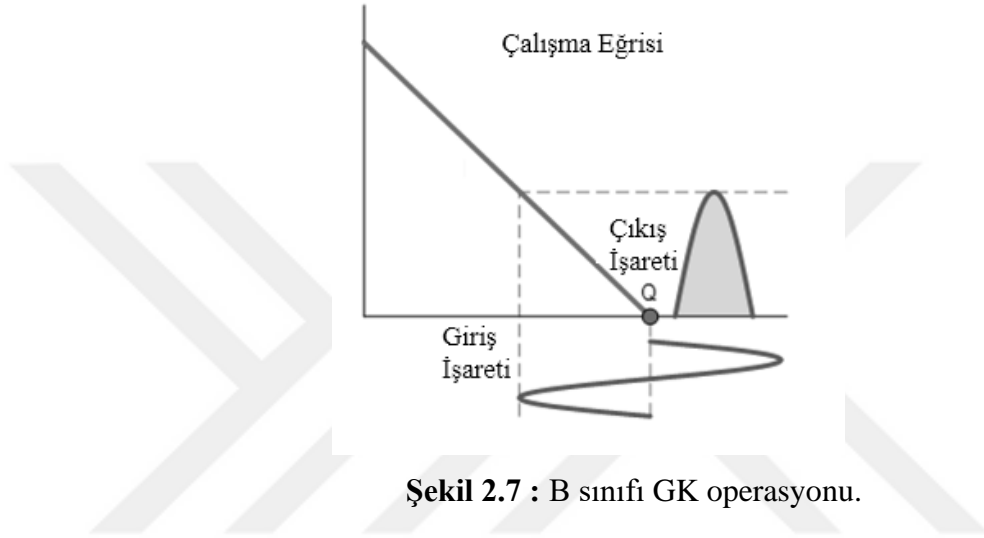


Şekil 2.6 : A sınıfı GK operasyonu.

B sınıfı kuvvetlendiriciler, A sınıfı kuvvetlendiricilerin verim düşüklüğü problemini çözmek için geliştirilmişlerdir. B sınıfında transistör yarım periyot boyunca iletimdedir ($2\theta = 180^\circ$). Temel B sınıfı kuvvetlendiriciler, iki adet birbirini tümleyici

transistörün it-çek (push-pull) formunda, her bir transistor çıkış işaretinin yarısını kuvvetlendirecek şekilde, bir araya gelmesiyle oluşurlar.

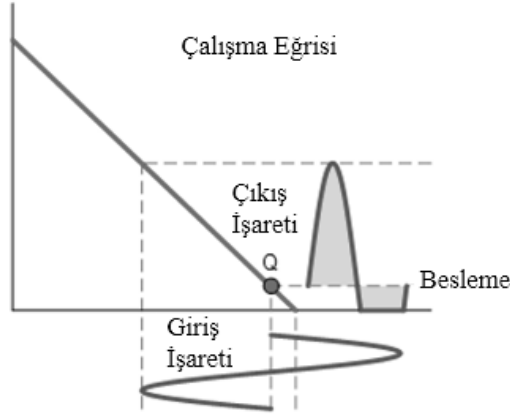
B sınıfı kutuplama noktasında geçit-kaynak geriliminin dc elemanı (V_{GS}), eşik gerilimine (V_t) eşittir ve savak akımının dc elemanı (I_D) sıfırdır. Üzerinden herhangi bir dc akım akıtmadığı için ulaşılabilecek maksimum savak gerilimi A sınıfına göre çok daha yüksektir (78.5%). Şekil 2.7 B sınıfı kuvvetlendirici operasyonunu göstermektedir.



Şekil 2.7 : B sınıfı GK operasyonu.

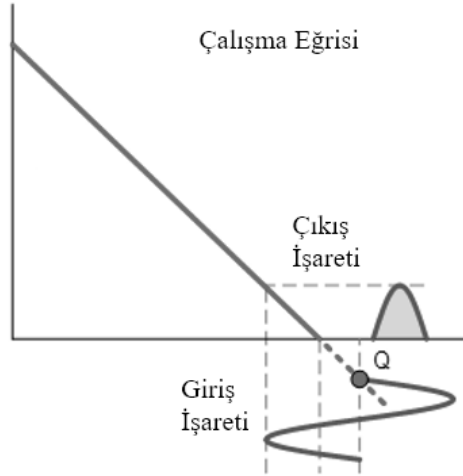
AB sınıfı isminden de anlaşılacağı gibi A ve B sınıflarının arasında orta bir sınıftır. Kuvvetlendiricinin iletim açısı 180° ile 360° arasındadır. B sınıfından esinlenerek tasarlanan AB sınıfı, B sınıfında yaşanan geçiş distorsiyonu (crossover) problemini çözmek için tasarlanmıştır ve geçiş esnasında her iki transistörün de iletimde olması sayesinde bu sorunu çözer.

AB sınıfı kutuplama noktasında geçit-kaynak geriliminin dc elemanı (V_{GS}), eşik geriliminin (V_t) biraz üzerindedir ve ufak bir I_D akımı akıtacak şekildedir. AB sınıfının verimi A sınıfına göre çok daha fazla, B sınıfından ise hafif daha azdır (sükunette akıttığı az miktardaki akım yüzünden). Şekil 2.8 AB sınıfı kuvvetlendirici operasyonunu göstermektedir.



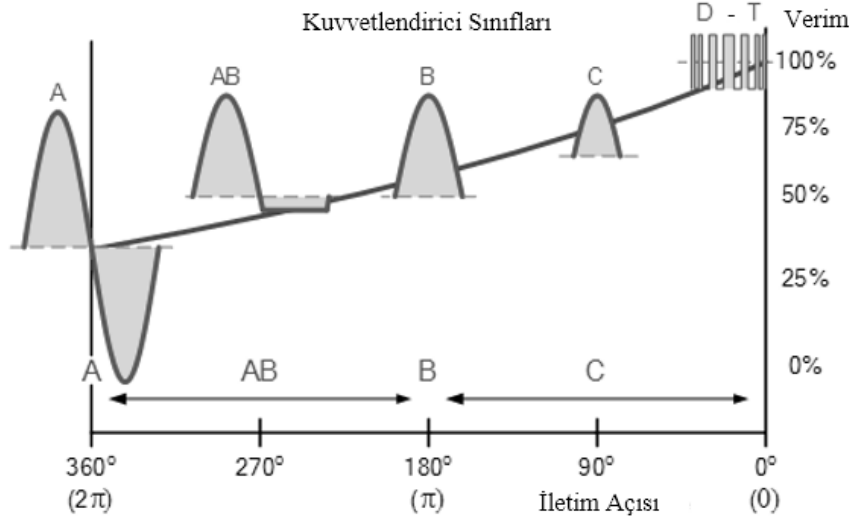
Şekil 2.8 : AB sınıfı GK operasyonu.

C sınıfı kuvvetlendiricilerde iletim açısı 180° 'nin altındadır. C sınıfı kutuplama noktasında geçit-kaynak geriliminin dc elemanı (V_{GS}), eşik geriliminin (V_t) altındadır ($V_{GS} < V_t$) ve I_D akımı akıtmaz. Kuvvetlendiricinin çalışma noktası kesim (cutoff) bölgesindedir. Düşük iletim açısıyla birlikte transistör yarım periyottan daha az süre boyunca iletimdedir ve bu daha düşük çıkış gücü fakat şu ana kadar bahsedilen diğer sınıflardan daha yüksek verim anlamına gelmektedir. Şekil 2.9 C sınıfı kuvvetlendirici operasyonunu göstermektedir.



Şekil 2.9 : C sınıfı GK operasyonu.

Bahsedilen A, B, AB ve C sınıflarının iletim açılarının ve dalga şekillerinin karşılaştırılması Şekil 2.10 ile aşağıda verilmiştir.

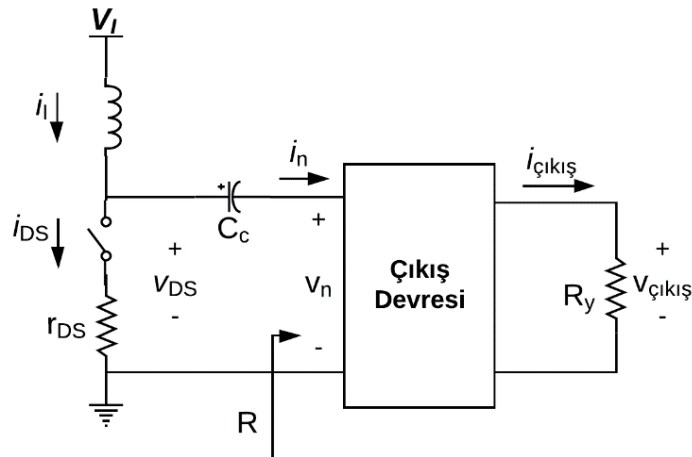


Şekil 2.10 : A, B, AB ve C sınıfı GK karşılaştırılması.

2.2.2 Çalışma moduna göre

GK'lardaki güç tüketimini azaltmak için transistör üzerindeki gerilim ve akım grafiklerinin kesişimlerini en düşük düzeyde tutmak gerekir. Bunu sağlayabilmek için uygulanabilecek en temel teknik ise transistörü bağımlı akım kaynağı olarak değil anahtar olarak çalıştırmaktır. Anahtar olarak çalışan transistör modeli Şekil 2.11'de verilmiştir.

Transistörü anahtar olarak kullanabilmek için, triyod ve kesim bölgeleri arasında tutmak gereklidir. Transistör triyod bölgesinde iken savak akımı maksimum seviyesine ulaşır ve transistör kısa devre (kapalı anahtar) gibi davranır. Transistör kesim bölgesinde iken ise kanal direnci yükselir ve üzerinden akım geçirmez; transistör açık devre (açık anahtar) gibi davranır. Anahtarlamalı çalışma modunda transistörün doyum veya diğer adıyla aktif bölgeye geçmesine izin verilmez.

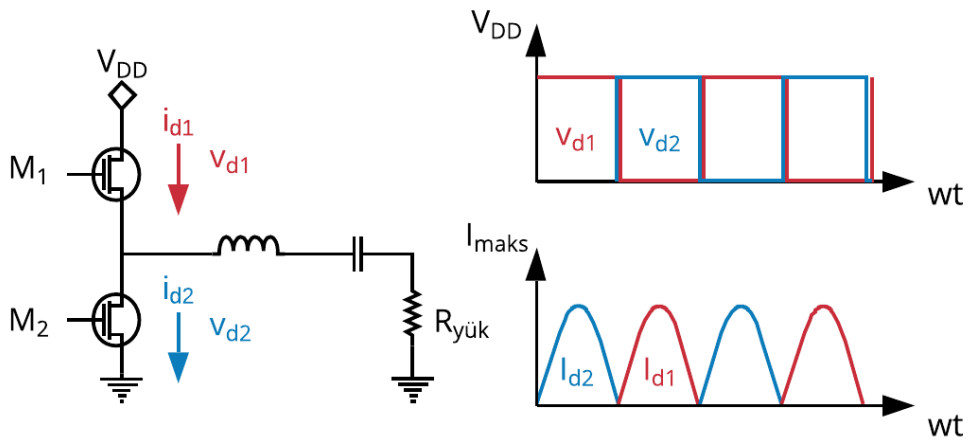


Şekil 2.11 : Anahtar olarak çalışan transistör modeli.

Anahtar olarak çalıştırılan transistörlerde savak gerilimi (v_{DS}) ve akımının (i_D) büyüklükleri uygulanan geçit-kaynak geriliminin (v_{GS}) büyüklüğünden bağımsızdır. Bu sebeple transistörün anahtar şeklinde çalıştırıldığı çoğu uygulamada v_{GS} işareti olarak kare dalga kullanılır. Sinüsoidal v_{GS} işareti sadece kare dalga üretmenin zor olduğu çok yüksek frekanslar için tercih edilir (Kazimierczuk, 2015).

D sınıfı GK'ların yapısında bulunan transistörler anahtarlama modda çalıştırılmaktadır. Bu yapılar genellikle kare dalga şekli üreten iki adet transistör (anahtar)'dan oluşurlar. Transistörlerin değişimli olarak açılıp kapanması sayesinde savak terminalinde kare dalga gerilim şekli oluşur. Devrenin devamında temel frekansta çalışan bir seri LCR rezonans devresi vardır. Yüksek harmoniklerin yüke aktarılmasını engelleyen bu rezonans devresi bir filtreleme işlemi gerçekleştirir ve yüke saf sinüs şeklinde akım iletilmesini sağlar. D sınıfının GK'ların basitleştirilmiş şematiği ve dalga şekilleri Şekil 2.12'de verilmiştir.

İdeal koşullar altında savakta hiçbir zaman kesişmeyen gerilim ve akım dalga şekilleri sayesinde verim 100% seviyesine ulaşmaktadır. Gerçekte hayatta ise parazitik etkiler ve transistörün açma kapama sürelerinin anlık olmamasından ötürü idealdeki verim değerlerini yakalamak mümkün değildir. Özellikle açma kapama sürelerinin frekans ile artmasından ötürü, D sınıfı GK'lar yüksek frekanslı uygulamalar için elverişli değildir (Cripps, 2006).



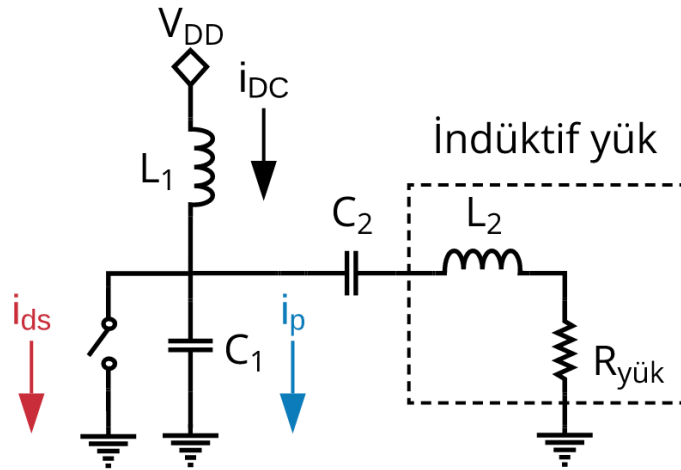
Şekil 2.12 : Basitleştirilmiş D sınıfı GK şematiği ve dalga şekilleri.

E sınıfı GK'lar anahtarlama modda çalışan yapılara bir diğer örnektir. Tasarım kolaylığı ve yüksek verimliliği sayesinde kendisine çok geniş uygulama alanları bulmuştur. Yük devresi olarak paralel bir kapasitör ve harmonik baskılaması için temel

frekansa göre ayarlanmış bir rezonatör bulunduran E sınıfı GK şematiği şekil 2.13'te verilmiştir. E sınıfında transistör açık-kapalı anahtar şeklinde çalışır ve yüksek akımla, yüksek gerilimin aynı anda bir arada olmayacağı bir şart sağlar (Grebennikov ve diğ, 2012).

E sınıfı GK akımı kendisi ve çıkış kondansatörü (C_1) arasında anahtarlayacak bir adet transistörden oluşur. Anahtar açık konumda iken C_1 kondansatörü dolmaya başlar ve anahtar üzerinde bir gerilim oluşur. Anahtar kapatıldığı anda C_1 üzerinde biriken enerji anahtar üzerinden toprağa boşalarak bir güç kaybı oluşmasına neden olur. Bu kaybı engellemek için, açılma anı anahtarın üzerindeki gerilimin sıfır olduğu zamana denk gelecek şekilde indüktif yük kullanılarak ayarlanır.

Transistörün parazitik kapasitansı olan C_{DS} 'in C_1 içerisinde soğurulması sebebiyle parazitik etkilere karşı daha dirençli olan E sınıfı GK'lar daha yüksek frekanslarda (GHz seviyeleri) çalışabilmektedir. İdeal durumdaki verimi 100% olan E sınıfı GK'lar gerçekte ise D sınıfında olduğu gibi parazitik etkiler ve transistörün açma kapama sürelerindeki gecikmeler sebebiyle idealdeki seviyeye ulaşmak mümkün olmamaktadır.

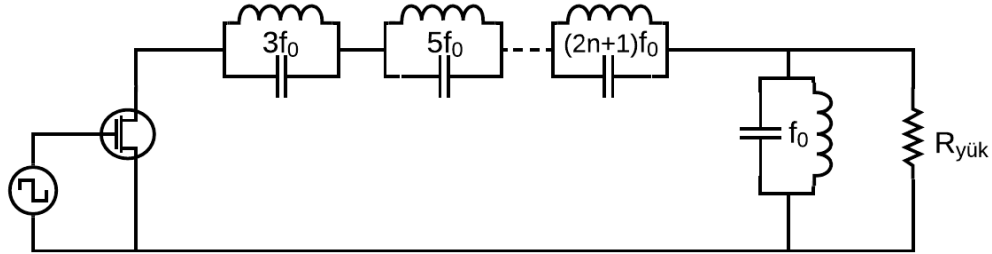


Şekil 2.13 : Basitleştirilmiş E sınıfı GK devre şematiği.

2.2.3 F sınıfı GK temelleri

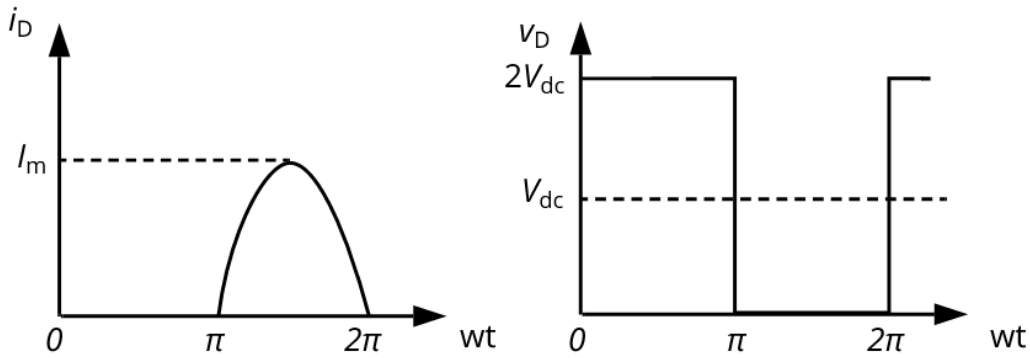
Bu kısımda tezin ana konusu olan F sınıfı GK teorisi detaylı şekilde anlatılmaktadır.

2.2.3.1 İdeal F sınıfı GK



Şekil 2.14 : Paralel rezonans devreli temel F sınıfı GK şematığı.

F sınıfı GK çıkışındaki çoklu harmonik rezonatörleri sayesinde transistörün savak-kaynak uçları arasındaki akım ve gerilim şekillerini biçimlendirerek verimi arttırmayı hedeflemektedir. Şekil 2.14'te böyle bir çoklu rezonatör devresinin örneği görülebilir. İdeal bir F sınıfı GK'larda savak gerilimi ve akımı arasında herhangi bir kesişim yoktur. Bu şart Şekil 2.15'te gösterildiği gibi kare dalga şeklindeki gerilim ve yarım sinüs dalgası şeklindeki akım formlarıyla sağlanabilir. Akım ve gerilim dalga formları bu durumda hiçbir zaman kesişmediği için transistör üzerinde güç tüketilmez ve verim 100%'dür.



Şekil 2.15 : İdeal F sınıfı GK dalga şekilleri.

Şekil 2.15'te verilen dalga formlarını parçalı fonksiyon şeklinde ifade etmek mümkündür:

$$v(wt) = \begin{cases} 2V_{DD}, & 0 < wt < \pi \\ 0, & \pi < wt < 2\pi \end{cases} \quad (2.10)$$

$$i(wt) = \begin{cases} 0, & 0 < wt < \pi \\ -I_m \cdot \sin(wt), & \pi < wt < 2\pi \end{cases} \quad (2.11)$$

Akım ve gerilim dalga formlarının Fourier serisi açılımı denklem 2.12 ve 2.13'te gösterilmiştir. Bu denklemlerden de anlaşılacağı üzere ideal akım ve gerilim grafiklerini elde etmek için sonsuz sayıda harmonik sonlandırıcı gerekmektedir.

$$v(wt) = V_{DD} + V_1 \cdot \sin(wt) + \sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} V_n \cdot \sin(nwt) \quad (2.12)$$

$$i(wt) = I_0 - I_1 \cdot \sin(wt) - \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} I_n \cdot \cos(nwt) \quad (2.13)$$

Denklem 2.12 ve 2.13'ü kullanarak ideal F sınıfı GK tasarlamak için gereken empedans değerleri de kolaylıkla hesaplanabilir.

$$Z_n = \frac{V_n}{I_n} = \begin{cases} V_1/I_1 & n = 1 \\ 0 & n \text{ çift} \\ \infty & n \text{ tek} \end{cases} \quad (2.14)$$

Denklem 2.14'ten anlaşılacağı üzere ideal F sınıfı GK tasarımı için bütün tek harmoniklerin sonsuz empedans görecek şekilde (açık devre), bütün çift harmoniklerin ise sıfır empedans görecek şekilde (kısa devre) sonlandırılması gerekmektedir.

Gerçek hayatta ve pratikte sonsuz adet harmonik sonlandırımı mümkün olmadığından dolayı ideal değer olan 100% verimliliğe ulaşmak mümkün değildir. Hatta Raab (2001) tarafından yapılan çalışma göstermiştir ki 3. harmonikten daha büyük harmoniklerin sonlandırılması verim üzerinde görece küçük ve git gide azalan etkilere sahip olmasının yanı sıra devrenin kompleksliğini de arttırmaktadır.

2.2.3.2 Maksimum düzlük dalga formu

Gerçekte F sınıfı GK tasarımı için gereken bütün ideal harmonik sonlandırımalarında bulunmak mümkün olmasa bile sınırlı harmonik sonlandırımıyla birlikte uygulanabilecek yöntemler vardır.

Bu yöntemlerinden bir tanesi Raab'ın (1997) yılında ortaya koyduğu *maksimum düzlük dalga formu* yöntemidir. Grebennikov ve diğ. (2012)'de detaylıca anlatıldığı üzere bu yöntemde amaç akımın maksimum olduğu $wt = 3\pi/2$ değerinde gerilimin minimum değerini almasına dayanmaktadır. Minimum gerilim seviyesinde maksimum düzlük o noktadaki ($wt = 3\pi/2$) çift dereceli türevlerin sıfır olmasını gerektirir. Tek dereceli türevler $\cos(n\pi/2) = 0$ (n tek sayı) olduğu için gerekli türevler Denklem 2.12 kullanılarak şu şekilde yazılabilir:

$$\frac{d^2v}{d(wt)^2} = -V_1 \cdot \sin(wt) - 9V_3 \cdot \sin(3wt) - 25V_5 \cdot \sin(5wt) - 49V_7 \cdot \sin(7wt) \quad (2.15)$$

$$\frac{d^4v}{d(wt)^4} = V_1 \cdot \sin(wt) + 81V_3 \cdot \sin(3wt) + 625V_5 \cdot \sin(5wt) + 2401V_7 \cdot \sin(7wt) \quad (2.16)$$

$$\frac{d^6v}{d(wt)^6} = -V_1 \cdot \sin(wt) - 729V_3 \cdot \sin(3wt) - 15625V_5 \cdot \sin(5wt) - 117649V_7 \cdot \sin(7wt) \quad (2.17)$$

Gerilimin minimum olduğu noktada ($wt = 3\pi/2$), bu türevlerin sıfıra eşit olması gerekir.

$$\left. \frac{d^2v}{d(wt)^2} \right|_{wt=\frac{3}{2}\pi} = \left. \frac{d^4v}{d(wt)^4} \right|_{wt=\frac{3}{2}\pi} = \left. \frac{d^6v}{d(wt)^6} \right|_{wt=\frac{3}{2}\pi} = 0 \quad (2.18)$$

Denklem 2.18'deki eşitlik sağlandığı vakit aşağıdaki 4 bilinmeyenli 3 denklem elde edilir:

$$V_1 - 9V_3 + 25V_5 - 49V_7 = 0 \quad (2.19)$$

$$V_1 - 81V_3 + 625V_5 - 2401V_7 = 0 \quad (2.20)$$

$$V_1 - 729V_3 + 15625V_5 - 117649V_7 = 0 \quad (2.21)$$

Temel işaretle birlikte sadece 3. harmoniğin olması halinde ($V_5 = V_7 = 0$) Denklem 2.19 bize aşağıdaki eşitliği verir.

$$V_3 = \frac{1}{9}V_1 \quad (2.22)$$

Minimum gerilim noktası için ($wt = 3\pi/2$) Denklem 2.12 $v(wt) = 0$ olacak şekilde yeniden yazılıp Denklem 2.22 yerine konulursa temel işaret ve üçüncü harmonikler için gereken optimum değerler aşağıdaki gibi olur.

$$V_1 = \frac{9}{8}V_{DD} \quad V_3 = \frac{1}{8}V_{DD} \quad (2.23)$$

Temel işaretle birlikte 3 ve 5. harmoniğin olması halinde ($V_7 = 0$) Denklem 2.19 ve 2.20'nin ortak çözümü bize aşağıdaki eşitliği verir.

$$V_3 = \frac{1}{6}V_1 \quad V_5 = \frac{1}{50}V_1 \quad (2.24)$$

Üçüncü harmonik için yapılan işlem tekrar edilip bulunan değerler Denklem 2.12'deki yerine konulursa optimum harmonik değerleri elde edilir (Denklem 2.25).

$$V_1 = \frac{75}{64}V_{DD} \quad V_3 = \frac{25}{128}V_{DD} \quad V_5 = \frac{3}{128}V_{DD} \quad (2.25)$$

Temel işaretle birlikte 3, 5 ve 7. harmoniğin olması halinde Denklem 2.19, 2.20 ve 2.21'in ortak çözümü bize aşağıdaki eşitliği verir.

$$V_3 = \frac{1}{5}V_1 \quad V_5 = \frac{1}{25}V_1 \quad V_7 = \frac{1}{245}V_1 \quad (2.26)$$

Yeniden yukarıda yapılan işlem tekrar edilip bulunan değerler Denklem 2.12'deki yerine konulursa optimum harmonik değerleri elde edilir (Denklem 2.27).

$$V_1 = \frac{1225}{1024}V_{DD} \quad V_3 = \frac{245}{1024}V_{DD} \quad V_5 = \frac{49}{1024}V_{DD} \quad V_7 = \frac{5}{1024}V_{DD} \quad (2.27)$$

Gerilim için yaptığımız bu çıkarım akım için tekrar edilebilir. Minimum akım seviyesinde maksimum düzlük o noktadaki ($wt = \pi/2$) çift dereceli türevlerin sıfır olmasını gerektirir. Tek dereceli türevler $\sin(n\pi/2) = 0$ (n çift sayı) olduğu için gerekli türevler Denklem 2.13 kullanılarak şu şekilde yazılabilir:

$$\frac{d^2i}{d(wt)^2} = I_1 \cdot \sin(wt) + 4I_2 \cdot \cos(2wt) + 16I_4 \cdot \cos(4wt) + 36I_6 \cdot \cos(6wt) \quad (2.28)$$

$$\frac{d^4i}{d(wt)^4} = -I_1 \cdot \sin(wt) - 16I_2 \cdot \cos(2wt) - 256I_4 \cdot \cos(4wt) - 1296I_6 \cdot \cos(6wt) \quad (2.29)$$

$$\frac{d^6i}{d(wt)^6} = I_1 \cdot \sin(wt) + 64I_2 \cdot \cos(2wt) + 4096I_4 \cdot \cos(4wt) + 46656I_6 \cdot \cos(6wt) \quad (2.30)$$

Akımın minimum olduğu noktada ($wt = \pi/2$), bu türevlerin sıfıra eşit olması gerekir.

$$\left. \frac{d^2i}{d(wt)^2} \right|_{wt=\frac{\pi}{2}} = \left. \frac{d^4i}{d(wt)^4} \right|_{wt=\frac{\pi}{2}} = \left. \frac{d^6i}{d(wt)^6} \right|_{wt=\frac{\pi}{2}} = 0 \quad (2.31)$$

Denklem 2.31'deki eşitlik sağlandığı vakit aşağıdaki 4 bilinmeyenli 3 denklem elde edilir:

$$I_1 - 4I_2 + 16I_4 - 36I_6 = 0 \quad (2.32)$$

$$I_1 - 16I_2 + 256I_4 - 1296I_6 = 0 \quad (2.33)$$

$$I_1 - 64I_2 + 4096I_4 - 46656I_6 = 0 \quad (2.34)$$

Temel işaretle birlikte sadece 2. harmoniğin olması halinde ($I_4 = I_6 = 0$) Denklem 2.32 bize aşağıdaki eşitliği verir.

$$I_2 = \frac{1}{4}I_1 \quad (2.35)$$

Minimum akım noktası için ($wt = \pi/2$) Denklem 2.13 $i(wt) = 0$ olacak şekilde yeniden yazılıp Denklem 2.35 yerine konulursa temel işaret ve ikinci harmonikler için gereken optimum değerler aşağıdaki gibi olur.

$$I_1 = \frac{4}{3}I_0 \quad I_2 = \frac{1}{3}I_0 \quad (2.36)$$

Temel işaretle birlikte 2 ve 4. harmoniğin olması halinde ($I_6 = 0$) Denklem 2.32 ve 2.33'ün ortak çözümü bize aşağıdaki eşitliği verir.

$$I_2 = \frac{20}{64}I_1 \quad I_4 = \frac{1}{64}I_1 \quad (2.37)$$

İkinci harmonik için yapılan işlem tekrar edilip bulunan değerler Denklem 2.13'teki yerine konulursa optimum harmonik değerleri elde edilir (Denklem 2.38).

$$I_1 = \frac{64}{45}I_0 \quad I_2 = \frac{20}{45}I_0 \quad I_4 = \frac{1}{45}I_0 \quad (2.38)$$

Temel işaretle birlikte 2, 4 ve 6. harmoniğin olması halinde Denklem 2.32, 2.33 ve 2.34'ün ortak çözümü bize aşağıdaki eşitliği verir.

$$I_2 = \frac{175}{512}I_1 \quad I_4 = \frac{14}{512}I_1 \quad I_6 = \frac{1}{512}I_1 \quad (2.39)$$

Yeniden yukarıda yapılan işlem tekrar edilip bulunan değerler Denklem 2.13'teki yerine konulursa optimum harmonik değerleri elde edilir (Denklem 2.40).

$$I_1 = \frac{512}{350}I_0 \quad I_2 = \frac{175}{350}I_0 \quad I_4 = \frac{14}{350}I_0 \quad I_6 = \frac{1}{350}I_0 \quad (2.40)$$

Harmonik içeriklerinin akım ve gerilim dalga şekillerine etkisi Şekil 2.16' verilmiştir.

Yukarıda bahsedilen farklı gerilim ve akım harmonik içeriklerine sahip çalışma modlarının savak verimlilikleri Denklem 2.41'e göre hesaplanabilir.

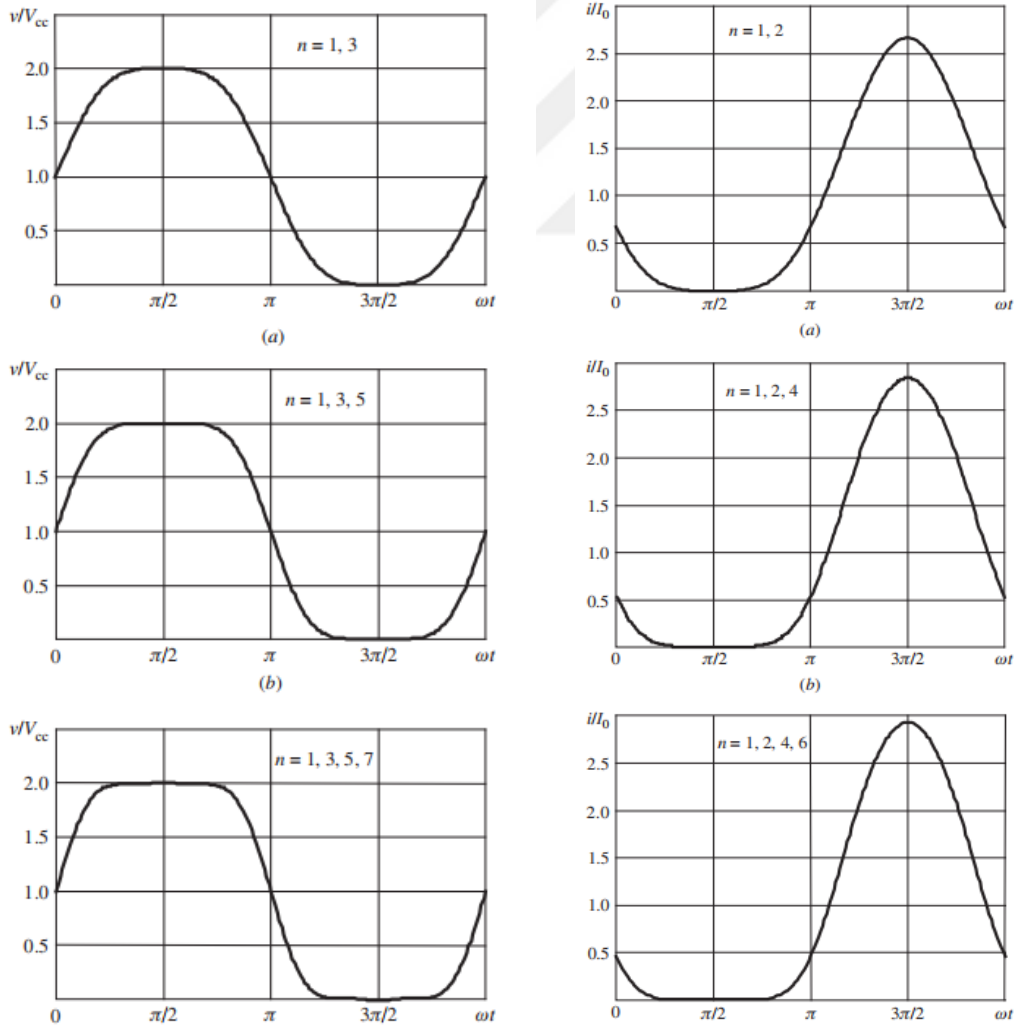
$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{V_1 I_1}{V_{DD} I_0} \quad (2.41)$$

Çeşitli akım ve gerilim harmonik içerikleri için savak verimliliklerinin hesaplanmış hali Çizelge 2.1 de verilmiştir (Grebennikov ve diğ., 2012). Çizelgeden de anlaşılacağı gibi akım ve gerilim harmonik içeriklerinin sayısının artmasıyla birlikte verim de artmaktadır. F sınıfı kuvvetlendiricinin B sınıfından daha verimli hale gelebilmesi için en azından gerilimde 3. harmoniğin, akımda ise 2. ve 4. harmoniğin barındırılması gerektiği gözükmektedir.

Çizelge 2.1 : Çeşitli akım ve gerilim harmonik içerikleri için verim tablosu

Akım Harmonik İçeriği	Gerilim Harmonik İçeriği				
	1	1, 3	1, 3, 5	1, 3, 5, 7	1, 3, 5, ..., ∞
1	0.500	0.563	0.586	0.598	0.637
1, 2	0.667	0.750	0.781	0.798	0.849
1, 2, 4	0.711	0.800	0.833	0.851	0.905
1, 2, 4, 6	0.731	0.823	0.857	0.875	0.931
1, 2, 4, ..., ∞	0.785	0.884	0.920	0.940	1.00

Maksimum düzlük dalga formu yapısının elde edilebilecek maksimum verimliliği ifade etmediğini belirtmekte fayda vardır. Bu yöntemde dalga şeklinin düzlüğü öncelenmiştir. Maksimum verimlilik için Raab'ın (2001) yılında yayınladığı makalenin incelenmesi tavsiye edilir.

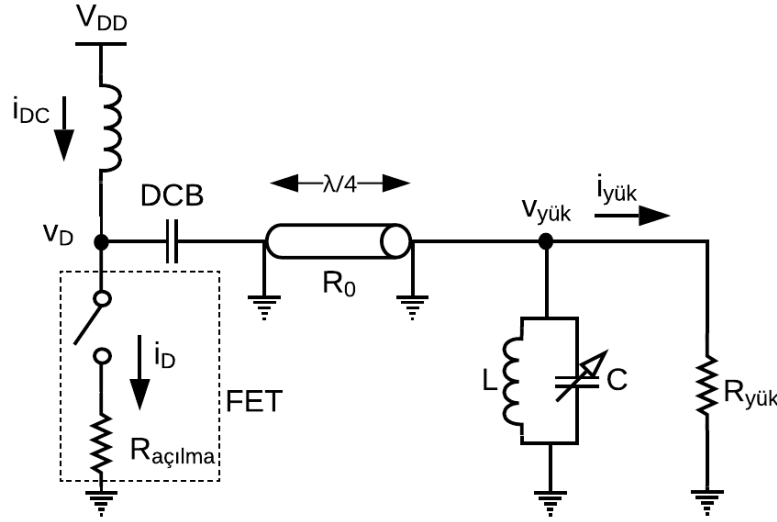


Şekil 2.16 : Maksimum düzlük dalga şekilleri (Grebennikov ve diğ., 2012).

2.2.3.3 Çeyrek dalga transmisyon hatlı çıkış devresi

Akım ve gerilim dalga şekillerinin barındırdıkları harmonik seviyesi arttıkça ideal değerler olan sırasıyla yarım sinüs dalgası ve kare dalga şekillerine yaklaştıklarından önceki bölümlerde bahsedilmiştir. İdealde sonsuz sayıda harmonik sonlandırımı yapabilecek bir yöntem Şekil 2.17’de gösterilen çeyrek dalga transmisyon hattı yöntemidir. Bu yöntem ilk olarak Raab (1976) tarafından önerilmiştir. Özellikle ayırık elemanlarla devre üretmenin zor olduğu yüksek frekans uygulamaları için elverişlidir.

$\lambda_1/4$ transmisyon hattı ve LC tank devresinin paralel bağlanmasından oluşan bu devrede, $\lambda_1/4$ transmisyon hattı empedans dönüştürücüsü olarak görev yapar ve tek dereceli harmonikler için açık devreyi kısa devreye dönüştürür. Çift dereceli harmonikler ise açık devre görmeye devam eder. LC tank devresi ise temel frekans hariç geri kalan harmonikleri süzerek yüke sadece temel işaretin ulaşmasını sağlar.



Şekil 2.17 : Çeyrek dalga transmisyon hatlı F sınıfı GK.

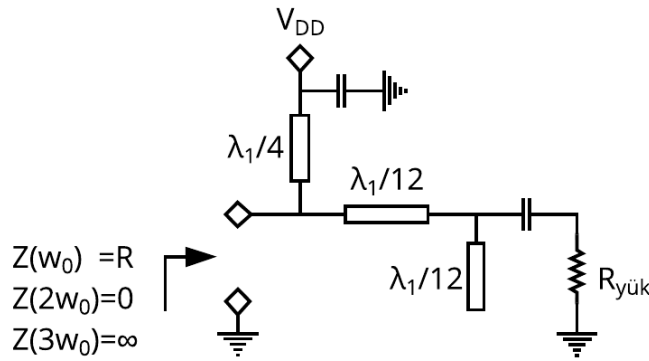
2.2.3.4 Transmisyon hatlı çıkış devresi

Sahip oldukları öz rezonans frekansları ve araya girme kayıpları yüzünden ticari olarak bulunabilen kapasitör ve indüktör elemanlarla çıkış devresi tasarlamak problemlidir. Bu yüzden yüksek frekanslarda ayırık elemanlı tasarım yerine transmisyon hatlarıyla yapılacak tasarım daha kullanışlıdır (Grebennikov ve diğ, 2012).

Transmisyon hatlarıyla yapılan çıkış devresi tasarımlarının bir diğer avantajı da besleme devresi tasarımını da içinde barındırabilmesidir. Şekil 2.18 ve 2.19’de transmisyon hatlarıyla tasarlanmış çıkış devresi örnekleri verilmiştir. Şekil 2.18’de görülebileceği gibi buradaki $\lambda_1/4$ transmisyon hattı iki amaç taşımaktadır. Birincisi,

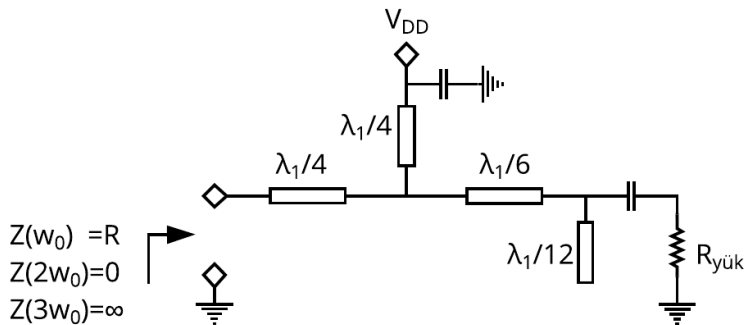
güç kaynağından transistörün savağına dc bir yol sağlamak ve boğucu devre gibi davranarak RF işaretinin kaynağına doğru gidişini engellemek. İkincisi ise çift dereceli harmonikler için empedans uyumlaması sağlamak.

$\lambda_1/4$ transmisyon hattının sonundaki kapasitör yüksek frekanslarda kısa devre gibi davranır ve kendisinden öteye RF işaretin geçişini engeller. Çift dereceli harmonikler için $\lambda_1/4$ hat $\lambda_2/2$ 'ye karşılık gelir ve hattın sonundaki kısa devre transistör çıkışına yine kısa devre olarak aktarılır. Böylelikle F sınıfı için gerekli olan çift dereceli harmoniklerin empedans olarak kısa devre görmesi gerekliliği sağlanmış olur. Geriye kalan $\lambda_1/12$ lik hatlar ise tek dereceli harmonikler için $\lambda_3/4$ 'e karşılık gelir ve açık devreyi önce kısa devreye sonra tekrar açık devreye dönüştürerek transistörün çıkışına taşır. Tek dereceli harmonikler için gerekli olan açık devre şartı da bu şekilde sağlanmış olur.



Şekil 2.18 : Transmisyon hatlı çıkış devresi (a).

Transistör montajına daha elverişli olan, girişinde $\lambda_1/4$ transmisyon hattı barındıran bir diğer örnek de Şekil 2.19'de verilmiştir.

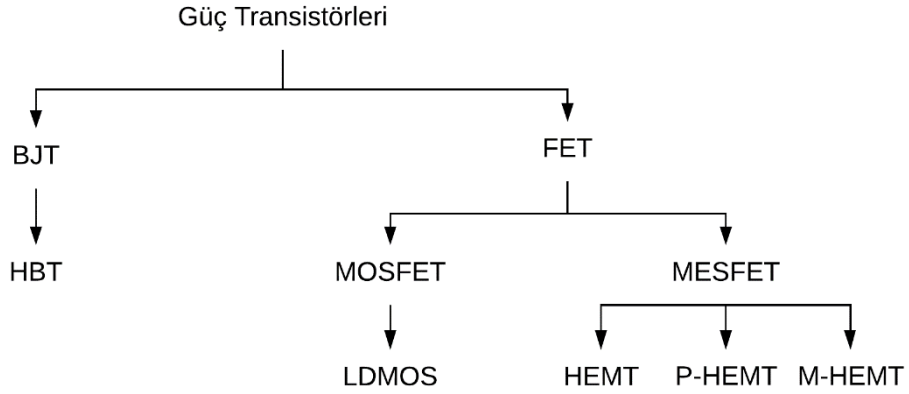


Şekil 2.19 : Transmisyon hatlı çıkış devresi (b).

2.3 Güç Transistörleri

Transistör ikinci dünya savaşı sonrasında vakum tüplerinin yerini alması için kendilerinden anahtarlamalı bir yapı tasarımları istenen Bill Schotkey, Walter Brattain ve John Bardeen isimli üç fizikçi tarafından 1947 yılında meşhur Bell laboratuvarında icat edilmiştir (Riordan ve Hoddeson, 1998). Ortaya çıkışından sonra hızla gelişen transistör teknolojileri artan güç ihtiyacını karşılayabilmek adına malzeme bilimiyle beraber çalışarak güç transistörlerini mümkün kılmıştır.

Colantino ve diğ. (2012)'e göre güç transistörlerini aşağıdaki şekilde sınıflandırmak mümkündür (Şekil 2.20). Bu sınıflandırma ile transistörler temelde bipolar jonksiyon transistör (BJT) ve alan etkili (FET) olmak üzere iki guruba ayrılmıştır. Bu ana sınıflandırmanın haricinden gelişen yarı iletken araştırmaları sonucu ortaya çıkmış gelişmiş yapılar da mevcuttur. Bunlar heterojonksiyon bipolar transistör (HBT), metal oksit yarı iletken FET (MOSFET), metal yarı iletken FET (MESFET), yanal dağınkı MOSFET (LDMOSFET) ve yüksek elektron mobilite transistör (HEMT) olarak isimlendirilirler.



Şekil 2.20 : Güç transistörleri sınıflandırma ağacı (Colantino ve diğ, 2012)

2.3.1 GaN güç transistörü

İlk olarak 1990'lı yıllarda ortaya çıkan GaN transistörler günümüzde yüksek güç gerektiren ticari ve askeri uygulamalarda oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. GaN transistörlerin popülaritesi kendisini mikrodalga ve güç anahtarlama uygulamalarında değerli kılan yüksek akım ve yüksek gerilim kabiliyetlerine dayanmaktadır. Diğer RF teknolojileriyle kıyaslandığında verilen bir frekansta en yüksek güç, kazanç ve verim kombinasyonuna sahip olması yönünden üstündür.

GaN, III/V grubu bir yarı iletken kristalidir. Bant aralığı 3.4 elektron voltur (eV). Bu oldukça yüksek bir değerdir. Diğer RF teknolojileriyle karşılaştırıldığında (GaAs 1.4 eV, Si 1.1 eV) aradaki fark daha net anlaşılmaktadır (Çizelge 2.2).

Çizelge 2.2 : Yarı iletken transistör teknolojileri karşılaştırması.

Özellik	Si	GaAs	GaN
Bant aralığı (eV)	1.11	1.43	3.42
Elektron mobilitesi (cm^2/Vsn)	1350	6000	1000
Doyum elektron hızı ($\times 10^7 cm/s$)	1	1.3	2.5
Kritik elektrik alan (MV/cm)	0.3	0.4	3.3
Dielektrik katsayısı	11.8	12.8	9

Büyük miktarlarda (bulk) GaN kaynak malzemesi azlığından ötürü GaN silisyum (Si), silisyum karbit (SiC) ve elmas gibi yabancı substratlar üzerinde büyütülür (Zolper, 2012). Si tabanlı GaN uygulamalar SiC tabanlılara göre çok daha zayıf ısı performansına ve yüksek RF kayıplarına sahiptir. Fakat üretim maliyetleri düşüktür. SiC tabanlı GaN uygulamaları ise SiC tabanın yüksek ısı iletim kabiliyetleri ve düşük RF kayıpları sayesinde yüksek güç yoğunluklu RF uygulamaları tarafından tercih edilir.

GaN diğer RF teknolojileri olan GaAs ve Si ile kıyaslandığında daha yeni ve maliyetli bir teknoloji olmasına karşılık yüksek güç gerektiren uygulamaların tercihi olmuştur. GaN in bu konuda tercih edilmesinin arkasında yatan ana sebepler ise şu şeklide sıralanabilir (Moore ve Jimenez, 2014):

Yüksek kırılma alanı (breakdown field): GaN geniş bant aralığı sayesinde yüksek kırılma alanına sahiptir. Bu yüksek kırılma alanı transistörün çok daha yüksek gerilimlerde kırılmaya girmeden çalışabilmesini sağlamaktadır.

Yüksek doyma hızı (saturation velocity): Bu terim elektronların yüksek elektrik alanı altında ulaştıkları maksimum hızı ifade eder. GaN'in yüksek yük kabiliyeti ile bir araya geldiğinde daha yüksek akım yoğunluğu manasına gelir. Bu da aynı miktardaki güç için çok daha küçük fiziksel boyutlara sahip transistörler anlamına gelmektedir.

Üstün ısı özellikler: SiC'in sağlamış olduğu yüksek ısı iletim sayesinde transistör üzerindeki ısıyı çok daha iyi şekilde atabilir ve daha soğuk kalabilir.

Önceki bölümde GaN teknolojisinin çok daha yüksek güç yoğunluğuna sahip olduğundan bahsedilmiştir. Artan güç yoğunluğuyla beraber azalan boyutların sisteme

kazandırdığı başka artılarda vardır. Bunlar düşük kapasitans değerleri ve düşük birleştirme kayıplarıdır. Zolper'in belirttiğine göre yüksek frekans ve güç gerektiren uygulamalarda geçit-kaynak kapasitansı performansı sınırlayan faktör haline gelir. Üstelik bu kapasitans değeri birden çok cihazın yüksek güçler elde edebilmek adına paralel bağlanmasıyla git gide artarak bir noktadan sonra bant genişliğinden feragat edilmeden yeni cihaz eklemenin mümkün olmayacağı bir noktaya ulaşır (Runton ve diğ., 2013, s 83'te atıfta bulunduğu gibi). İşte bu noktada GaN sahip olduğu yüksek güç yoğunluğu ve beraberinde gelen düşük boyutlar ve parazitik kapasitans değerleriyle yüksek güç uygulamaları için çekici hale gelmektedir.

GaN transistörlerin bir diğer artısı da bant genişliğidir. Devrenin bant genişliğini belirleyen önemli faktörlerden bir tanesi empedans uyumlama devresidir. Yüksek güç transistörlerinin optimum empedans değerleri genellikle 50Ω 'un çok altında olduğundan mutlaka bir empedans dönüşümü gerekmektedir. GaN transistörlerin yüksek besleme gerilimleriyle çalışabilmesinin avantajı burada devreye girmektedir. Bir örnekle anlatmak gerekirse, 100W çıkış gücüne sahip ideal bir transistör için 40V besleme gerilimi altında savakta görülen yük 8Ω iken, aynı transistör 10V besleme gerilimi ile çalıştırılırsa bu yük miktarı 0.5Ω 'a düşmektedir. 8Ω - 50Ω dönüşümüne kıyasla 0.5Ω - 50Ω dönüşümü çok daha zor bir tasarım problemine dönüşmektedir. Besleme miktarındaki 4 katlık bir artış empedans dönüşüm oranına 16 kat şeklinde yansımıştır. GaN ile aynı karmaşıklığa sahip uyumlama devresi düşük empedans dönüşüm oranı sayesinde daha geniş banda sahiptir (Moore ve Jimenez, 2014).

GaN transistörlerin yüksek üretim maliyetleri ve geniş ölçekli tümleştirmeye uygulamalarına henüz elverişli olmayışı başlıca dezavantajlarıdır. Ayrıca sahip oldukları azalma (depletion) mod karakteristikleri yüzünden 0 V geçit-kaynak geriliminde iletimde olduklarından ötürü diğer güç ve lojik devreleriyle birlikte çalışma konusunda ilave önlemler gerektirmektedir.



3. F SINIFI 2 KATLI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI

Bu bölümde F sınıfı, iki katlı, 50 watt çıkış gücüne sahip GK'nın tasarım basamakları verilmiştir. Tasarım hedeflerinin belirlenmesinin ardından bu hedefleri karşılayabilecek aktif eleman ve dielektrik taban seçimi üzerinde durulmuştur. Ardından tasarım süreci başlamıştır. Tasarım çalışmaları NI AWR Microwave Office ortamında gerçekleştirilmiştir.

Tasarımı daha kolay ve modüler hale getirebilmek adına kuvvetlendirici tasarımı sürücü ve ana kuvvetlendirici katı olmak üzere iki kısma bölünmüştür. Her bir kat için seçilen transistörün karakter analizi yapılmış ve doğrusal olmayan modellerin doğruluğu kontrol edilmiştir. Ardından transistörler için yük-çek (load-pull) analizi yapılarak optimum verim ve güç dengesine sahip empedans değerleri bulunmuştur.

İki katlı GK tasarımında transistörler arası uyumlama devresi tasarımı için uygulanabilecek iki yöntem vardır. Bunlardan ilki, birinci transistörün çıkış empedansını ikinci transistörün giriş empedansına uydurulduğu düşük empedanstan düşük empedansa uyumlama yöntemidir. İkincisi ise birinci ve ikinci transistörlerin sırasıyla çıkış ve giriş empedanslarının ayrı ayrı 50 Ω 'a uydurulduğu ve ardından bir araya getirildiği yöntemidir. Her iki yönteminde kendi içlerinde avantajları ve dezavantajları vardır. Bu tasarımda sağladığı modülerlik, tekrar kullanım kolaylığı, kolay test edilebilirlik ve optimizasyon elverişliliği sebepleriyle ikinci yöntem tercih edilmiştir (Tomar ve Bhartia, 2003).

Yük-çek analizini, her bir kat için giriş ve çıkış uyumlama ve besleme devresi tasarımı takip etmiştir. Tasarlanan uyumlama devreleri süreksizlik etkilerine karşı elektromanyetik olarak da test edildikten sonra sıra ayrı ayrı tasarlanan katların birleştirilmesi işlemine gelmiştir. Birleştirme ve optimizasyon işleminin ardından devrenin serimi yapılarak üretime hazır hale getirilmiştir. Son olarak üretim ve montaj basamakları anlatılan devre ölçüme hazır hale getirilmiştir.

3.1 Transistor ve Dielektrik Taban Seçimi

Transistör seçimi yapılırken, tasarlanacak devrenin gereksinimlerinin titizlikle belirlenmesi gerekmektedir. Tasarlanacak sistemin hangi frekanslarda, hangi güç seviyelerinde, sürekli mi yoksa darbeli modda mı çalışacağı yapılacak seçimi etkileyen önemli faktörlerdir.

Bu çalışma kapsamında tasarlanacak kuvvetlendiricinin S bandının 2.7-2.9 GHz frekans aralığında, 50W çıkış gücünde ve sürekli dalga modunda çalışabilmesi gerekmektedir. Tasarlanacak olan kuvvetlendiricinin girişine uygulanacak işaret 25 dBm (0.3 watt), çıkışında elde edilmek istenen güç ise 47 dBm (50 watt) olacaktır. Yani iki katın toplamında, GK'dan 22 dB'lik kazanç beklenmektedir.

Bir önceki bölümde bahsedilen avantajlarından ötürü transistör seçiminde GaN teknolojisi kullanılmasına karar verilmiştir. Maliyet ve temin güçlüğü gibi faktörler de karar verme sürecinde etkili olmuştur. Tasarım ihtiyaçları göz önünde bulundurularak yapılan araştırmanın sonucunda sürücü katı devresi için CREE firmasının CGH40010 transistörü, ana kuvvetlendirici devresi için ise yine CREE firmasına ait CGHV40050 transistörü seçilmiştir. SiC üzerine büyütülen bu GaN transistörlerin ikisi de çıkış empedansları uyumlanmamış (unmatched) olarak kılıflanmıştır. Bu durum giriş ve çıkış uyumlama devrelerinin F sınıfı çalışmaya göre tasarlanabilmesi için gereklidir. CREE firmasının tercih edilmesinin bir diğer sebebi de sağladığı doğrusal olmayan model desteğidir. Seçilen transistörlerin bazı temel özellikleri Çizelge 3.1 de verilmiştir.

Çizelge 3.1 : CGH40010 ve CGHV40050 temel özellikleri.

Özellik	CGH40010	CGHV40050
Frekans aralığı	DC-6 GHz	DC-4 GHz
Kutuplama gerilimi	28 V	50 V
Kırılma gerilimi (V_{DS})	120 V	150 V
Küçük işaret kazancı	16 dB @2 GHz 14 dB @4 GHz	17.5 dB @1.8 GHz 14.8 dB @2 GHz
Savak Verimi (@ P_{doyum})	65% @3.7 Ghz	53% @1.8 Ghz

Tasarıma geçilmeden önce karar verilmesi gereken bir diğer konuda dielektrik taban seçimidir. Tasarlanacak devre yüksek güçlü ve sürekli dalga modunda çalışacağından ötürü ortaya çıkacak olan ısının düzgün ve etkili şekilde iletilmesi önem

kazanmaktadır. Aksi takdirde sıcaklıkla beraber transistörün elektriksel yapısı değişmektedir. Ayrıca seçilecek tabanın elektriksel kayıplarının da düşük olması gerekmektedir. Bu gereklilikler düşünülerek bu tasarım için seçilen dielektrik taban malzemesi Rogers RT/duroid 5880 olmuştur. Çizelge 3.2.'de RT/duroid 5880 dielektrik tabanın bazı özellikleri verilmiştir. (Url-3, 2017)

Çizelge 3.2 : RT/duroid 5880 dielektrik taban özellikleri.

Özellik	RT/duroid 5880
Dielektrik sabiti	2.2
Dielektrik kalınlığı	0.580 mm (20 mil)
Bakır kalınlığı	35 μ m (1 oz.)
Isıl iletkenlik	0.20 W/m/K
Yüzey direnci	3×10^7 Mohm

3.2 Ana Kuvvetlendirici Katı Tasarımı

3.2.1 CGHV40050 transistörü karakter analizi

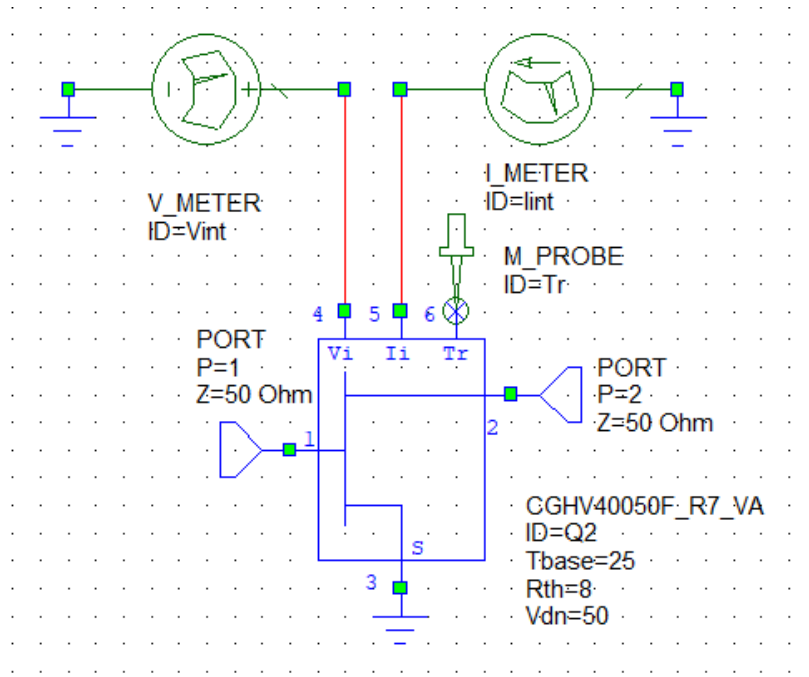
Bu bölümde CGHV40050 transistörünün karakteri analizi yapılacaktır. Doğrusal ve düşük güçlü kuvvetlendirici tasarımlarında S parametreleri yardımıyla tasarım yapılabilmektedir. Üretici firmalar tarafından sağlanan S parametreleri yardımıyla istenilen frekansta transistörün giriş ve çıkış empedans değerlerine karar verilir ve uygulanan küçük işaretin devrenin çalışma noktalarını değiştirmeyeceği kabul edilerek buna göre uyumlama devreleri tasarlanır.

Yüksek güçlü kuvvetlendirici tasarımında ise yukarıda bahsedilen teknik geçerli değildir. Büyük işaret altında çalışan GK'lar için S parametreleriyle yapılacak bir tasarım doğru sonuçlar vermeyecektir. Yüksek güçlü GK tasarımında uygulanan bir diğer yöntem ise üretici tarafından bazı frekans değerleri için verilen yansıma katsayılarını kullanarak uyumlama devrelerini tasarlamaktır (Çizelge 3.3). Bu yöntem ilkinden daha doğru sonuçlar verse de önemli zayıflıkları vardır. Birincisi, üretici tarafından sağlanan empedans değerleri sınırlı frekanslar ve belirli besleme gerilimleri için verilmektedir. Eğer tasarlanacak sistem verilen frekans değerlerinin dışında kalıyorsa interpolasyon yöntemi kullanmak gerekir ki bu tasarımın doğruluğunu daha da bozacaktır. İkinci olarak, bu yöntem ile yapılacak tasarımda kararlılık, doğrusallık, kazanç ve harmonik güç ölçümleri yapmak mümkün değildir.

Çizelge 3.3 : CGHV40050 için üretici tarafından sağlanan empedans değerleri.

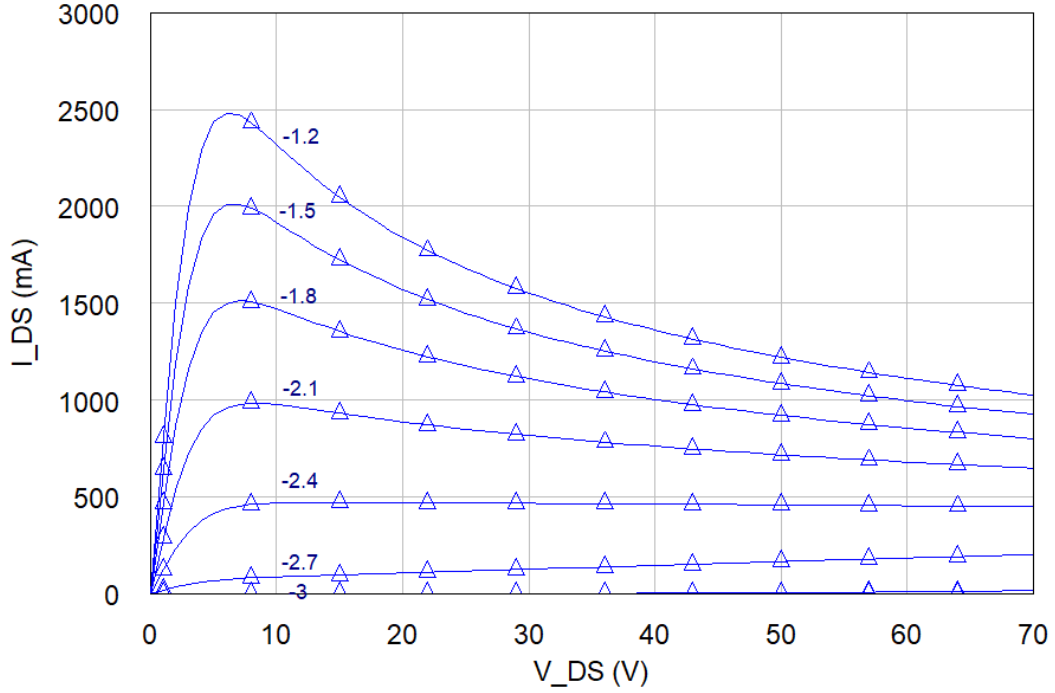
Frekans (MHz)	Z_{kaynak}	$Z_{yük}$
500	5.96+j7.82	21.47+j10.28
1000	3.21+j3.48	11.72+j10.50
2000	3.2-j1.74	3.84+j7.07
3000	3.23-j5.23	5.58+j3.02
4000	2.75-j10.6	4.65-j0.74

Ana kuvvetlendirici katı tasarım aşamalarında CGHV40050 transistörü için CREE firmasının sağlamış olduğu CGHV40050F_R7_VA kodlu en güncel sürüm doğrusal olmayan transistör modeli kullanılmıştır. Şekil 3.1’de görülebileceği gibi savak, geçit ve kaynak haricinde verilen model ile gelen sıcaklık, gerçek (intrinsic) akım ve gerilim olmak üzere üç ayrı terminal bulunmaktadır. Gerçek (intrinsic) tabiriyle anlatılmak istenen bu sanal terminallerin aktif cihazın hemen çıkışında yer aldıkları ve transistörün kılıf yüzünden oluşan parazitik etkilerinden arındırılmış olduklarıdır. Tasarımcı için bu parazitik etkilerden arındırılmış akım ve gerilim dalga şekillerinin gözlemleyebilmek GK’nın çalışma sınıfının belirlenmesi, temel ve harmonik frekanslarındaki uyumlamaların optimize edilebilmesi açısından çok önemlidir. Bu ölçümleri fiziksel problemler ile yapmak, problemlerin katacağı parazitik etkiler yüzünden uygulanabilir olmadığından bu modeller sağlıklı bir tasarım için gerekli hale gelmektedir.



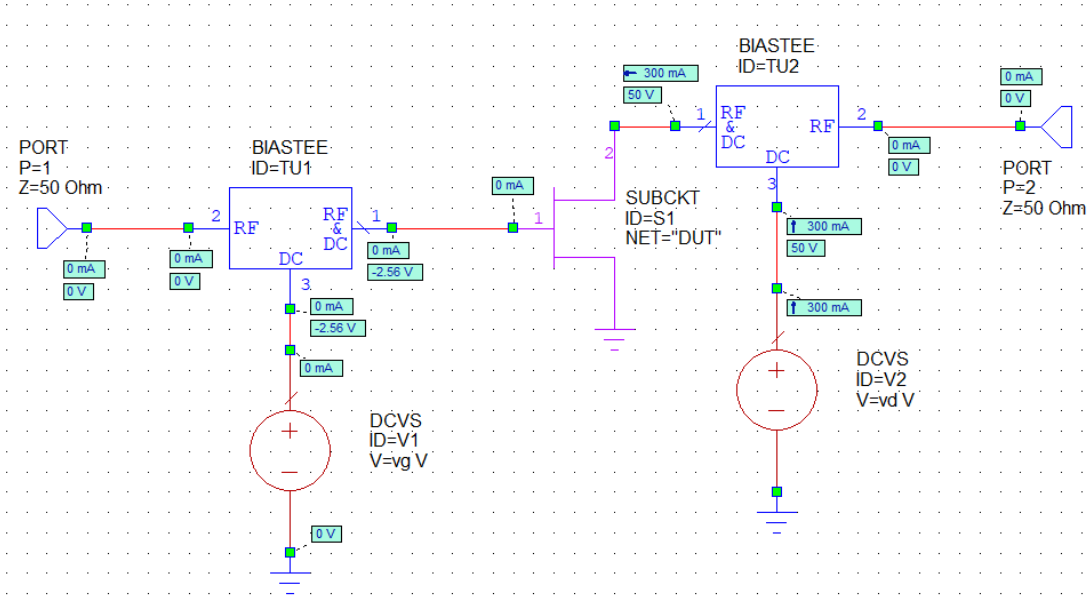
Şekil 3.1 : CGHV40050 transistörünün doğrusal olmayan modeli (CGHV40050F_R7_VA).

Modelin doğrulanması ve transistör karakteristiklerinin incelenmesi kısmına geçildiğinde yapılması gereken ilk iş transistörün akım-gerilim eğrilerini incelemek olmuştur. Elde edilen grafik Şekil 3.2’de verilmiştir. Grafik üzerinde eğrilere karşılık gelen geçit gerilimleri işaretlenmiştir.

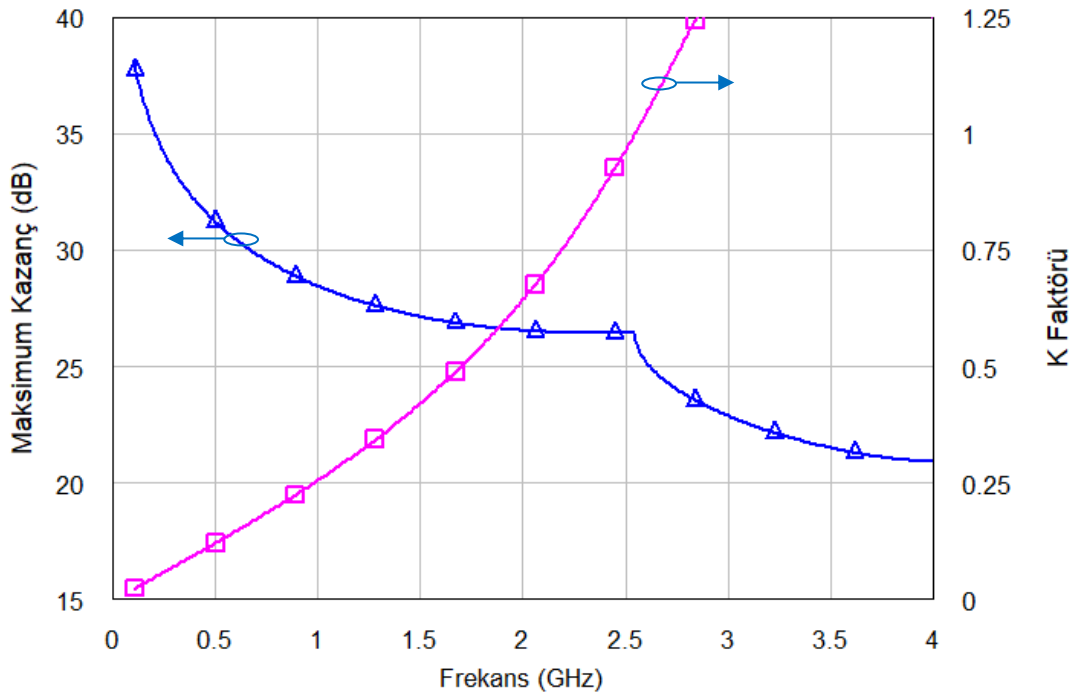


Şekil 3.2 : CGHV40050 transistörü akım-gerilim eğrileri.

Tansistörün maksimum kazancını ve kararlılığını ölçebilmek için ise Şekil 3.3’teki devre hazırlanmıştır. Hazırlanan bu devrede devrenin beslemesini ve RF ile DC işaretin ayrıştırılmasını sağlayan ideal bir AWR MWO elemanı olan BIASTEE kullanılmıştır. Bu noktada elde edilecek parametreleri üretici verileriyle sağlıklı bir şekilde karşılaştırıp, modelin doğruluğunu ölçebilmek adına transistörün teknik dokümanında seçilen çalışma noktası seçilmiş ve $V_{DS} = 50V$ ve $I_{DQ} = 300 mA$ olacak şekilde ayarlanmıştır. Benzetim sonucu elde edilen maksimum kazanç ve kararlılık grafiği (Şekil 3.4) üreticinin sağladığı teknik dokümanla karşılaştırıldığında aynı sonuçların elde edildiği görülmüştür. Modelin sağlıklı çalıştığının teyidinden sonra bir sonraki adım olan yük-çek analizine geçilmiştir.



Şekil 3.3 : Doğrusal karakteristik ölçüm devresi.



Şekil 3.4 : Maksimum kazanç-kararlılık grafiği

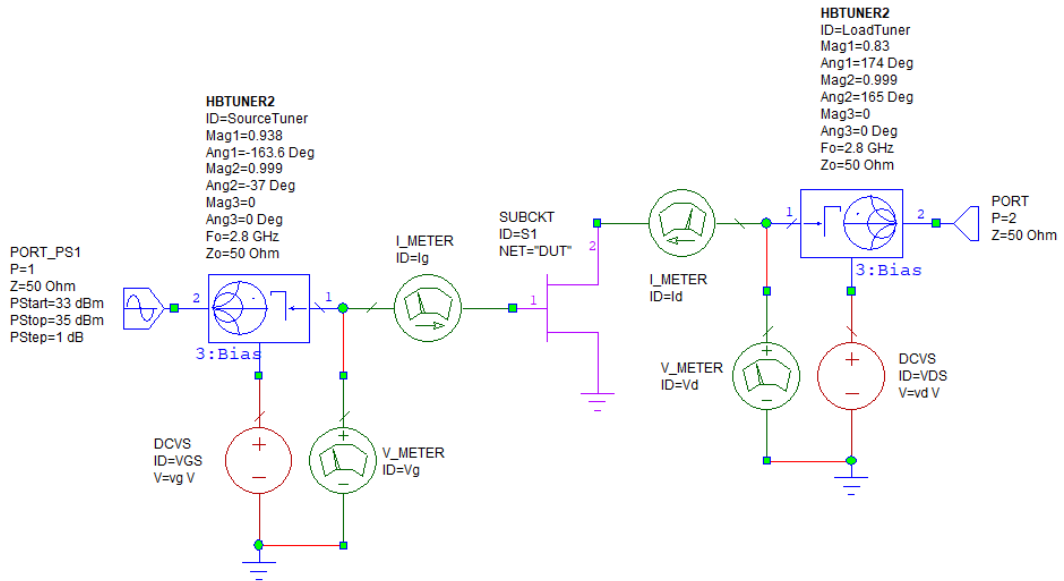
3.2.2 Ana kuvvetlendirici katı yük-çek (Load-Pull) analizi

Yük-çek analizi, test altındaki transistörün çıkış empedansını değiştirirken bir yandan da bu değişimle beraber performans değerlerinin nasıl etkilendiğini ölçen yöntemin adıdır. Daha önceki bölümlerde parazitik etkilerin ve aktif elemanın idealsizliklerinin GK performansı üzerindeki zayıflatıcı etkisi üzerinden bahsetmiştik. Doğru bir tasarım için sadece ideal şartlar üzerine işlem yapan değil bu idealsizlikleri de hesaba katan

bir yönteme ihtiyaç vardır. Örneğin bu bölümün ilerleyen kısımlarında ideal F sınıfı harmonik sonlandırılmaları olan kapalı ve açık devrenin her zaman en iyi sonucu vermediği tespit edilecektir.

Maksimum verim ve maksimum güç arasındaki al-ver dengesini irdeleyebilmek için merkez ve harmonik frekanslarda yk-ek analizi uygulanacaktır. Yük-ek analizi için kullanılacak devre Őeması Şekil 3.5'te verilmiştir. Giriş ve çıkışta farklı empedans değerleri ayarlayabilmek için AWR MWO zerindeki HBTUNER elemanı kullanılmıştır. Bu eleman sayesinde temel frekans, 2. harmonik ve 3. harmonik empedanslarını ayrı ayrı ayarlayabilmek mümkündür. Empedans değerleriyle beraber besleme gerilimi, çalışma frekansı ve giriş gücü gibi diğer etkenler de eş zamanlı olarak değiştirilebilmekte ve böylece kapsamlı bir analiz gerçekleşmektedir.

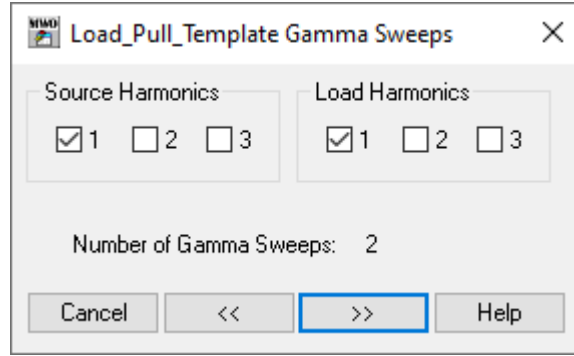
Yük-ek analizi, yk ve kaynak tarafı temel frekans empedansları, yk tarafı harmonik empedansları ve kaynak tarafı harmonik empedansları olmak üzere üç ayrı başlık altında incelenecektir.



Şekil 3.5 : Yük-ek analizi devresi.

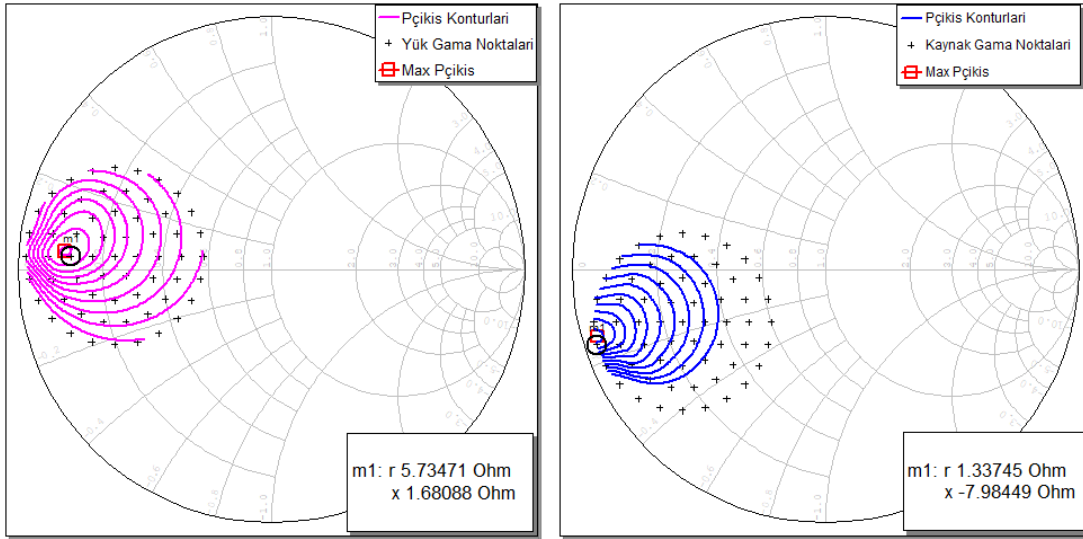
İlk olarak yk ve kaynak tarafının temel frekanslardaki (2.7, 2.8 ve 2.9 GHz) optimum empedans değerlerini bulmak gerekmektedir. Daha önce yk ve kaynak tarafı için ayrı ayrı gerçekleştirilmesi ve çokça kez tekrar edilmesi gereken bu işlem, i içe (nested) lmlerle tek seferde yapılabilir. Yük-ek analizi esnasında iki taraf için de (kaynak ve yk) 1. harmoniği seçersek (Şekil 3.6) bu iki ölçüm i içe geçmiş bir Şekilde gerçekleştirilmektedir. Burada "i içe" ile kastedilen her bir kaynak gama değerine

karşılık bütün yük gama kombinasyonlarının denendiği ve böylece bütün ihtimallerin kapsandığıdır.



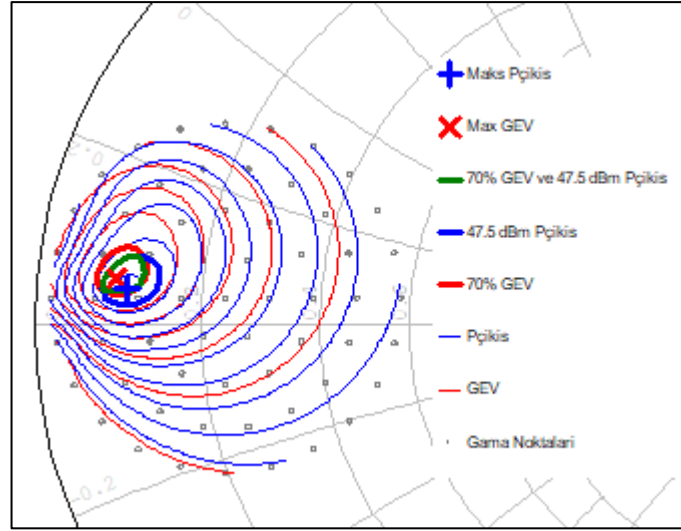
Şekil 3.6 : Yük-çek analiz seçim menüsü.

Temel frekanstaki (2.8 GHz) yük-çek analizinin ardından ortaya çıkan grafikler Şekil 3.7'deki gibidir. Bu grafikte smith diyagramı üzerinde çıkış gücünün eş büyüklük eğrileri (kontur) aracılığıyla empedans ile değişimi gösterilmektedir. Grafik üzerinde işaretlenen m1 noktaları seçilen empedans değerlerinin göstermektedir. Giriş ve çıkış için maksimum çıkış gücünü veren empedans değerlerini buluyoruz.



Şekil 3.7 : Ana kuvvetlendirici katı çıkış gücü konturları, yük tarafı (sol), kaynak tarafı (sağ), (f=2.8GHz, P_{giriş}=34 dBm).

Maksimum güç için ayarlanan empedans değerleriyle birlikte çıkış gücü 48 dBm'in üzerine çıkmaktadır. Fakat bu işlem tek başına yeterli değildir. Tasarım için bir diğer önemli faktör olan verim de hesaba katılmalıdır. Maksimum güç her zaman maksimum verim anlamına gelmemektedir. Bu yüzden verim konturlarını da içeren yeni bir analiz Şekil 3.8'de verilmiştir.



Şekil 3.8 : Ana kuvvetlendirici katı yük tarafı çıkış gücü ve GEV konturları, (f=2.8GHz, P_{giriş}=34 dBm).

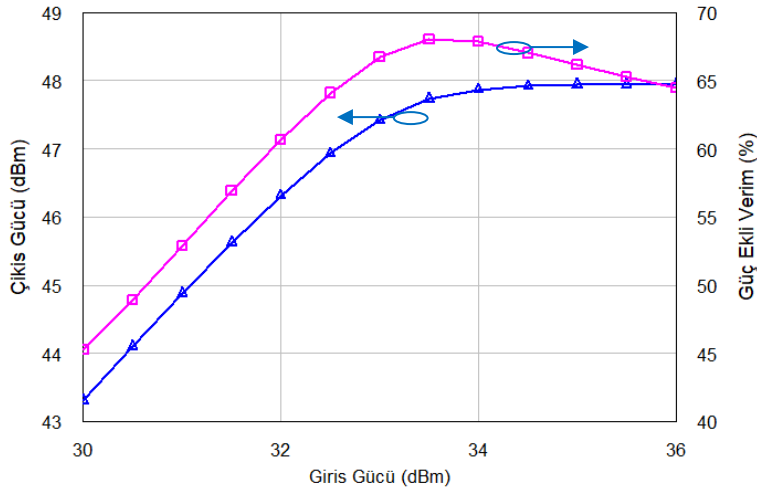
Verilen şekil üzerinde verim ve güç konturları arasındaki farklılık gözükmemektedir. CGHV40050 için güç ve verim konturlarının birbirine yakın noktalarda yer alması tasarım açısından bir avantaj oluşturmaktadır. Fakat bunun her zaman için böyle olmadığını ve çoğu zaman güç ve verim arasında seçim yapmak zorunda kalındığını belirtmek isteriz. Tasarım isterlerine göre belirlenen bir kesişim kümesi grafik üzerinde yeşil ile işaretlenmiştir. 70% GEV ve 47.5 dBm çıkış gücünü sağlayan bu empedans değerleri diğer temel frekans değerleri ve kaynak tarafı için de hesaplanıp Çizelge 3.4'te aktarılmıştır. Çizelge 3.3 ile kıyaslandığı vakit görülebileceği üzere teknik dokümanda genel frekanslar için verilen empedans değerleriyle analiz sonucu elde edilenler arasında farklılık söz konusudur. Böylelikle seçilen besleme gerilimi, giriş gücü gibi birçok etkenden etkilenen optimum empedans değerlerinin hesaplanmasında yük-çek analizinin önemi bir kez daha anlaşılmış olmaktadır.

Çizelge 3.4 : CGHV40050 için optimum kaynak ve yük empedansları.

Frekans (GHz)	Z_{kaynak}	$Z_{yük}$
2.7	1.55-j6.76	4.5+j2.76
2.8	1.6-j7.18	4.6+j2.48
2.9	1.47-j7.72	4.7+j2.2

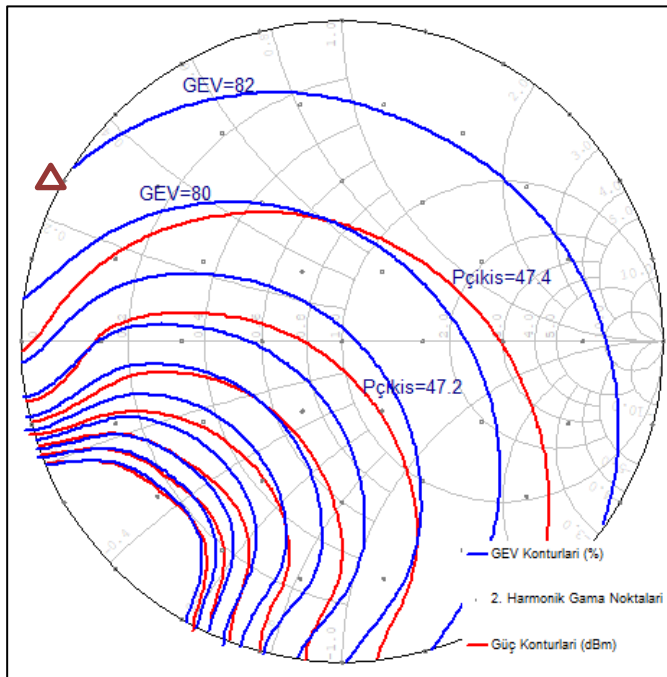
Uygulanan giriş işaretinin etkisini gözlemleyebilmek için yapılan ölçüm Şekil 3.9'da sunulmuştur. 2.8 GHz frekansında maksimum çıkış gücü sağlayan empedans değerleri için, 30 dBm ile 36 dBm arası giriş gücü, çıkış gücü ve GEV arasındaki ilişki analiz

edilmiştir. Yaklaşık 34 dBm giriş seviyesinden itibaren doğrusallığın bozulmaya başladığı ve GEV'in de azaldığı gözlemlenmiştir.



Şekil 3.9 : Pçıkış, Pçıkış ve GEV arasındaki ilişki (f=2.8 GHz).

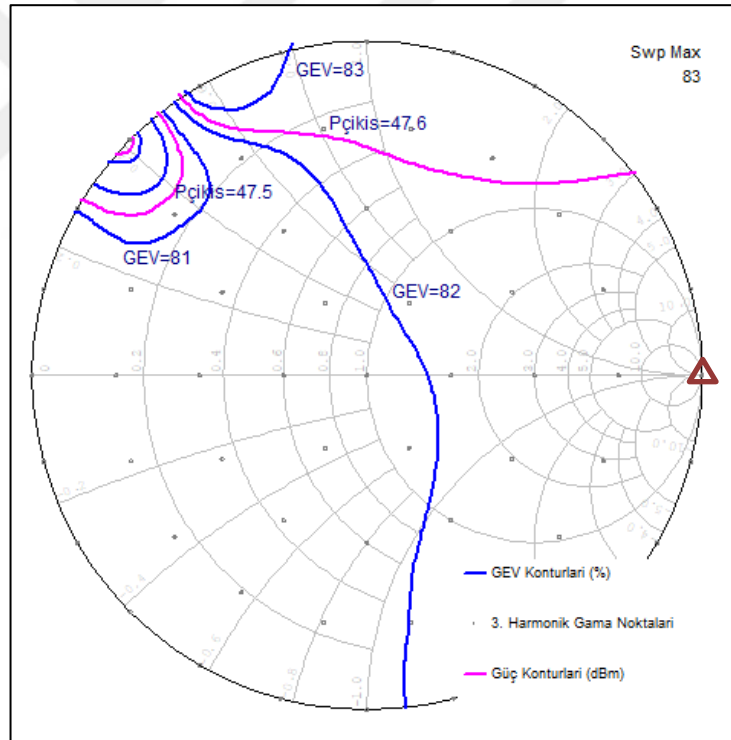
Temel frekans empedanslarının analizinin ardından sıra 2. ve 3. harmonik empedanslarına gelmiştir. Harmoniklerin analizi için temel frekansta olduğu gibi iç içe geçmiş bir benzetim yapılmıştır. Bu benzetim öncesinde temel frekans için elde ettiğimiz ve optimum verim-güç kombinasyonunu sağlayan empedans değerlerini yük-çek devresindeki HBTUNER'in ilgili bölümlerine yazılmıştır. Benzetim sonucu elde edilen sonuçlar Şekil 3.10, 3.11 ve 3.12'de verilmiştir.



Şekil 3.10 : Ana kuvvetlendirici katı yük tarafı 2. harmonik empedansın GEV ve çıkış gücü üzerindeki etkisi, (f=5.6 GHz, Pçıkış=34 dBm).

Yük tarafı 2. harmonik için seçilen empedans değeri şekil üzerinde işaretlenmiştir. Görüldüğü üzere seçilen nokta 2. harmonik için ideal sonlandırım noktası olan kısa devre noktasından farklı bir değerdedir. İdeal sonlandırım ($0.999\angle 180^\circ$) ile yaklaşık 79%'luk bir verim elde etmek mümkünken seçilen değer ($0.999\angle 150^\circ$) ile bu oran 82% seviyesine çıkmakta ve beraberinde GEV'de %3'lük bir artış getirmektedir. Seçilen nokta F sınıfı ihtiyaçlarını da karşılayabilmesi adına kısa devre noktasına mümkün olduğunca yakın seçilmiştir.

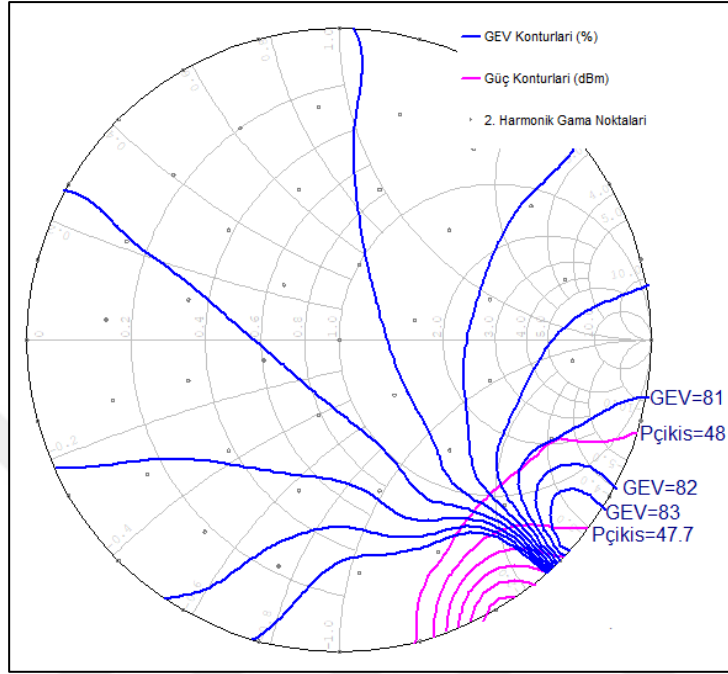
Benzer bir değerlendirmeyi yük tarafı 3. harmonik için de gerçekleştirirsek elde edilebilecek maksimum verim ve güç ikilisinin ideal değer olan açık devre noktasında ($0.999\angle 0^\circ$) değil $0.999\angle 120^\circ$ noktası için elde edilebildiğini gözlemliyoruz. Buna karşılık ideal sonlandırım sonucu elde edilebilecek değer (GEV = 82.2%) ile maksimum değer (GEV = 83%) arasındaki farkın çok büyük olmamasından ötürü 3. harmonik için ideal sonlandırım noktası olan kısa devre seçilmiştir.



Şekil 3.11 : Ana kuvvetlendirici katı yük tarafı 3. harmonik empedansın GEV ve çıkış gücü üzerindeki etkisi, ($f=8.4$ GHz, $P_{giriş}=34$ dBm).

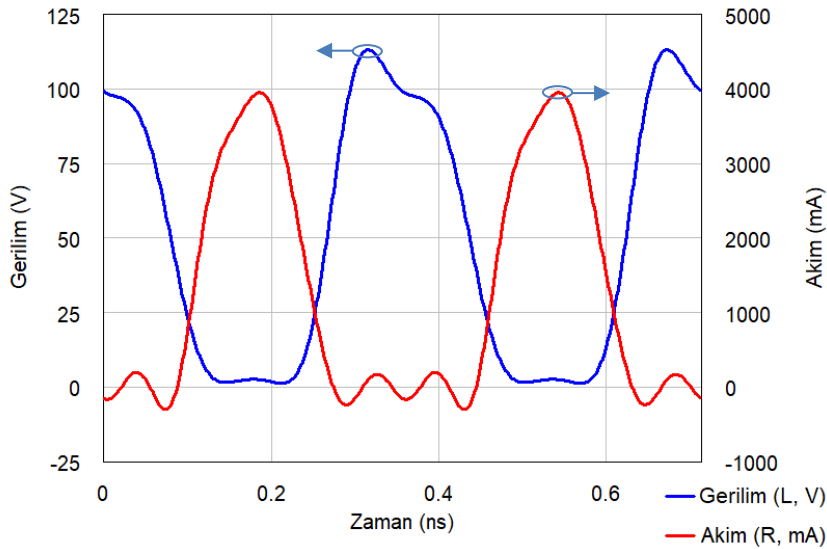
Yük tarafı harmoniklerinin yanı sıra giriş tarafı harmoniklerinde de verim üzerinde önemli etkileri vardır. Özellikle son zamanlarda yapılan deneysel çalışmalarla giriş tarafı 2. harmoniğin verim üzerindeki etkisi ortaya konulmuştur (Gao ve diğ, 2006). Buradan yola çıkarak kaynak tarafı 2. harmonik için elde edilen grafiği

incelediğimizde maksimum verim-güç ikilisinin $0.999\angle -35^\circ$ noktasında elde edildiği gözükmektedir. Kaynak tarafı 3. harmonik sonlandırımının ise devre üzerindeki etkisinin çok az olduğu gözlemlenmiştir ve o yüzden burada gösterilmemiştir.



Şekil 3.12 : Ana kuvvetlendirici katı kaynak tarafı 2. harmonik empedansın GEV ve çıkış gücü üzerindeki etkisi, ($f=5.6$ GHz, $P_{giriş}=34$ dBm).

Harmonik sonlandırım için uygun yansıma katsayıları bulunduğundan sonra elde edilen değerler için devrenin gerçek (intrinsic) akım-gerilim grafiği de incelenmiştir (Şekil 3.13).

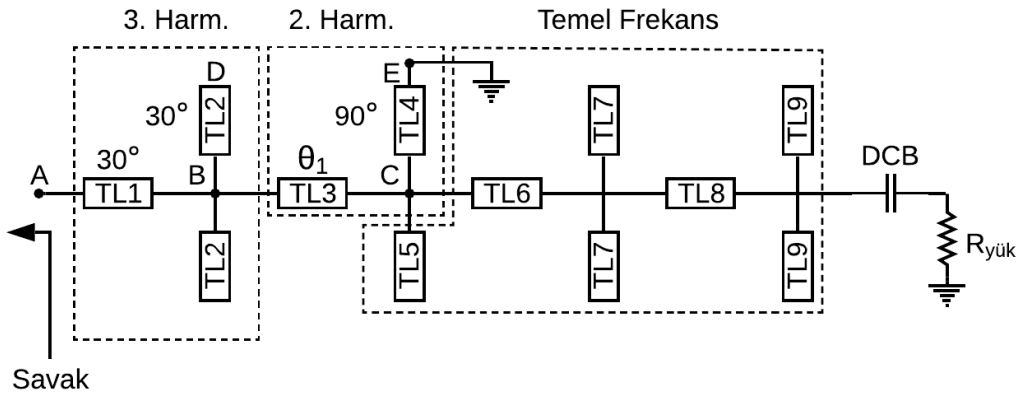


Şekil 3.13 : Savak terminali gerçek akım-gerilim grafiği.

Elde edilen grafik incelendiğinde oluşan dalga formunun F sınıfı kuvvetlendirici dalga formuna çok benzediği gözlemlenmiştir. Gerilim dalga şekli idealde olması gereken kare dalga şekline yaklaşmıştır. Maksimum gerilim değeri de yine olması gereken $2V_{DD} = 100 \text{ V}$ seviyelerindedir. Aynı şekilde akım dalga şeklini incelediğimizde de yaklaşık olarak idealde olması gereken yarım sinüs dalgası şeklinde olduğunu gözlemlenmiştir. Bulunan yansıma katsayıları sonucu elde edilen dalga formlarından memnun kalınmasının ardından bu yansıma katsayılarını sağlayacak giriş ve çıkış uyumlama devrelerinin tasarımına geçilmiştir.

3.2.3 Ana kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama ve besleme devresi tasarımı

Tezin 2. bölümünde bahsedildiği gibi F sınıfı kuvvetlendiricilerin çıkışlarında tek harmonikler için açık devre, çift harmonikler için ise kısa devre sonlandırımı gerekmektedir. Bu işlem için gereken uyumlama devresinin 2. ve 3. harmonikler için, mikroserit hatlar kullanılarak yapılması planlanmıştır. Çıkış uyumlama devresi için seçilen yapı Şekil 3.14'te gösterilmiştir.

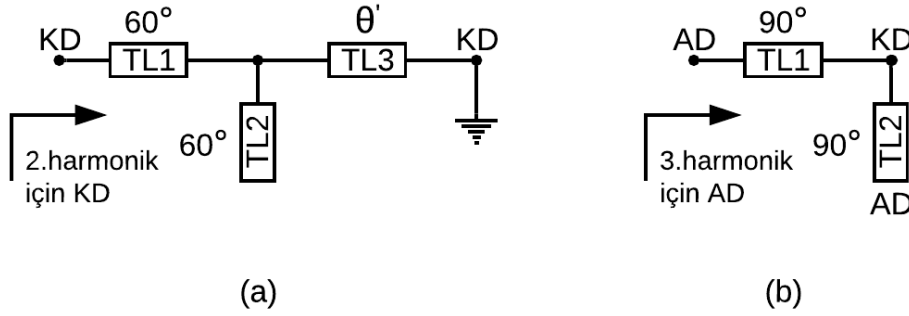


Şekil 3.14 : Ana kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama devre taslağı.

Seçilen yapıda 3. harmonik sonlandırımı TL1 ve TL2 hatları aracılığıyla sağlanmıştır. Temel frekansta 30° 'lik hatlardan oluşan TL1 ve TL2 3. harmonikte 90° 'ye karşılık gelerek bir çeyrek dalga empedans dönüştürücüsü gibi davranırlar. TL2 D noktasındaki açık devre empedansını B noktasına kısa devre olarak aktarır. TL1 de B noktasındaki kısa devreyi tekrar dönüştürerek A noktasına açık devre olarak aktarır (Şekil 3.15).

2. harmonik sonlandırılması incelendiğinde ise TL1, TL2, TL3 ve TL4 hatlarının etkili olduğu görülür. Temel frekansta 90° 'lik uzunluğa sahip olan TL4 hattı 2. harmonikte

180°'ye karşılık gelir ve yarım dalga empedans tekrarlayıcı olarak E noktasındaki kısa devreyi C noktasına yine kısa devre olarak aktarır. Geriye kalan TL1, TL2 ve TL3 aracılığıyla C noktasındaki kısa devrenin A noktasına yine kısa devre olarak aktarılması gerekmektedir (Şekil 3.15). TL1 ve TL2 uzunlukları zaten bilindiği için TL3 uzunluğu (θ_1) yapılacak benzetim aracılığıyla kolayca bulunabilir.



Şekil 3.15 : Ana kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama eşdeğer devresi, (a) 2. harmonik frekansında, (b) 3. harmonik frekansında.

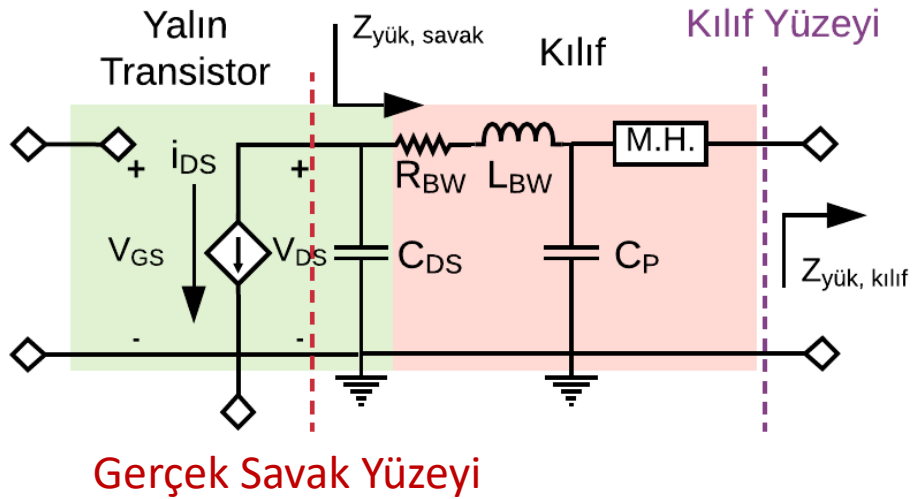
Temel frekans empedans uyumlaması için TL5, TL6, TL7, TL8 ve TL9 ile 3. derece bir alçak geçiren yapısı kullanılmıştır. Mikroşerit hatlar ile indüktör gerçekleştirilirken yüksek empedanslı hatlar, kapasitör gerçekleştirilirken ise daha düşük empedanslı ve açık devre yan hatlar kullanılmıştır.

Besleme devresi için 2. harmonik sonlandırımında görev yapan TL4 hattı kullanılmıştır. Özellikle seçilen yüksek empedans değeri sayesinde ince bir hat olarak çekilen TL4 RF boğucu bir indüktör görevi üstlenmiştir.

E noktasının 2. harmonik frekansında açık devre gibi davranması gerekmektedir. Açık devre sonlandırımıyla biten mikroşerit hatlar kondansatör gibi davrandığı için kapasitör vazifesi görmesi adına TL4 hattının bitiminde, E noktasında, bir adet dairesel yapılmış mikroşerit hat kullanılmıştır. Mikroşerit hatlarla tasarlanan kapasitörlerin değeri çizilen hattın empedans değerine, uzunluğuna ve frekansa doğrudan bağlı olduğu için daha geniş bir bant genişliği elde edebilmek adına klasik mikroşerit hattın yerine dairesel mikroşerit hat tercih edilmiştir.

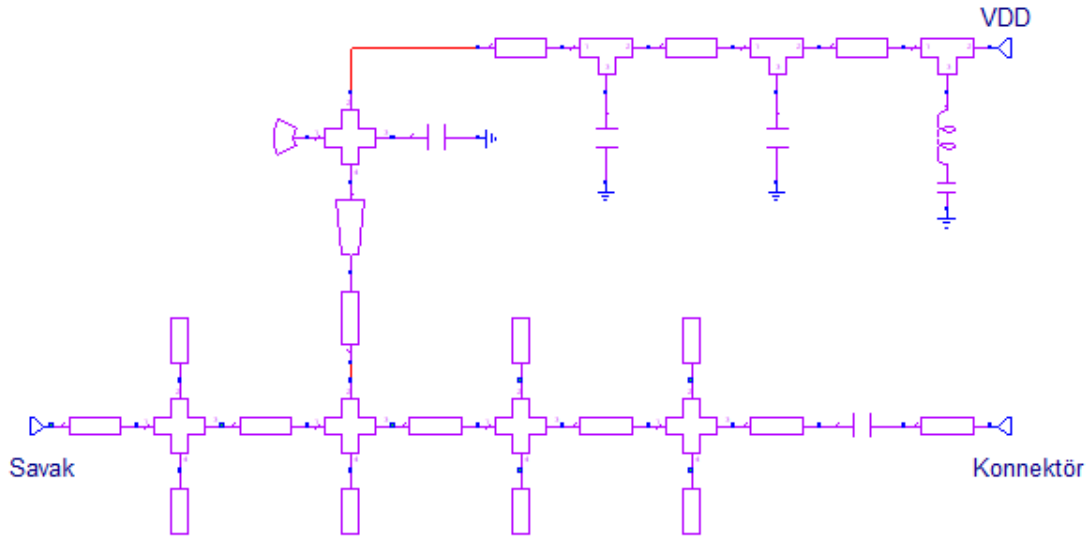
Uyumlama devresi tasarlanırken dikkat edilmesi gereken en önemli noktalardan bir tanesi de transistör ve kılıfının içerdiği parazitik etkilerin hesaba katılmasıdır. Şekil 3.16 parazitik etkilerin hesaba katıldığı bir transistör eşdeğer devresini göstermektedir. Bu eşdeğer devre içerisinde savak-kaynak kapasitörünü, bağlantı telinin getirdiği

indüktif ve rezistif elemanları ve kılıf beraberinde gelen kapasitif etkileri barındırmaktadır. Eşdeğer devre kılıf ve yalın transistör olmak üzere bölüme ayrılmıştır. F sınıfı için gerekli olan şartları sağlaması ve açık, kısa devre empedansları görmesi gereken nokta gerçek savak yüzeyidir. Oysa uyumlama devresinin bağlandığı nokta kılıf yüzeyidir. Eğer iki yüzey arasında kalan bu parazitik etkileri hesaba katmadan bir çıkış uyumlama devresi tasarlanırsa hedeflenen empedans değerlerinde kaymalar meydana gelecek ve istenen sonuç elde edilemeyecektir. Yük-çek analizi esnasında gördüğümüz ideal değerlerde yaşanan sapmalar bu şekilde izah edilebilir. Bu etkileri hesaba katmanın yöntemi benzetim esnasında ayrıştırma (de-embedding) işlemi uygulamaktır. Bu işlemle birlikte istenilen devrenin etkisi yük-çek analizinden çıkartılabilir ve böylelikle doğru sonuca ulaşılabilir. Fakat bu işlem için transistör ve kılıfının getireceği etkileri gösteren bir eşdeğer devreye ihtiyaç vardır. Bu tasarım için söz konusu eşdeğer devre bulunamadığından ayrıştırma yöntemi kullanılamamıştır.

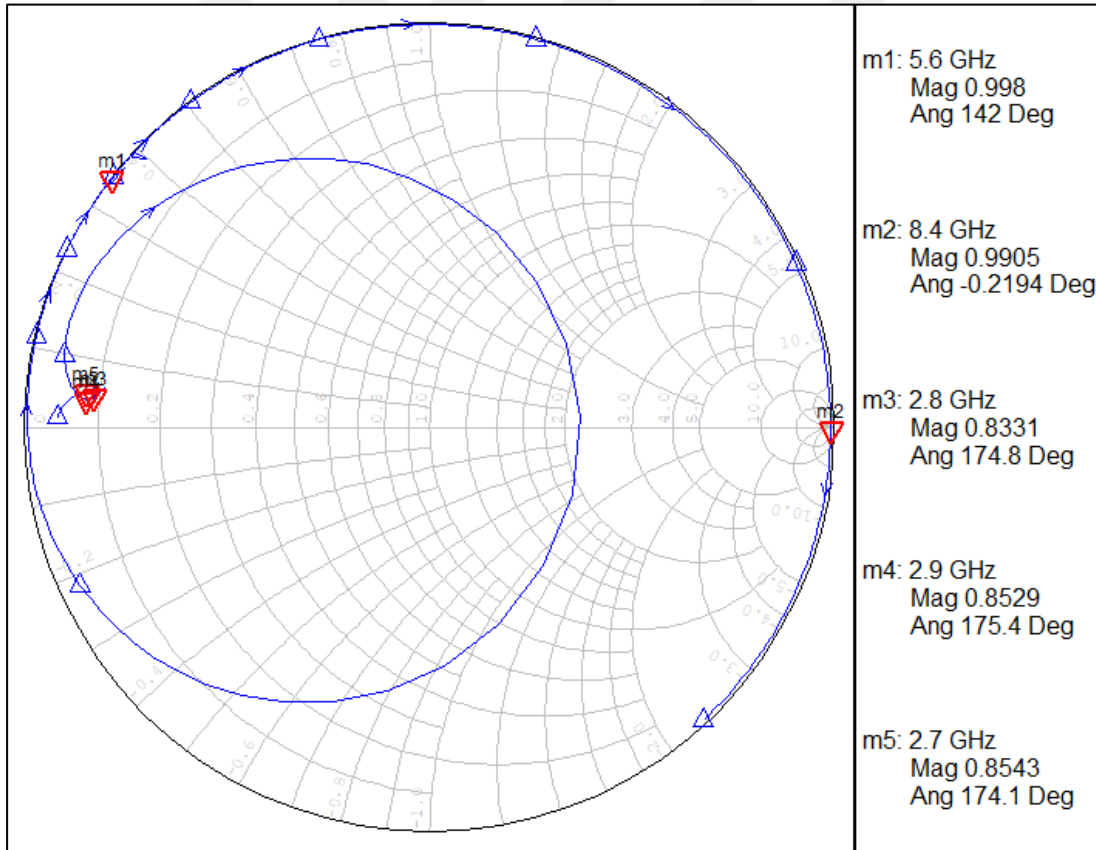


Şekil 3.16 : Transistör eşdeğer devresi.

Şekil 3.14'te verilen yapı baz alınarak tasarlanan çıkış devresi şematığı Şekil 3.17'de (detaylı hali için bkz. Şekil A.1) verilmiştir. Mikroşerit hatlarla tasarım yaparken bağlantı noktalarının getireceği ilave uzunluklar da hesaba katılarak düzenleme yapılmıştır. Tasarlanan çıkış uyumlama devresinin savak tarafından bakıldığında gördüğü empedans değerleri ise Şekil 3.18'deki S_{11} parametresi grafiğinde gösterilmiştir. Şekilden de anlaşılacağı üzere 2. ve 3. harmoniklerde devre hedeflenen empedans değerlerini görmektedir.



Şekil 3.17 : Ana kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama ve besleme devresi.

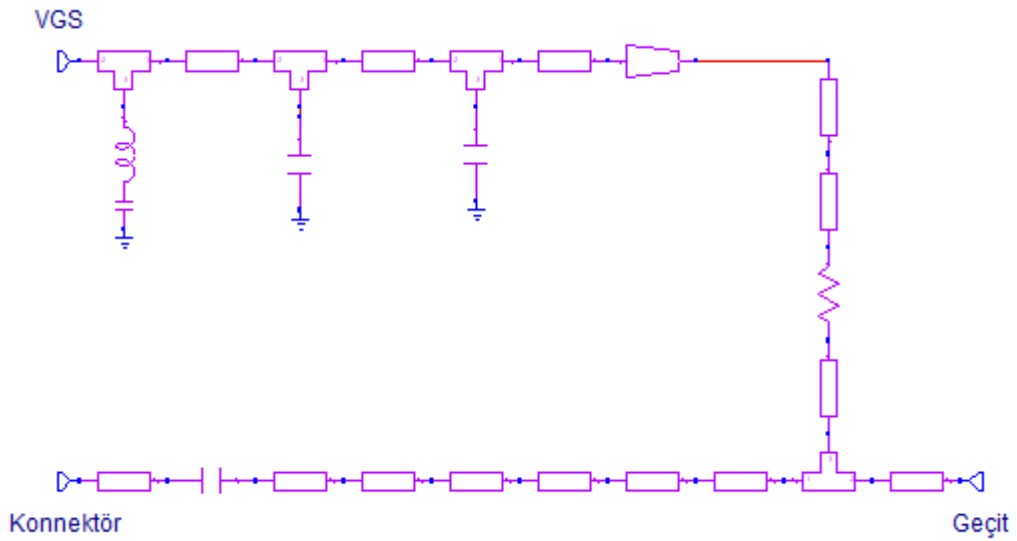


Şekil 3.18 : Ana kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama devresi S_{11} grafiği.

3.2.4 Ana kuvvetlendirici katı giriş uyumlama ve besleme devresi tasarımı

Önceki bölümdeki yük-çek analizinden anlaşıldığı üzere giriş tarafı harmonik sonlandırmaları da GK tasarımında önem arz etmektedir. Transistörün girişinde

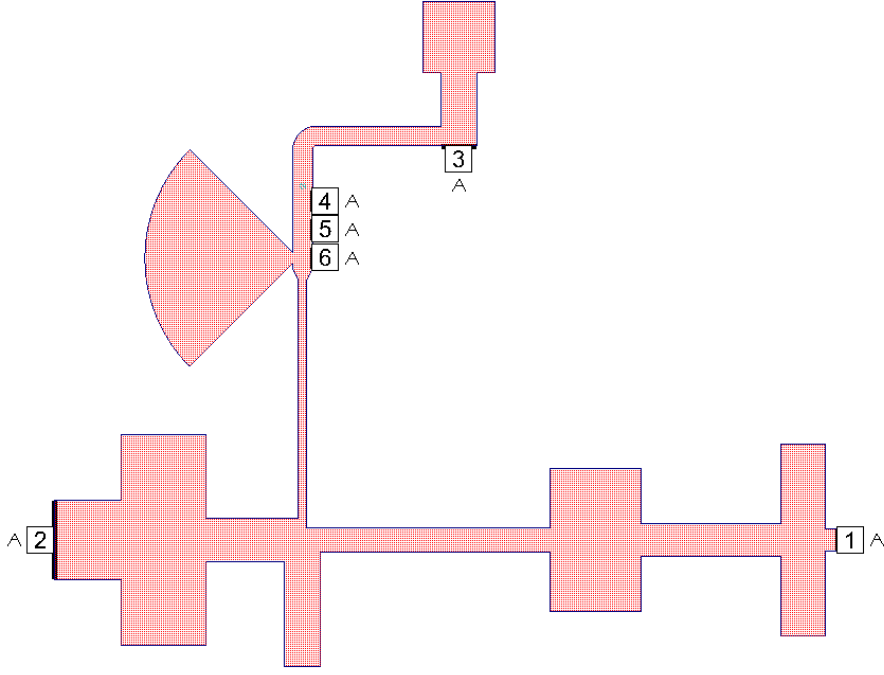
oluşacak harmonikler transistör tarafından kuvvetlendirilmeye çalışacağı için verimin düşmesine sebep olacaktır. Yük-çek analizi esnasında 3. harmoniğin etkisinin çok düşük olduğundan ötürü giriş uyumlama devresi tasarımında temel ve 2. harmonik sonlandırımına önem verilmiştir. Giriş kısmı için alçak geçiren temelli bir uyumlama devresi planlanmıştır. Besleme hattı aynı zamanda 2. harmonik sonlandırımı için de kullanılmıştır. Besleme hattının sonuna kararlılığı artırması adına seri bir direnç bağlanmıştır. Mikroşerit hatlarla hazırlanan devre Şekil 3.19'da (detaylı hali için bkz. Şekil A.2) verilmiştir.



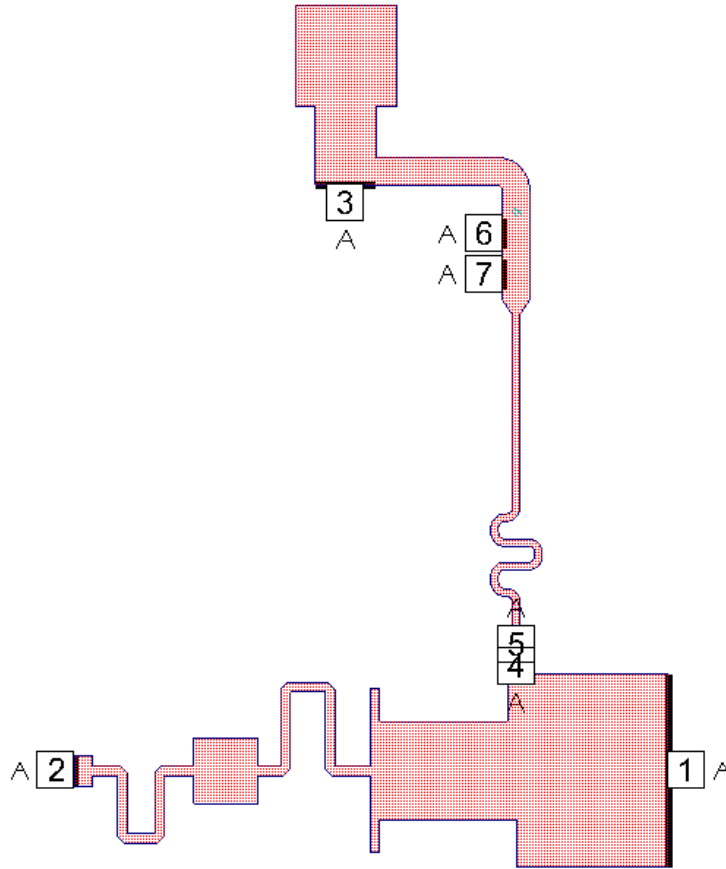
Şekil 3.19 : Ana kuvvetlendirici katı giriş uyumlama ve besleme devresi.

3.2.5 Ana kuvvetlendirici katı elektromanyetik analiz

Giriş ve çıkış uyumlama devreleri hazırlanan güç katı tasarımındaki bir sonraki adım ise tasarlanan devrelerin elektromanyetik analizidir. Tasarım programındaki yerleştirilen hatların ve bu hatlar arasındaki bağlantıların birbiriyle olan etkileşimlerini, ışınım kayıplarını ve oluşabilecek süreksizlikleri belirleyebilmek adına elektromanyetik analiz gereklidir. AWR MWO programında elektromanyetik analiz yapmamızı sağlayan EXTRACT isimli elemandır. Bu eleman sayesinde seçilen devre elemanlarının elektromanyetik benzetimi yapılabilmektedir. Çıkış ve giriş katının elektromanyetik analiz için hazırlanmış halleri Şekil 3.20 ve 3.21'de verilmiştir.



Şekil 3.20 : Ana kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama ve besleme devresi için hazırlanan elektromanyetik ölçüm devresi.

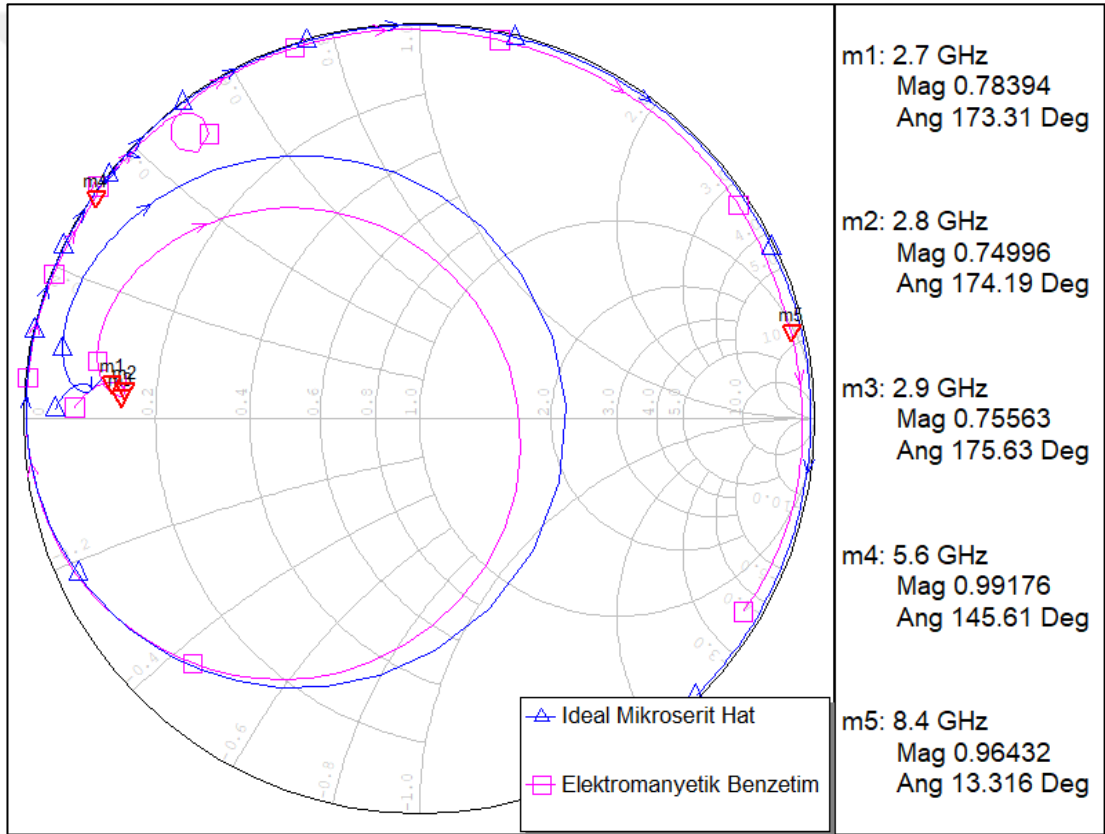


Şekil 3.21 : Ana kuvvetlendirici katı giriş uyumlama ve besleme devresi için hazırlanan elektromanyetik ölçüm devresi.

Şekil 3.20’de 2 numaralı kapı savak terminalini, 1 numaralı kapı konnektör bağlantısını 3, 4, 5 ve 6 numaralar ise besleme hattı üzerindeki kapasitör bağlantılarını göstermektedir.

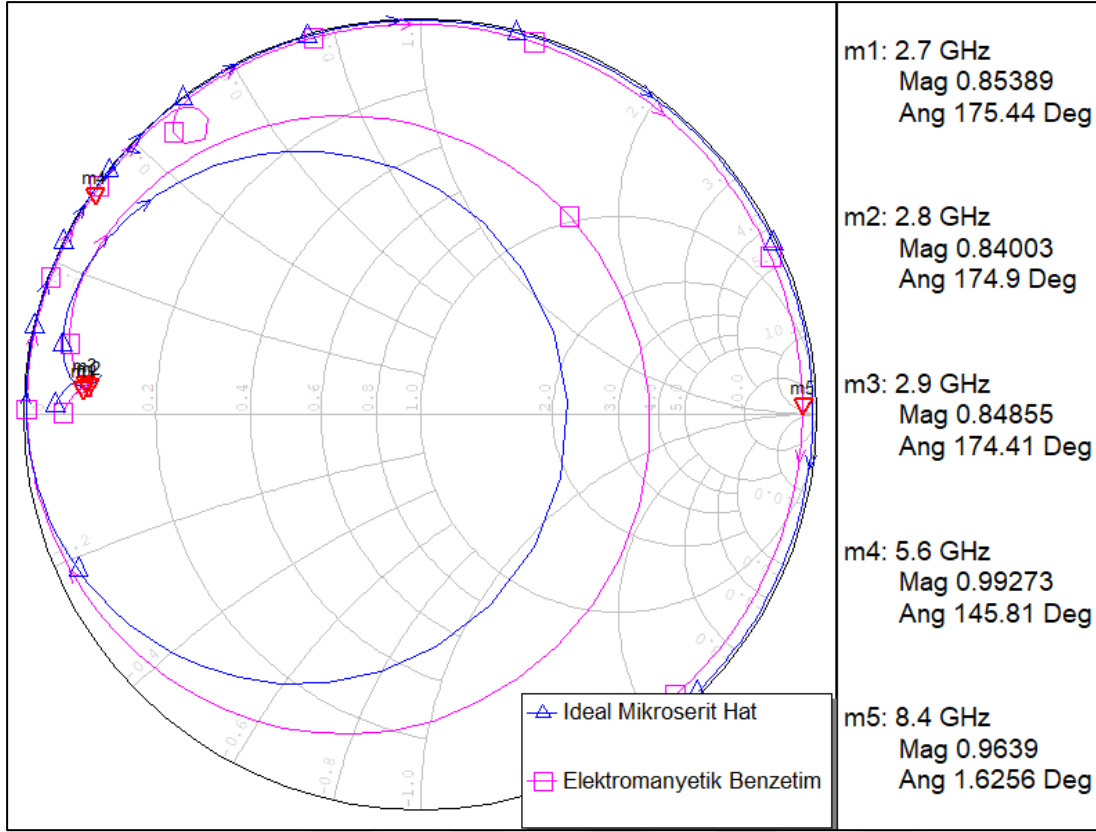
Şekil 3.21’de 1 numaralı kapı geçit terminalini, 2 numaralı kapı konnektör bağlantısını, 4, 5 numaralı kapılar arası direnç bağlantısını, geriye kalan 3, 6 ve 7. kapılar ise besleme hattı üzerindeki kapasitör bağlantılarını göstermektedir.

Elektromanyetik analiz sonrası ortaya çıkan sonuçlar incelendiğinde ideal mikroşerit hatlarla yapılan tasarıma göre bir miktar kayma yaşandığı gözlemlenmiştir. Elektromanyetik analiz sonucu çıkış uyumlama devresi empedans değerlerinde yaşanan değişiklik Şekil 3.22’de gösterilmiştir.



Şekil 3.22 : Ana kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama devresi için ideal mikroşeritli yapı ve elektromanyetik benzetim karşılaştırması.

Empedans değerlerinde yaşanan bu kaymayı düzeltebilmek için çıkış uyumlama devresi üzerinde optimizasyon yapılması gerekmektedir. Devre üzerinde yapılan en ufak değişiklik bile elektromanyetik analizin baştan yapılmasını gerektirdiği için meşakkatli ve uzun bir süreçtir. Yapılan iyileştirmeler sonrası istenilen değerlere ulaşan çıkış uyumlama devresinin karşılaştırma grafiği Şekil 3.23’te verilmiştir.



Şekil 3.23 : Ana kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama devresi için ideal mikroserit yapı ve optimize edilmiş elektromanyetik benzetim karşılaştırması.

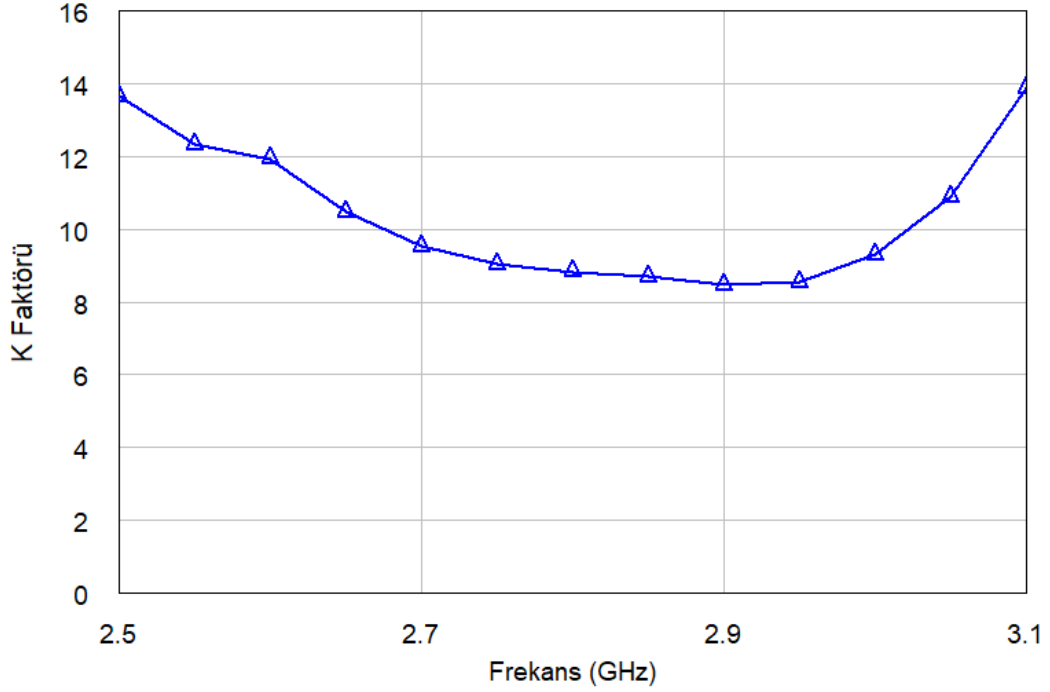
3.2.6 Ana kuvvetlendirici katı performans değerleri

Elektromanyetik analizin ve sonrasında yapılan optimizasyon işleminin ardından sıra devrenin performans parametrelerinin incelenmesine gelmiştir. Benzetim yoluyla AWR MWO üzerinden elde edilen sonuçlar devrenin kararlılığını, GEV ile savak veriminin frekans ve giriş gücüne bağlı değişimini, güç kazancını ve son olarak da harmonik ölçümünü içermektedir. Ölçümler sırasıyla aşağıda verilmiştir.

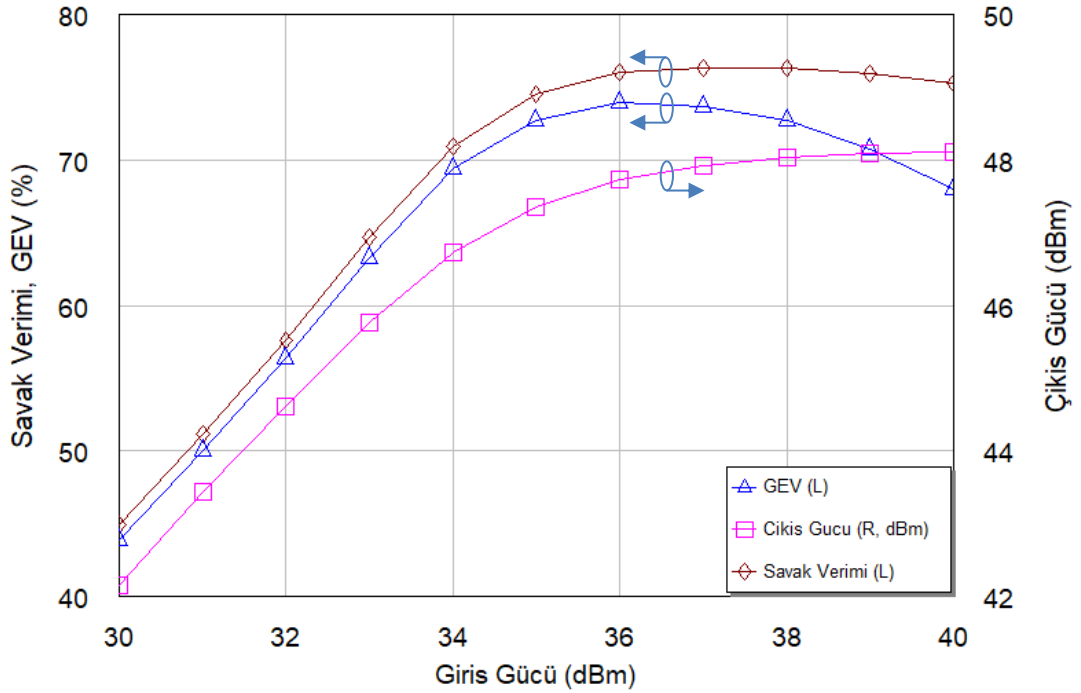
Şekil 3.24 devrenin kararlılık analizini göstermektedir. Kararlılık için Rollet koşulu kontrol edilmiştir. K faktörü bütün bant boyunca 1 değerinin üzerindedir. Böylelikle devrenin kararlılığıyla ilgili bir sorun olmadığı anlaşılmış ve bir sonraki ölçüme geçilmiştir.

Şekil 3.25 devrenin savak verimi, GEV ve çıkış gücünün giriş gücü ile nasıl değiştiğini göstermektedir. Ölçüm merkez frekans olan 2.8 GHz için yapılmıştır. 36 dBm giriş gücü için GEV %74, savak verimi ise %76 olarak çıkmaktadır. Çıkış gücü ise 47.7 dBm (~59 watt) olarak gözükmektedir.

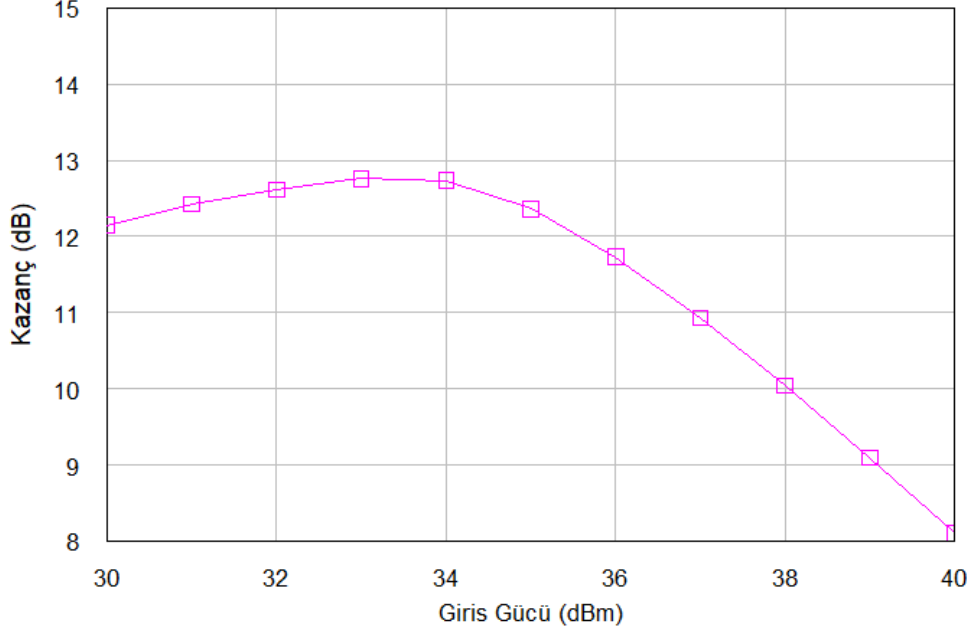
Şekil 3.26 devrenin giriş gücü ve kazanç ilişkisini göstermektedir. Doğrusallık için önemli bir kriter olan P1db'nin de ölçülebildiği bu grafikte kazancın yaklaşık 1 dB düştüğü nokta 36 dBm giriş gücü olarak bulunmuştur.



Şekil 3.24 : Ana kuvvetlendirici katı Rollet kararlılık koşulu analizi.

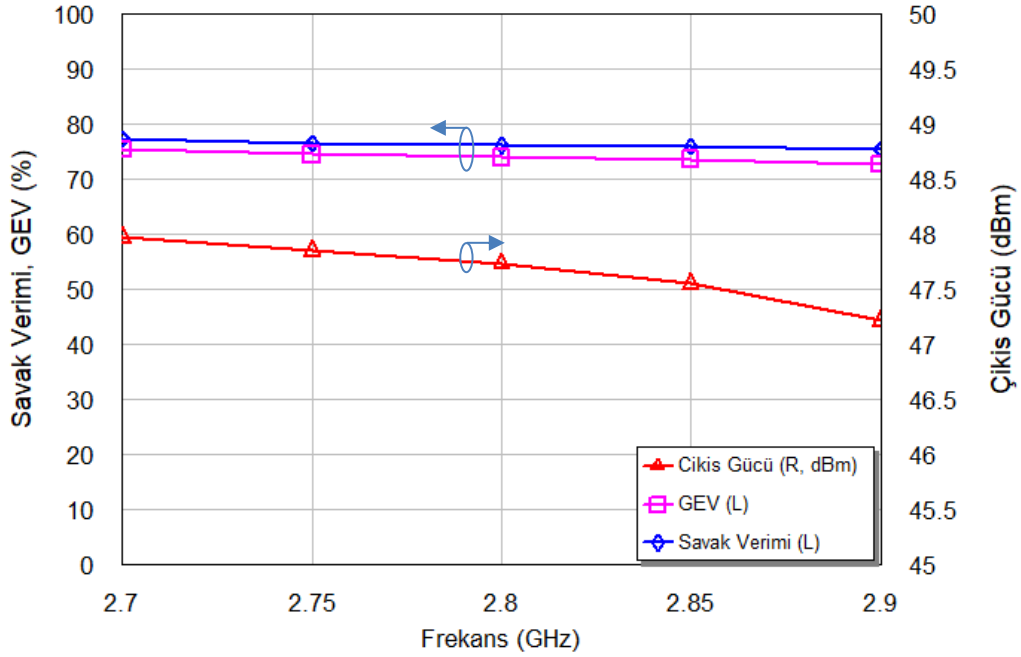


Şekil 3.25 : Ana kuvvetlendirici katı savak verimi, GEV ve çıkış gücünün giriş gücüne göre değişimi.



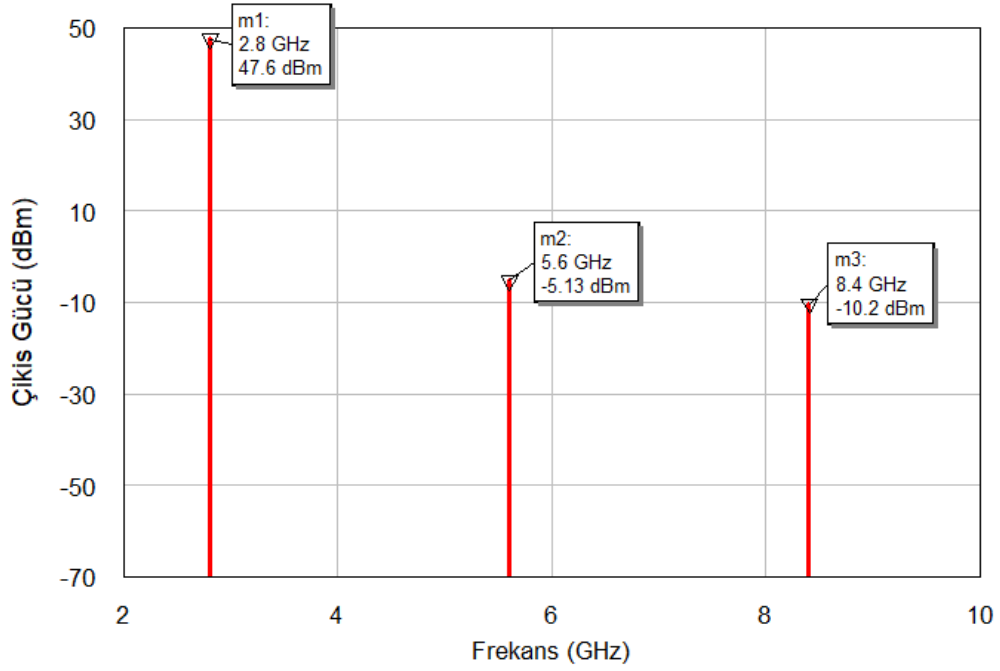
Şekil 3.26 : Ana kuvvetlendirici katı kazancının giriş gücüne göre değişimi.

Şekil 3.27 devrenin savak verimi, GEV ve çıkış gücünün frekansa bağlı nasıl değiştiğini göstermektedir. Ölçüm 36 dBm giriş gücü için yapılmıştır. Şekilde görüldüğü üzere bütün bant boyunca GEV için yaklaşık %74, savak verimi için ise %76 verim elde edilmektedir. Çıkış gücü ise 2.7 GHz için 48 dBm (63 watt) den başlayıp 2.9 GHz 'de 47.2 dBm (52.5 watt) seviyelerine gelmektedir.



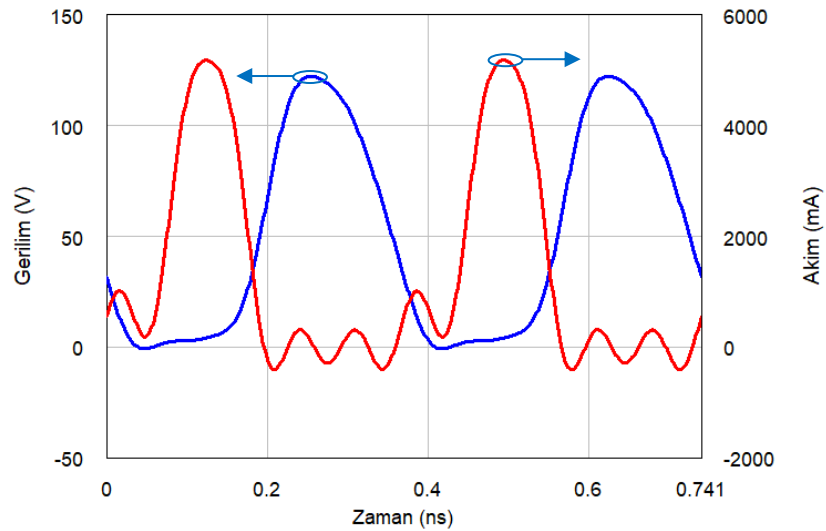
Şekil 3.27 : Ana kuvvetlendirici katı savak verimi, GEV ve çıkış gücünün frekansa göre değişimi.

Şekil 3.28 devrenin harmonik ölçüm sonuçlarını vermektedir. 2. harmonik işareti temel işarete göre 52.73 dB, 3. harmonik de temel işarete göre 57.8 dB aşağıdadır.

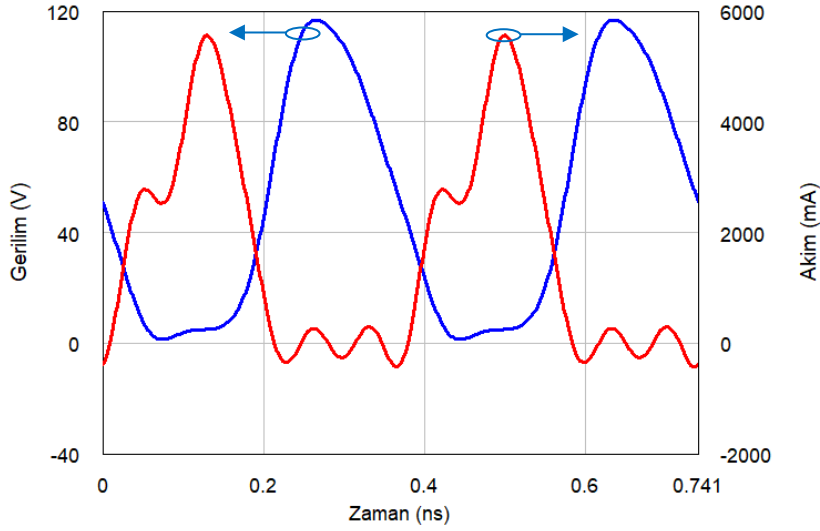


Şekil 3.28 : Ana kuvvetlendirici katı temel işaret ve harmonik güç seviyeleri.

Son olarak giriş ve çıkış uyumlama devrelerinin tasarımının ardından daha önce yükçek analizi sonrası incelediğimiz gerçek akım-gerilim grafiklerini tekrar incelenmiştir. Şekil 3.29 elektromanyetik analiz öncesi hazırlanan devre için Şekil 3.30 ise elektromanyetik analiz sonrası yeniden düzenlenen devre için elde edilen sonuçları göstermektedir.



Şekil 3.29 : Savak terminali gerçek akım-gerilim grafiği (Elektromanyetik analiz öncesi hazırlanan devresi için).



Şekil 3.30 : Savak terminali gerçek akım-gerilim grafiği (Elektromanyetik analiz sonrası optimize edilmiş devre için).

Grafiklerden anlaşıldığı üzere tasarım sürecinde devreye eklenen kayıplar, parazitik etkiler ve tasarlanan uyumlama devrelerinin bütün bant için ideal harmonik sonlandırılmıy gerçekteşirememesinden ötürü, ana hatları korunmakla beraber, ideal F sınıfı dalga formundan bir miktar sapma meydana gelmiştir.

3.3 Sürücü Kuvvetlendirici Katı Tasarımı

Sürücü katı tasarımı, güç katı tasarımıyla benzer adımları izlemektedir. Bu bölümde güç katı tasarımı bölümünde detaylıca bahsedilen yöntemlerin tekrarından kaçınılmış ve önemli noktalara değinilmiştir.

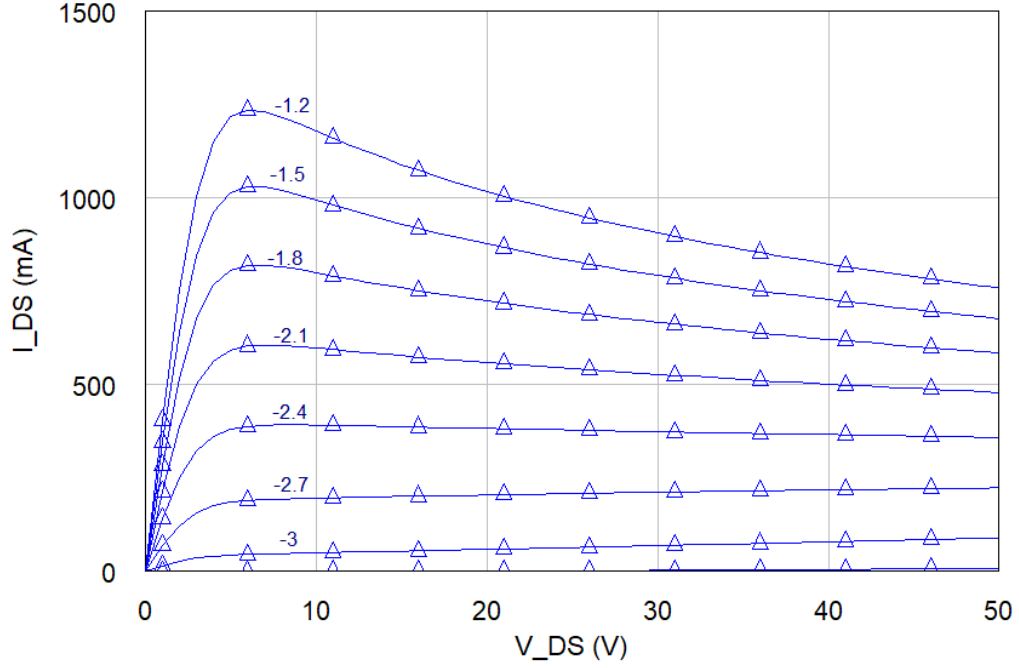
3.3.1 CGH40010 transistörü karakter analizi

Sürücü katı tasarım aşamalarında CGH40010 transistörü için CREE firmasının sağlamış olduğu CGH40010F_R6_VA_Rev2 kodlu en güncel sürüm doğrusal olmayan transistör modeli kullanılmıştır. Bu transistör için üretici tarafından verilen empedans değeri de Çizelge 3.5'te aktarılmıştır.

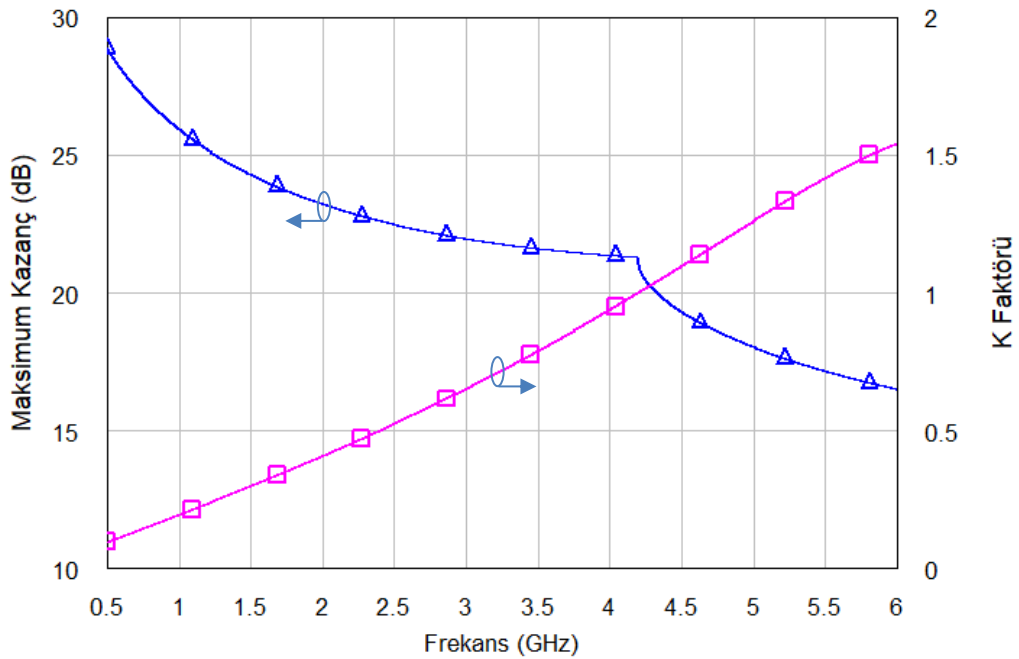
Çizelge 3.5 : CGH40010 için üretici tarafından sağlanan empedans değeri.

Frekans (MHz)	Z_{kaynak}	$Z_{yük}$
500	20.2+j16.18	51.7+j15.2
1000	8.38+j9.46	41.4+j28.5
1500	7.37+j0	28.15+j29
2500	3.19-j4.76	19+j9.2
3500	3.18-j13.3	14.6+j7.46

Transistör analizine öncelikle akım-gerilim eğrileri çizdirilerek başlanmıştır (Şekil 3.31). Bu eğrilerin incelenmesinin ardından devre sükûnette üzerinden 200 mA akım geçirecek şekilde ($V_{DS} = 28V$, $V_{GS} = -2.72V$) kutuplanmıştır. Ardından modelin doğruluğunun tespiti için maksimum kazanç ve kararlılık grafikleri çizdirilmiştir (Şekil 3.32).



Şekil 3.31 : CGH40010 transistörü akım-gerilim eğrileri

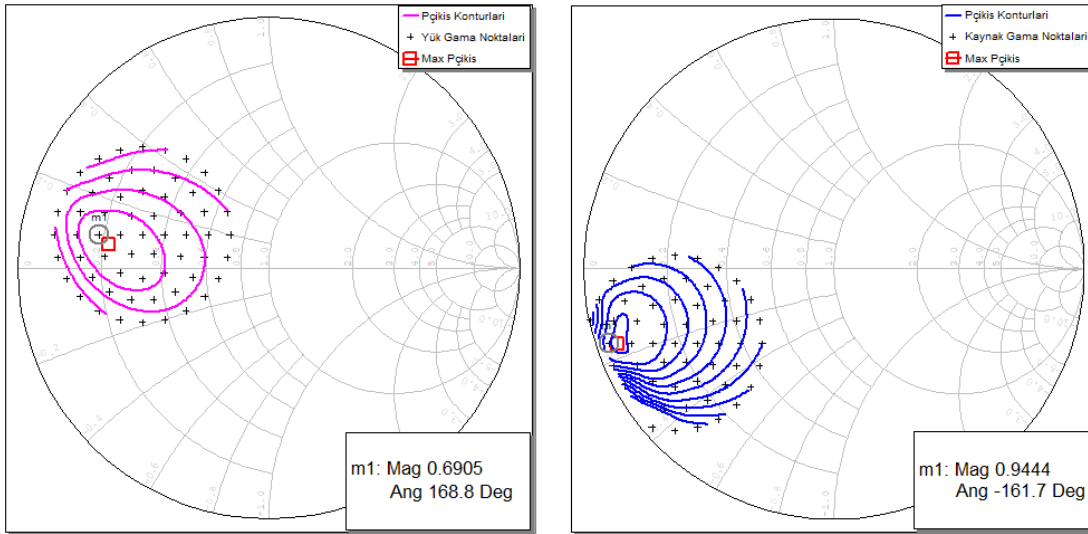


Şekil 3.32 : Maksimum kazanç-kararlılık grafiği

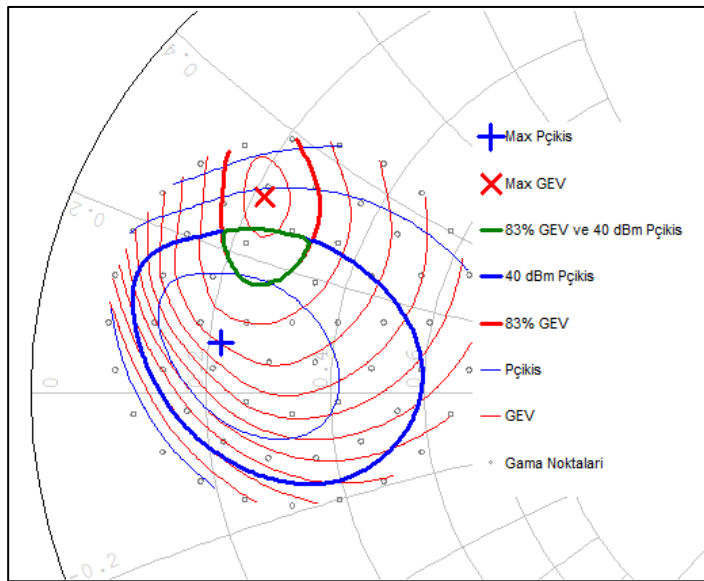
Teknik dokümanla çizdirilen grafiklerin karşılaştırılmasından sonra modelin sağlıklı çalıştığına karar verilmiş ve yük-çek analizine geçilmiştir.

3.3.2 Sürücü kuvvetlendirici katı yük-çek (Load-Pull) analizi

Sürücü katı için maksimum verim ve maksimum güç arasındaki al-ver dengesini irdeleyebilmek için merkez ve harmonik frekanslarda yük-çek analizi uygulanmıştır. Analizler güç katında olduğu gibi iç içe ölçümler yapılarak bulunmuştur. Temel frekans için analiz sonucu elde edilen grafikler aşağıdaki gibidir.



Şekil 3.33 : Sürücü kuvvetlendirici katı çıkış gücü konturları, yük tarafı (sol), kaynak tarafı (sağ), ($f=2.8\text{GHz}$, $P_{\text{giriş}}=25\text{ dBm}$).



Şekil 3.34 : Sürücü kuvvetlendirici katı yük tarafı çıkış gücü ve GEV konturları, ($f=2.8\text{GHz}$, $P_{\text{giriş}}=25\text{ dBm}$).

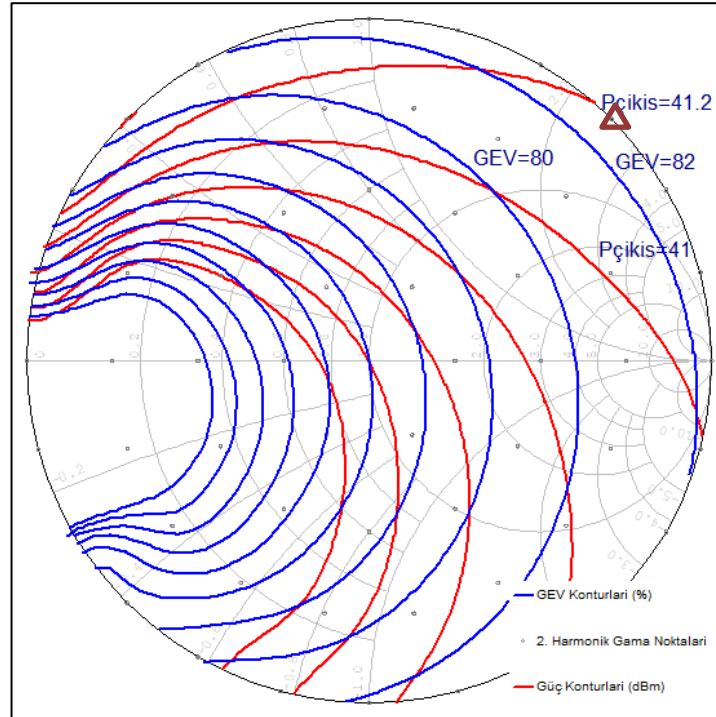
İlk aşamada temel frekans için giriş ve çıkış yansıma katsayıları belirlendikten sonra elde edilen değerler yük-çek analiz devresine yazılarak çıkış tarafı 2. ve 3. harmonikler için aynı işlem tekrar edilmiştir. Harmonikler için bulunan değerler tekrar yük-çek analizine girilerek aynı işlem temel frekans ve giriş tarafı 2. harmonik için tekrar edilmiştir. Bu işlem giriş ve çıkış tarafları için bu şekilde birkaç defa tekrarlandıktan sonra optimum değerlere ulaşılmıştır.

Tasarım isterlerine göre belirlenen bir kesişim kümesi Şekil 3.34 üzerinde yeşil ile işaretlenmiştir. 83% GEV ve 40 dBm çıkış gücünü sağlayan bu empedans değerleri diğer temel frekans değerleri ve kaynak tarafı için de hesaplanıp Çizelge 3.6'da aktarılmıştır.

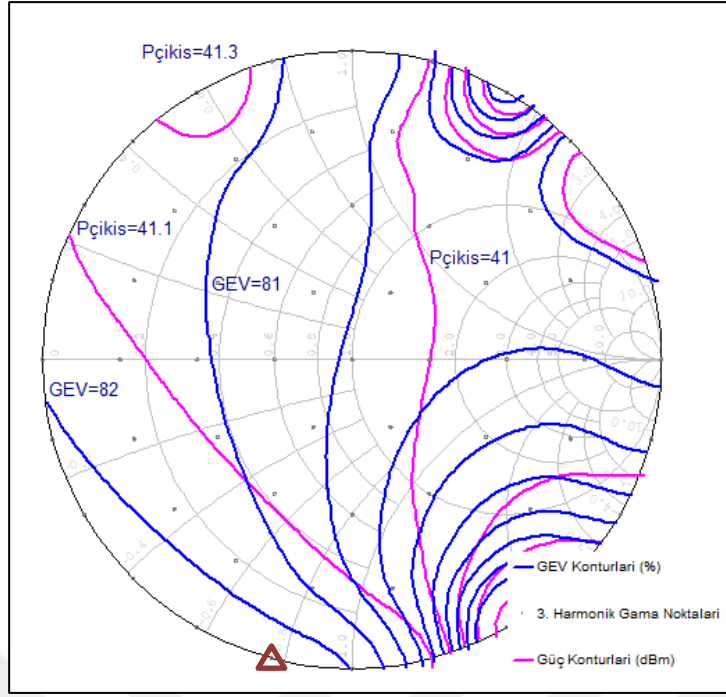
Çizelge 3.6 : CGH40010 için optimum kaynak ve yük empedansları.

Frekans (GHz)	Z_{kaynak}	$Z_{yük}$
2.7	1.3-j5.69	11.4+j9.66
2.8	2.69-j7.45	11.27+j7.95
2.9	2.41-j7.9	11.85+j10.23

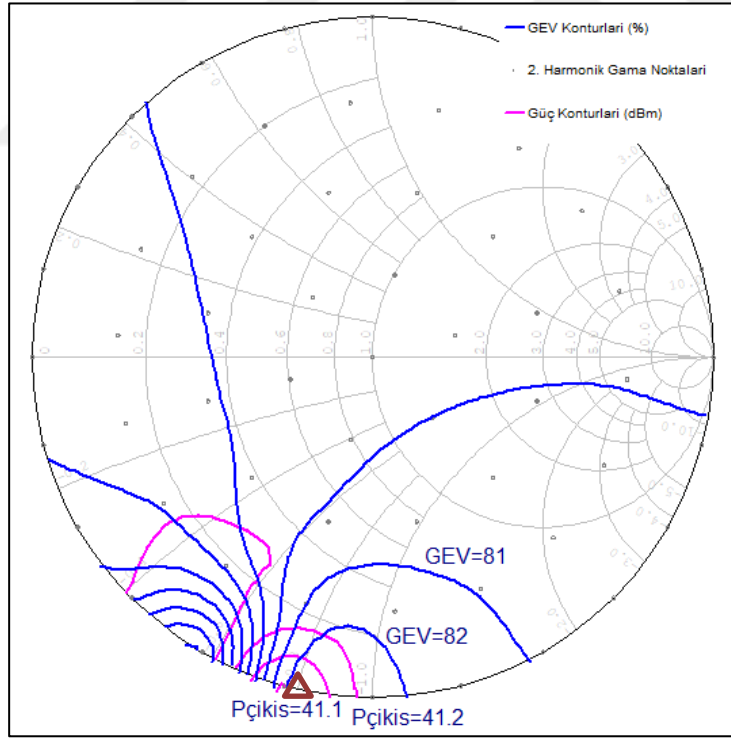
Harmonikler için elde edilen yük-çek analiz sonuçları Şekil 3.35, 3.36 ve 3.37'de verilmiştir. Harmonikler için seçilen empedans değerleri şekil üzerinde işaretlenmiştir. Grafikler merkez frekans olan 2.8 GHz'in harmoniklerini göstermektedir.



Şekil 3.35 : Sürücü kuvvetlendirici katı yük tarafı 2. harmonik empedansın GEV ve çıkış gücü üzerindeki etkisi, ($f=5.6$ GHz, $P_{giriş}=25$ dBm).



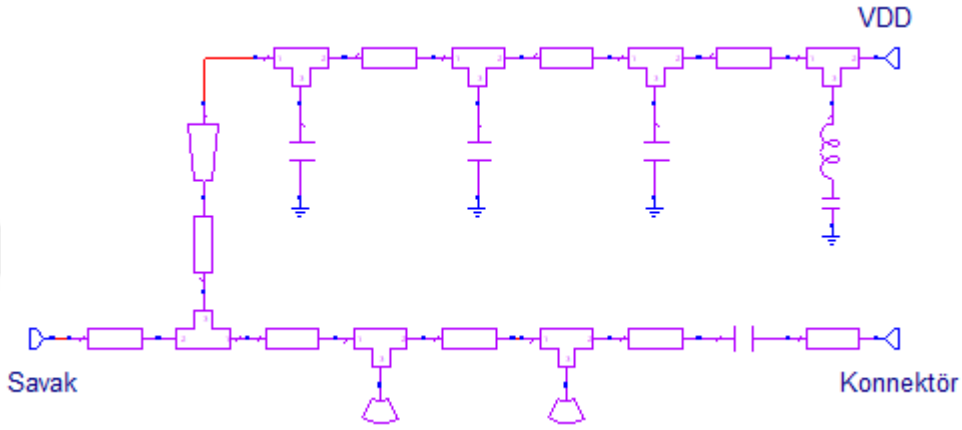
Şekil 3.36 : Sürücü kuvvetlendirici katı yük tarafı 3. harmonik empedansın GEV ve çıkış gücü üzerindeki etkisi, ($f=8.4$ GHz, $P_{giriş}=25$ dBm).



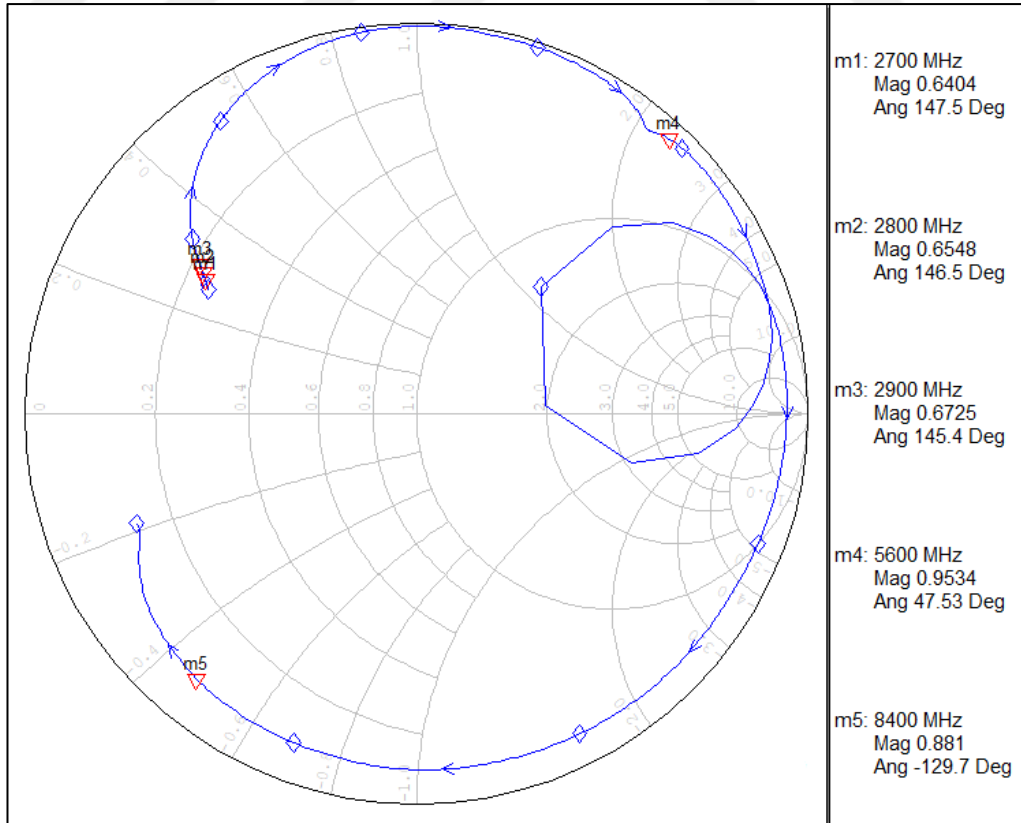
Şekil 3.37 : Sürücü kuvvetlendirici katı kaynak tarafı 2. harmonik empedansın GEV ve çıkış gücü üzerindeki etkisi, ($f=5.6$ GHz, $P_{giriş}=25$ dBm).

3.3.3 Sürücü kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama ve besleme devresi tasarımı

Sürücü kuvvetlendirici katı çıkışı için uyumlama devresi tasarlanırken bir önceki bölümde yük-çek analizi sonrası bulunan değerler referans alınmıştır. Ana kol üzerinde daha geniş bant sağlayabilmesi adına iki adet dairesel yanıl hat kullanılmıştır. Tasarlanan devrenin şematiği Şekil 3.38’de (detaylı hali için bkz. Şekil A.3) ve S_{11} grafiği Şekil 3.39’da verilmiştir. S_{11} grafiğinden gözükeceği üzere yük-çek analizinde hedeflenen çıkış empedansı değerleri yakalanmıştır.



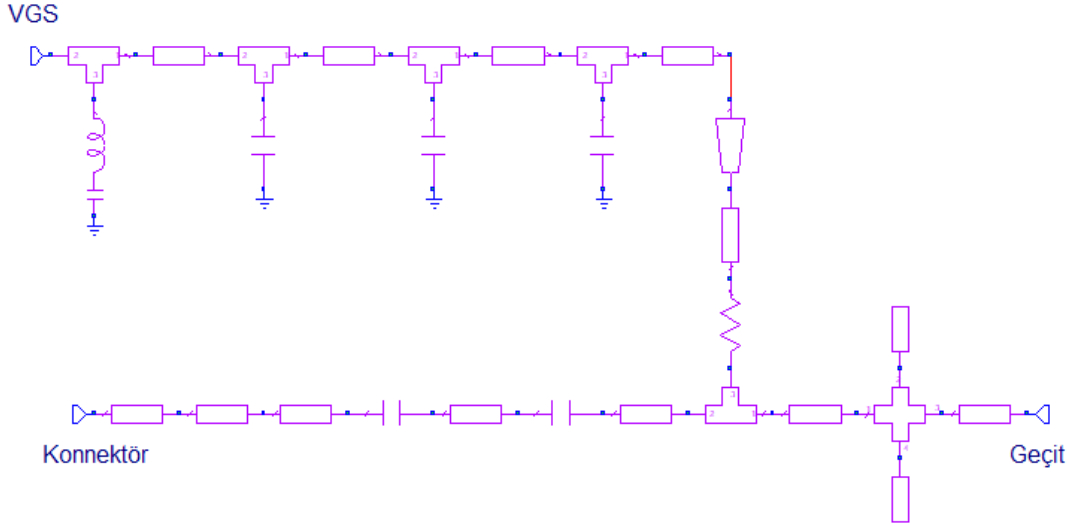
Şekil 3.38 : Sürücü kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama ve besleme devresi.



Şekil 3.39 : Sürücü kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama devresi S_{11} grafiği.

3.3.4 Sürücü kuvvetlendirici katı giriş uyumlama ve besleme devresi tasarımı

Giriş kısmı için daha önce yapıldığı gibi alçak geçiren temelli bir uyumlama devresi planlanmıştır. Besleme hattının sonuna kararlılığı arttırması adına seri bir direnç bağlanmıştır. Mikroşerit hatlarla hazırlanan devre Şekil 3.40'ta (detaylı hali için bkz. Şekil A.4) verilmiştir.



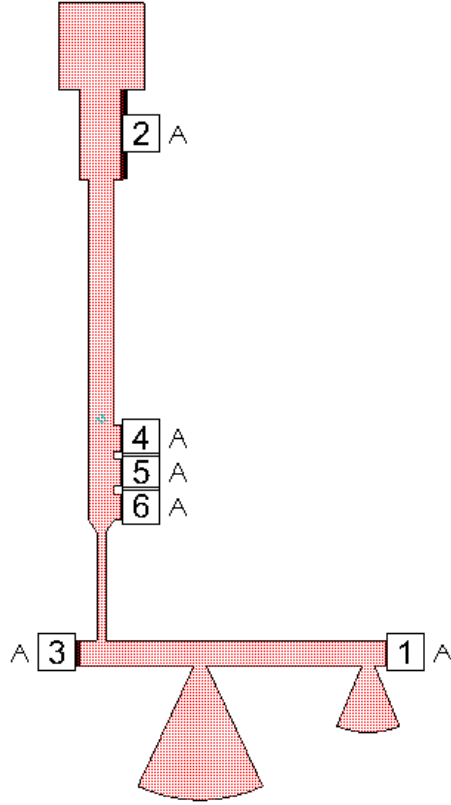
Şekil 3.40 : Sürücü kuvvetlendirici katı giriş uyumlama ve besleme devresi.

3.3.5 Sürücü kuvvetlendirici katı elektromanyetik analiz

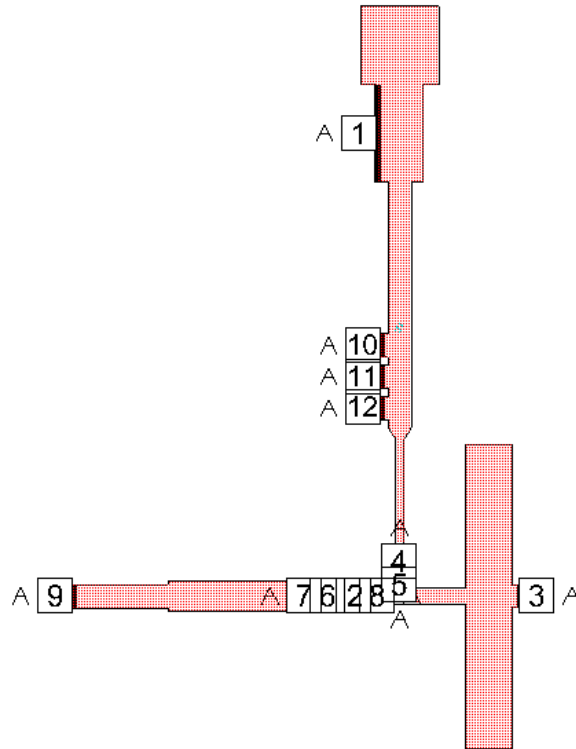
Uyumlama devrelerinin tasarımından sonra bir sonraki adım olan elektromanyetik analiz kısmına geçilmiştir. Elektromanyetik analiz sonrası ideal mikroşerit hatlarla yapılan tasarıma göre bir miktar sapma olduğu gözlemlenmiş ve optimizasyon yapılarak mümkün olduğunca düzeltilmiştir.

Şekil 3.41'de 3 numaralı kapı savak terminalini, 1 numaralı kapı konnektör bağlantısını 2, 4, 5 ve 6 numaralar ise besleme hattı üzerindeki kapasitör bağlantılarını göstermektedir.

Şekil 3.42'de 3 numaralı kapı geçit terminalini, 9 numaralı kapı konnektör bağlantısını, 4-5 numaralı kapılar arası direnç bağlantısını, 2-8 ve 6-7 kapıları arası ana hat üzerindeki kapasitör bağlantılarını ve geriye kalan 1, 10, 11 ve 12. kapılar ise besleme hattı üzerindeki kapasitör bağlantılarını göstermektedir.



Şekil 3.41 : Sürücü kuvvetlendirici katı çıkış uyumlama ve besleme devresi için hazırlanan elektromanyetik ölçüm devresi.



Şekil 3.42 : Sürücü kuvvetlendirici katı giriş uyumlama ve besleme devresi için hazırlanan elektromanyetik ölçüm devresi.

3.3.6 Sürücü kuvvetlendirici katı performans değerleri

Sürücü kuvvetlendirici katı için AWR MWO üzerinde yapılan benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir.

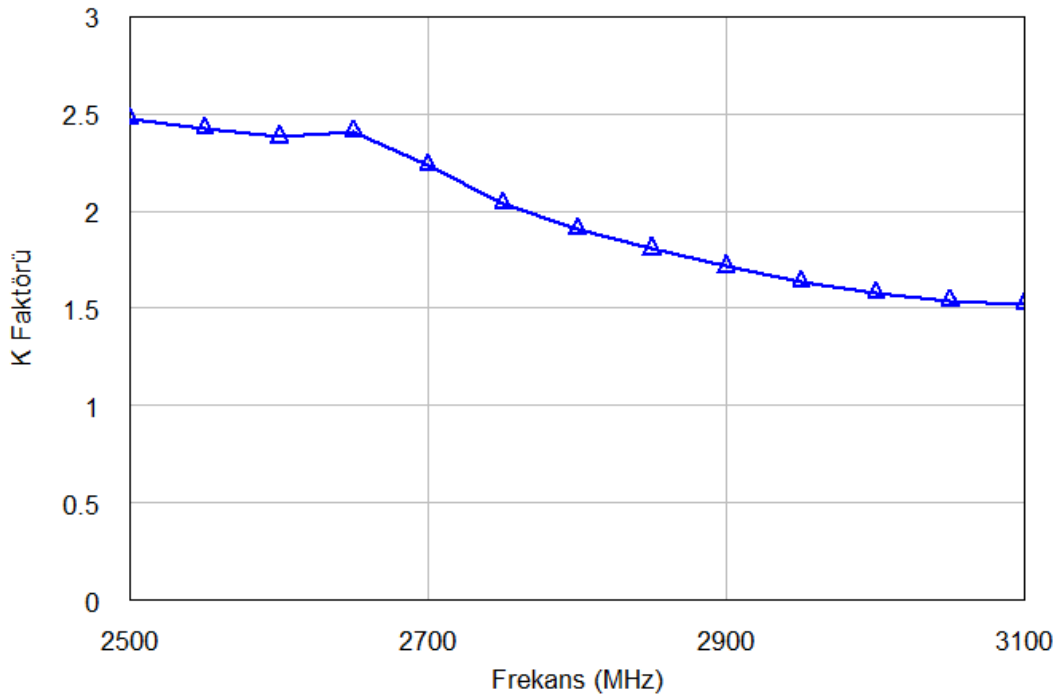
Şekil 3.43 devrenin kararlılık analizini göstermektedir. K faktörü bütün bant boyunca 1 değerinin üzerindedir.

Şekil 3.44 devrenin savak verimi, GEV ve çıkış gücünün giriş gücü ile nasıl değiştiğini göstermektedir. Ölçüm merkez frekans olan 2.8 GHz için yapılmıştır. 25 dBm giriş gücü için GEV %80, savak verimi ise %82.8 olarak çıkmaktadır. Çıkış gücü ise 39.5 dBm (~8.9 watt) olarak gözükmektedir.

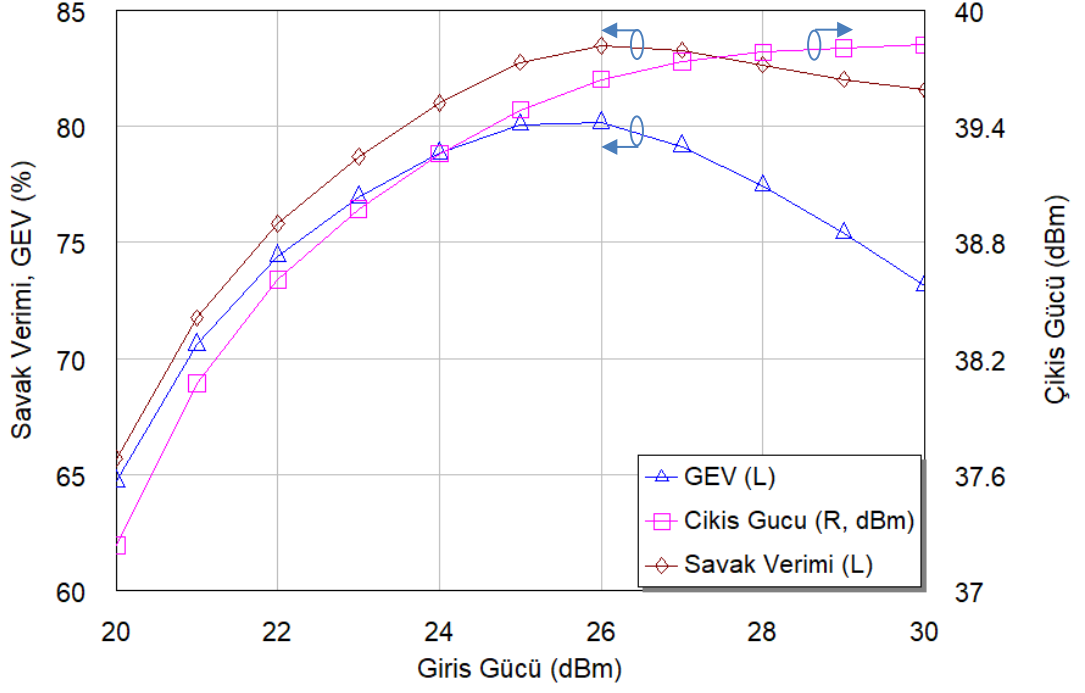
Şekil 3.45 devrenin giriş gücü ve kazanç ilişkisini göstermektedir.

Şekil 3.46 devrenin savak verimi, GEV ve çıkış gücünün frekansa bağlı nasıl değiştiğini göstermektedir. Ölçüm 25 dBm giriş gücü için yapılmıştır. Şekilde görüldüğü üzere bütün bant boyunca GEV için yaklaşık %80, savak verimi için ise %82 verim elde edilmektedir. Çıkış gücü ise 2.7 GHz için 39.6 dBm (9.1 watt) den başlayıp 2.9 GHz 'de 38.5dBm (7 watt) seviyelerine gelmektedir.

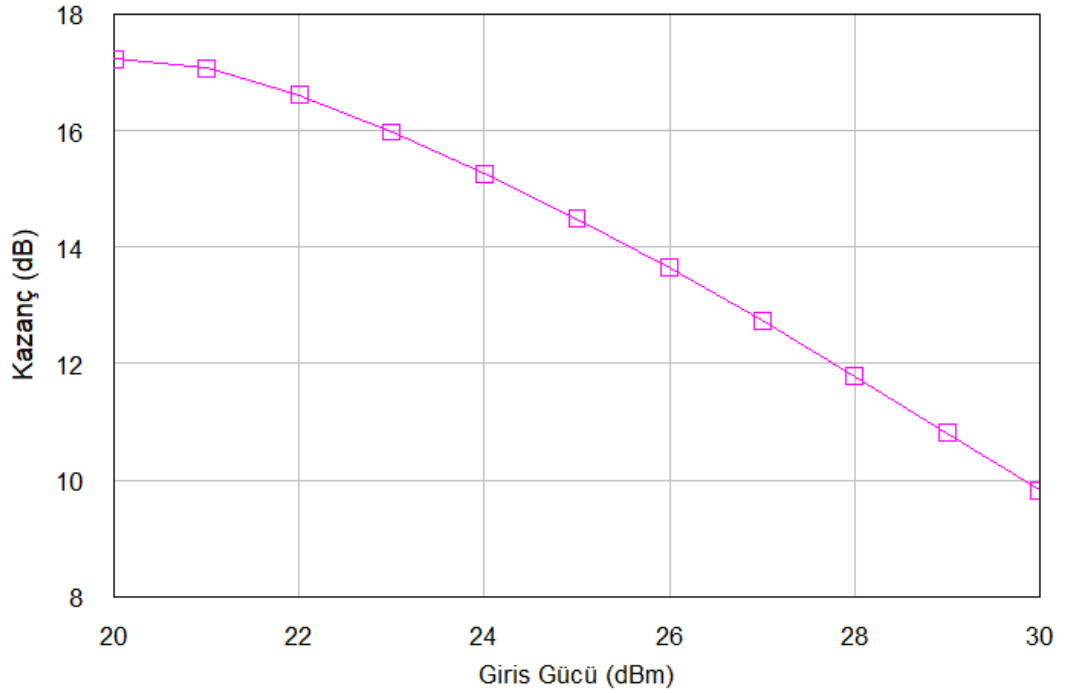
Şekil 3.47 devrenin harmonik ölçüm sonuçlarını vermektedir. 2. harmonik işareti temel işarete göre 31.7 dB, 3. harmonik de temel işarete göre 25.6 dB aşağıdadır.



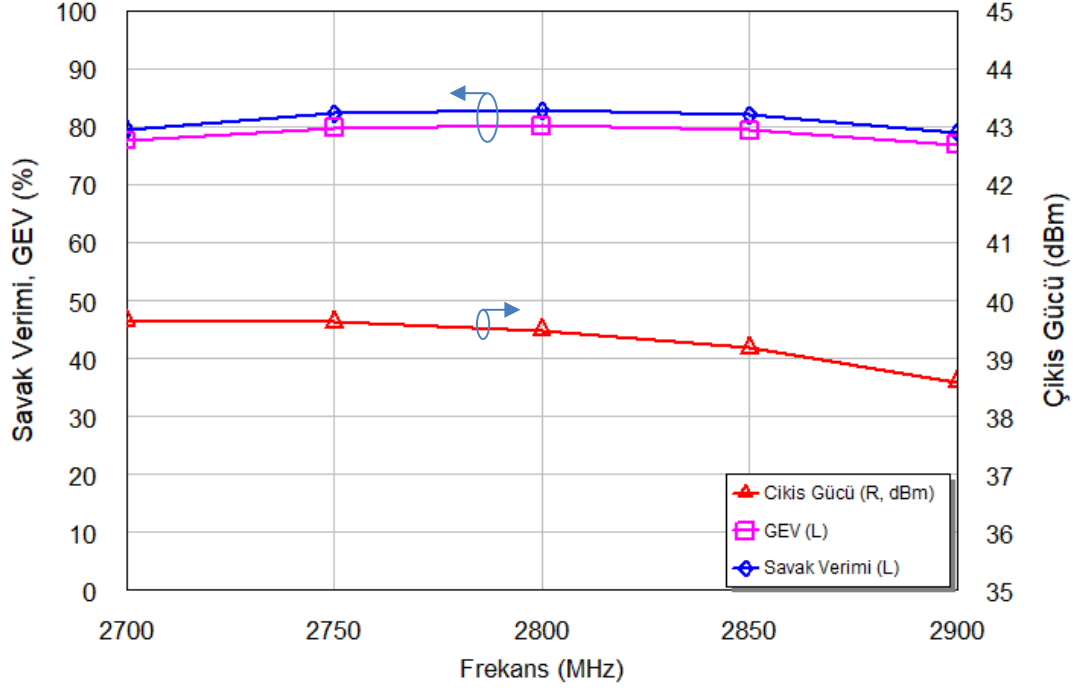
Şekil 3.43 : Sürücü kuvvetlendirici katı Rollet kararlılık koşulu analizi.



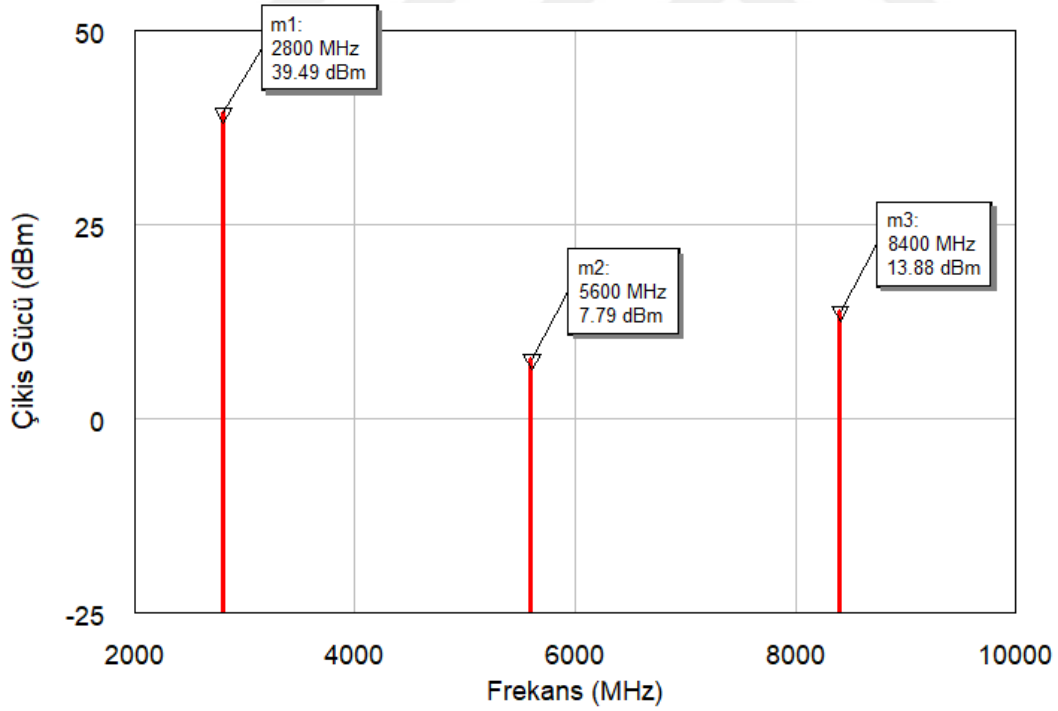
Şekil 3.44 : Sürücü kuvvetlendirici katı savak verimi, GEV ve çıkış gücünün giriş gücüne göre değişimi.



Şekil 3.45 : Sürücü kuvvetlendirici katı kazancının giriş gücüne göre değişimi.



Şekil 3.46 : Sürücü kuvvetlendirici katı savak verimi, GEV ve çıkış gücünün frekansa göre değişimi.



Şekil 3.47 : Sürücü kuvvetlendirici katı temel işaret ve harmonik güç seviyeleri.

3.4 İki Katlı Kuvvetlendiricinin Birleştirilmesi ve Performans Değerleri

Ana ve sürücü kuvvetlendirici katı tasarımlarının ayrı ayrı tamamlanmasının ardından sıra bu iki ayrı devreyi bir araya getirip benzetim yöntemiyle değerlendirmeye gelmiştir. Daha önce bahsedildiği gibi modüler ve kolay test edilebilir olması için ayrı ayrı 50 Ω çıkış empedansına uyulanacak şekilde tasarlanan sürücü ve güç katı devrelerinin birleştirilmesi bu yüzden kolay olmuştur. İki kat arasına yerleştirilen bir kapasitör sayesinde sürücü katının çıkışı ile güç katının girişi arasındaki besleme gerilimleri birbirinden ayrılmıştır.

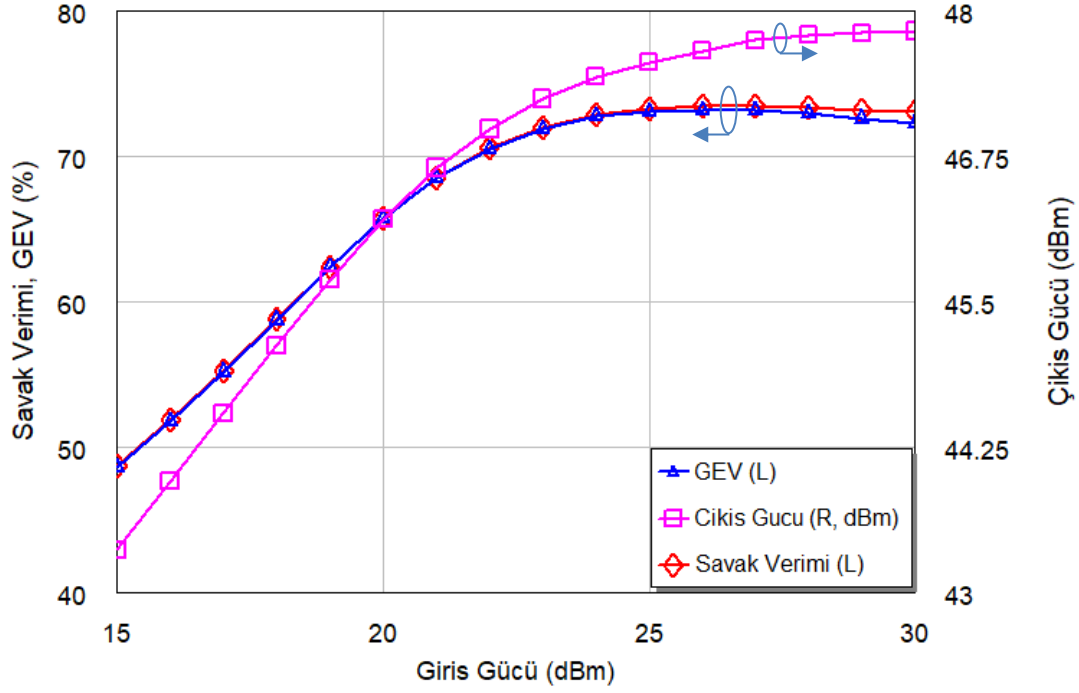
Benzetim yoluyla ayrı ayrı performans analizine tabi tuttuğumuz sürücü ve güç katlarının birleşim sonrası sergileyecekleri davranışları gözlemleyebilmek adına birleşik iki katlı devre için de performans benzetimleri yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar aşağıdaki grafiklerde verilmiştir. Bu grafikler devrenin üretim sonrası yapılacak ölçümü ile ortaya çıkacak gerçek değerlerle kıyaslanacağı için önemlidir.

Yapılan ilk benzetim devrenin savak verimi, GEV ve çıkış gücünün giriş gücü ile nasıl değiştiğini göstermektedir (Şekil 3.48). Ölçüm merkez frekans olan 2.8 GHz için yapılmıştır. 25 dBm giriş gücü için GEV %73.1, savak verimi ise %73.3 olarak çıkmaktadır. Çıkış gücü ise 47.56 dBm (~57 watt) olarak gözükmektedir.

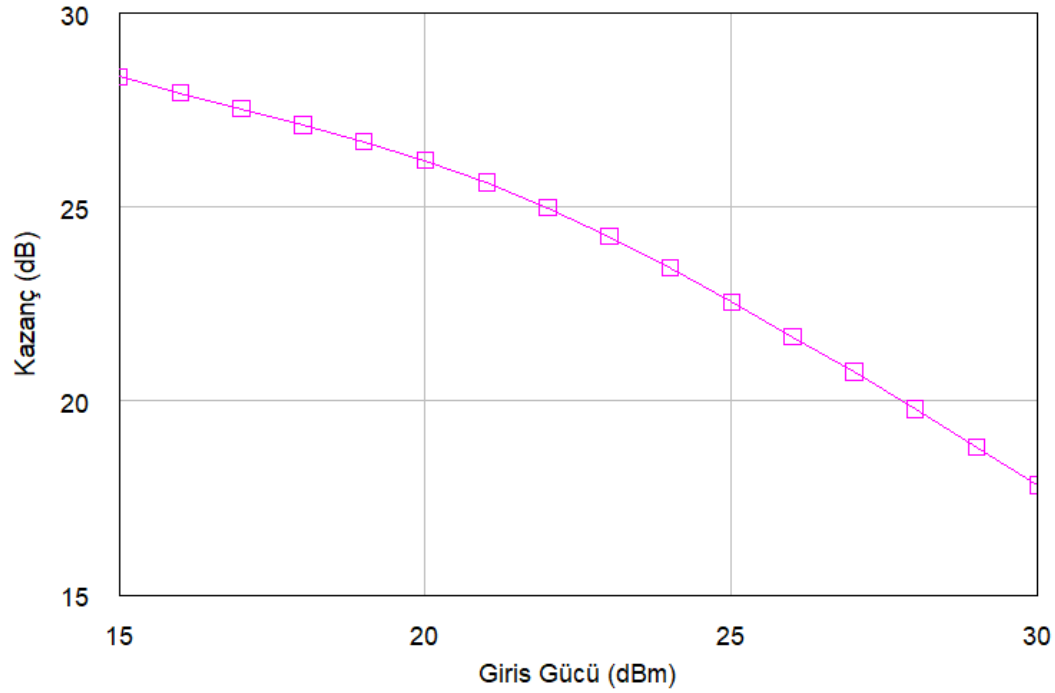
Şekil 3.49 devrenin giriş gücü ve kazanç ilişkisini göstermektedir.

Şekil 3.50 devrenin savak verimi, GEV ve çıkış gücünün frekansa bağlı nasıl değiştiğini göstermektedir. Ölçüm 25 dBm giriş gücü için yapılmıştır. Şekilde ilk göze çarpan etki devrenin savak verimi ile GEV arasında neredeyse hiç fark olmamasıdır. Bunun sebebi neredeyse 57 wattlık çıkış gücüne karşılık 0.3 watt'a tekabül eden 25 dBm'lik giriş gücünün fark oluşturmayacak kadar küçük olmasıdır. Şekilden görülebileceği üzere bandın başlangıcında ve ortalarına kadar %75'lik bir verim sağlanmışken bandın sonuna doğru bu oran %70 seviyesine doğru gerilemiştir. Çıkış gücü ise 2.7 GHz için 47.9 dBm (61.6 watt) den başlayıp 2.9 GHz 'de 47.6 dBm (57.5 watt) seviyelerine gelmektedir.

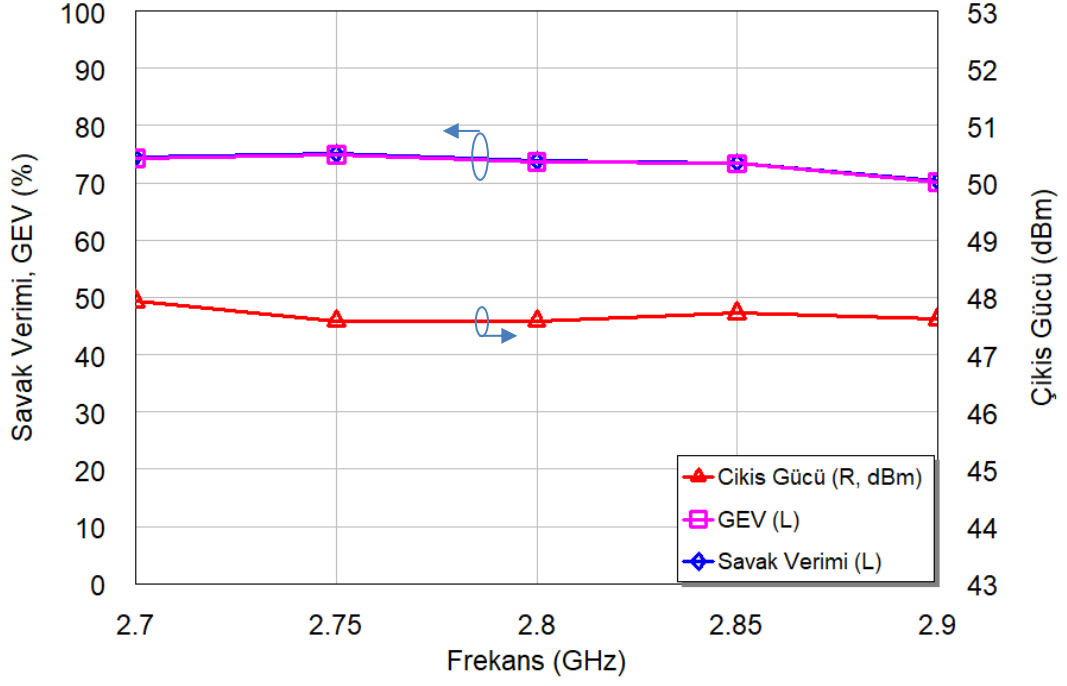
Son olarak Şekil 3.51 ise devrenin harmonik ölçüm sonuçlarını vermektedir. 2. harmonik işareti temel işarete göre 52.5 dB, 3. harmonik de temel işarete göre 59.1 dB aşağıdadır.



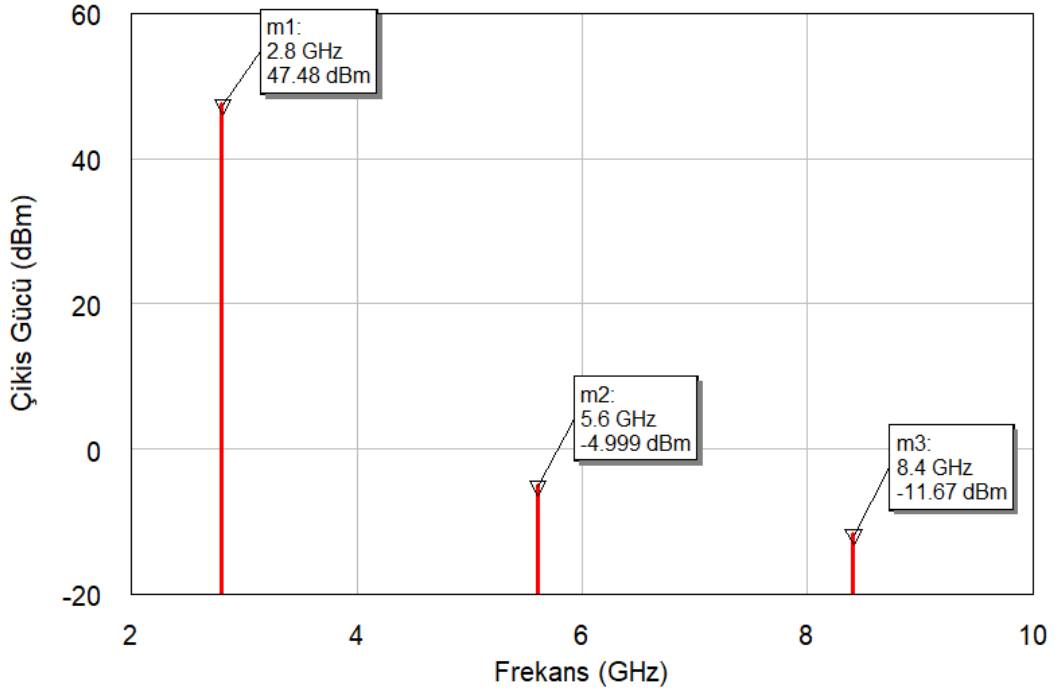
Şekil 3.48 : Birleşik devre savak verimi, GEV ve çıkış gücünün giriş gücüne göre değişimi.



Şekil 3.49 : Birleşik devre kazancının giriş gücüne göre değişimi.



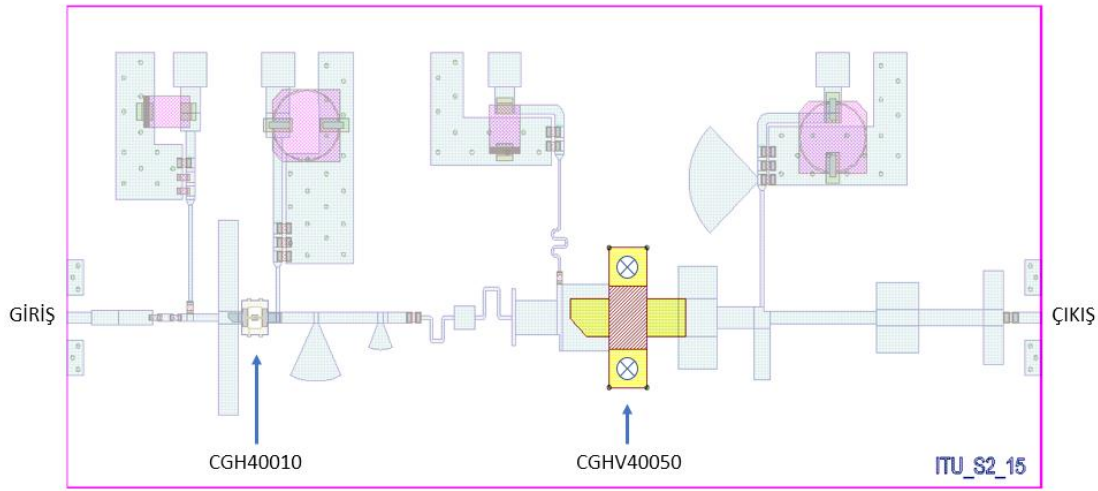
Şekil 3.50 : Birleşik devre savak verimi, GEV ve çıkış gücünün frekansa göre değişimi.



Şekil 3.51 : Birleşik devre temel işaret ve harmonik güç seviyeleri.

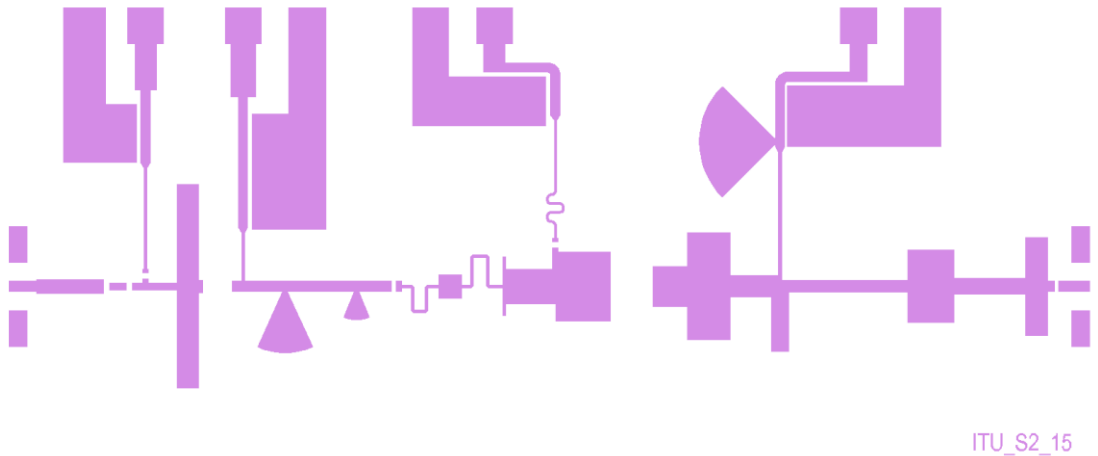
3.5 Devrenin Serimi

Tasarlanan iki katlı kuvvetlendiricinin benzetim sonuçlarının, tasarım gereksinimlerini karşıladığının görülmesinin ardından bir sonraki adım olan serim aşamasına geçilmiştir. Şekil 3.52 AWR MWO üzerinde bir araya getirilen nihai devrenin serimini göstermektedir. Besleme hatlarının uzunlukları ve şekilleri eklenecek kapasitörler de dikkate alınarak düzenlenmiştir. Besleme bağlantılarının ve kapasitörlerin toprak uçlarının bağlanacağı padler de yerleştirildikten sonra devre son halini almıştır.



Şekil 3.52 : Devrenin serimi.

Şekil 3.53 ise hazırlanan devre kartının üst bakır tabakasının 2 boyutlu gerber çıktısını göstermektedir. Baskı devre üretimi için standart olan vektörel gerber dosyalarının da hazırlanmasının ardından serim işlemi sona ermiş ve devrenin gerçekleşmesi aşamasına geçilmiştir.

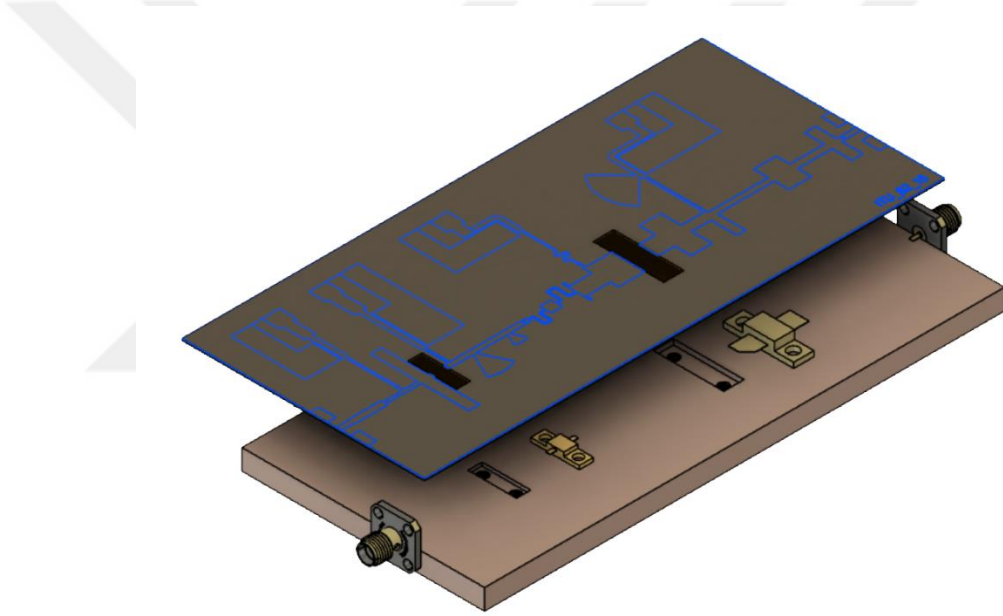


Şekil 3.53 : Üst bakır tabakası serimi.

3.6 Devrenin Gerçeklenmesi

Hazırlanan devre kartlarının üretimi LPKF firmasına ait kazıma tekniği kullanan cihazlar kullanılarak yapılmıştır. Sahip olduğu 1 μm hassasiyetle devre üzerindeki ince hatları güvenilir bir şekilde üretme kabiliyetine sahip oluşu ve hızlı prototipleme imkânı sunduğu için bu üretim tercihi yapılmıştır.

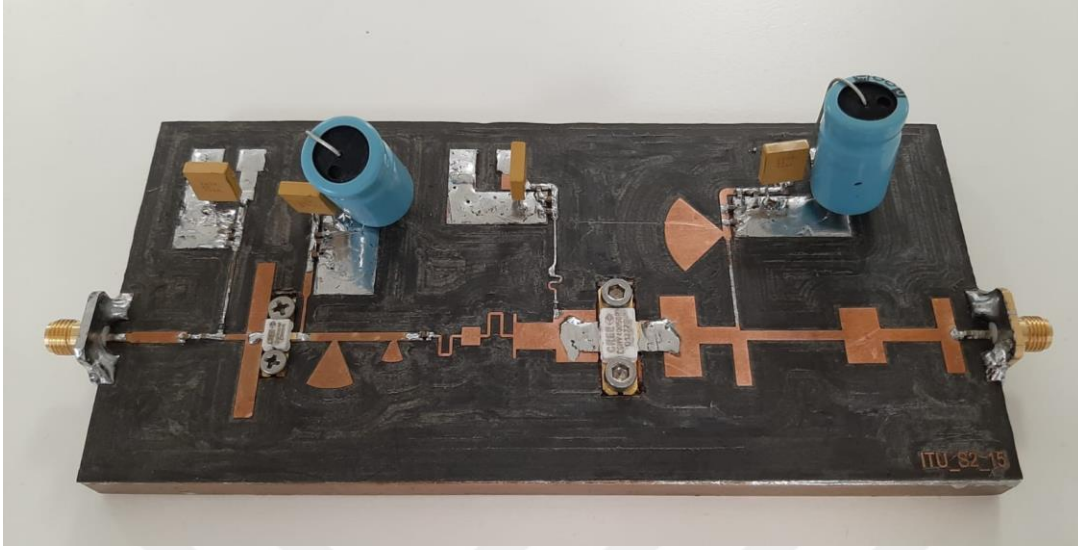
Devre kartının ısı iletim kabiliyetinin artırılabilmesi ve böylece daha sağlıklı çalışabilmesi adına devre kartının üzerine oturacağı bakır bir plaka da tasarlanıp ürettirilmiştir. Bakır plaka, üzerindeki transistör için hazırlanmış açıklıklar ve devre kartının 3 boyutlu çizimi Şekil 3.54’te verilmiştir. Görsel anlaşılabilmesi açısından katmanlara ayrılmış şekilde verilmiştir.



Şekil 3.54 : Bakır plaka, konnektörler ve devre kartı 3 boyutlu çizimi.

Kartın ve bakır plakanın hazırlanmasından sonra sıra devre elemanlarının montajlanmasına gelmiştir. Bu aşamada transistörlerin montajlanmasına özellikle dikkat edilmesi gerekmektedir çünkü topraklamada oluşabilecek olası dengesizlikler devrede performans kayıplarına yol açabilmektedir (Sowlati ve diğ., 1995). Transistörün alt kısmında bulunan kaynak terminalinin toprağa bağlanması gerekmektedir. Transistörler vidayla sabitlenebilir bir kılıf yapısına sahip olmalarına rağmen kaynak ile bakır plaka arasına ekstradan krem lehim sürülerek toprak bağlantısı kuvvetlendirilmiştir. Pasif elemanların ve SMA konnektörlerin de

montajından sonra ölçüme hazır hale gelen devrenin fotoğrafı Şekil 3.55'teki gibidir. Devre üzerinde kullanılan elemanların listesi ekler bölümü Çizelge B.1'de verilmiştir.



Şekil 3.55 : Montajı tamamlanmış devre kartı.

3.7 Ölçüm

Montaj işleminin tamamlanmasının ardından devrenin ölçüm işlemine geçilmiştir. Montaj konusunda olduğu gibi GaN transistörler ölçüm esnasında da özel ilgi istemektedirler. GaN HEMT transistörleri azalma (depletion) modlu oldukları için 0V geçit geriliminde iletimdedirler. Bu sebeple transistöre olası bir zarar vermemek adına kutuplama işlemi yapılırken izlenmesi gereken bir sıralama vardır. Öncelikle bütün bağlantılar güç kaynakları kapalıyken yapılmalıdır. Olası bir probleme karşı güç kaynaklarının akımları limitlenmelidir (Url-4, 2017).

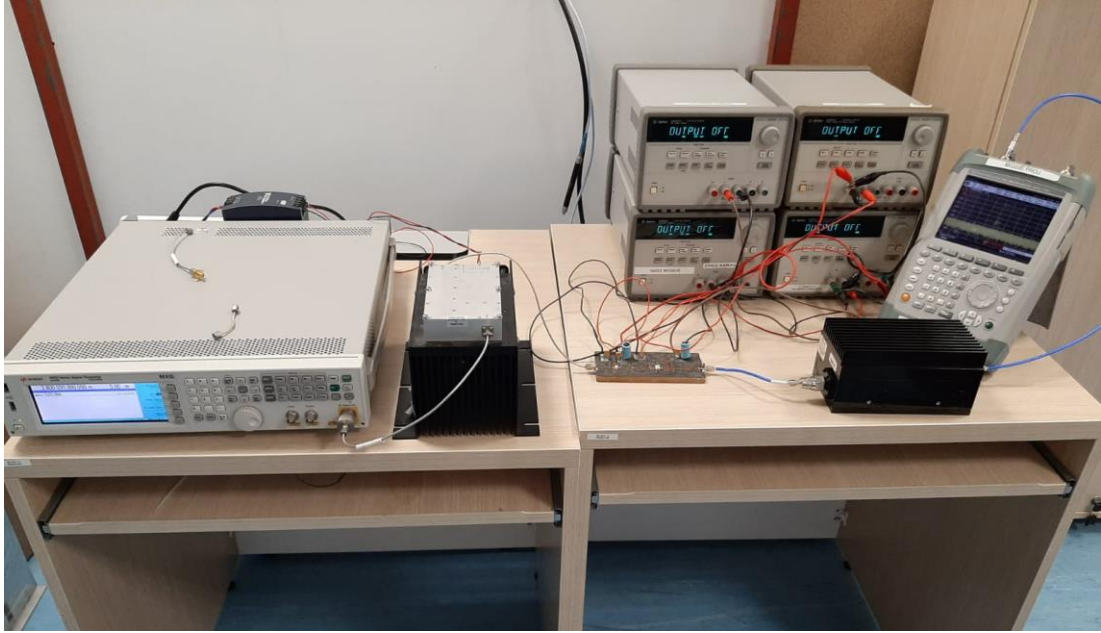
Açılış sıralaması: Önce her iki transistörün geçit gerilimi -5 V'a ayarlanır. Ardından savak gerilimi CGH40010 için 28 V, CGHV40050 için 50 V olacak şekilde ayarlanır. Arkasından transistörlerin geçit gerilimleri istenilen savak akımları yakalanana dek yavaş yavaş arttırılır. Son olarak da devreye giriş işareti uygulanır.

Kapanış sıralaması: Kapanış sıralaması açılışın tersi olacak şekilde ilerler. Önce devreye uygulanan giriş işareti kesilir. Ardından geçit gerilimleri -5 V'a düşürülür. Arkasından savak gerilimi 0 V'a düşürülür. Savak ile kaynak arasındaki kapasitörün boşalması için birkaç saniye beklenir. Son olarak da geçit gerilimleri kesilir.

Hazırlanan ölçüm devresi Şekil 3.56'da gösterilmiştir. Ölçüm işlemi için gerekli olan giriş işaretini üretmesi için Keysight N5182B işaret üreticisi kullanılmıştır. Kullanılan

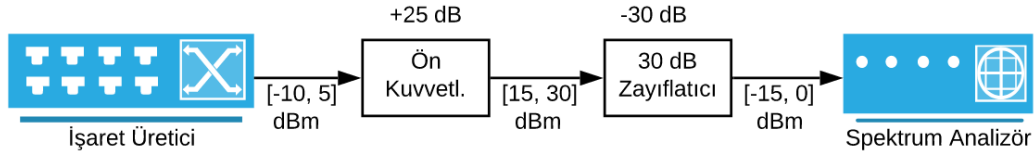
işaret üreticinin verebildiği maksimum çıkış gücü seviyesi tasarlanan devreyi doyma bölgesine kadar sürmek için yeterli olmadığı için üretilen işaretin bir ön kuvvetlendirme işlemine tabi tutulması gerekmiştir. Bu sebeple Mini-Circuits marka ZHL-4W-422+ ön kuvvetlendiricisiyle işaretin seviyesi yükseltilmiştir. Ön kuvvetlendiricinin kazancı 25 dBm seviyelerinde olduğu için planlanan giriş işareti olan 25 dBm için işaret üreticinin güç seviyesi 0 dBm seviyesinde tutulmuştur.

Tasarlanan devreden beklenen çıkış gücü 50 watt ve üzeri olduğu için ölçüm öncesi zayıflatılması gerekmektedir. Bu işlem için devrenin çıkışında 100 watt güce dayanabilen 30 dB'lik Microlab FZ-30N zayıflatıcısı kullanılmıştır. Devrenin güç ve harmonik ölçümleri Rohde&Schwarz FSH8 spektrum analizörü kullanılarak yapılmıştır. Güç seviyesi ölçüm için elverişli seviyelere düşürüldükten sonra zayıflatıcının çıkış ucu spektrum analizörüne bağlanmıştır.



Şekil 3.56 : Çift katlı F sınıfı GK ölçüm düzeneği.

Ölçümde verileri toplanmaya başlamadan önce dikkat edilmesi gereken bir husus daha vardır. Ölçüm işlemi için gereken ön kuvvetlendirici, zayıflatıcı ve ara bağlantı kabloları gibi elemanlardan kaynaklı kayıp ve performans düşüklüklerinin test altındaki devre üzerindeki etkisini minimuma indirebilmek adına ayrıca ölçülmesi ve gerçek ölçüm esnasında hesaba katılması gerekmektedir. Bu amaçla test düzeneğinin kurulmasından önce Şekil 3.57'deki düzenek kurularak test içerisinde gerekecek giriş güçleri ve frekansları için elemanların sergiledikleri kayıplar ölçülmüş ve not edilmiştir. Bu sayede daha doğru bir test imkânı sağlanmıştır.

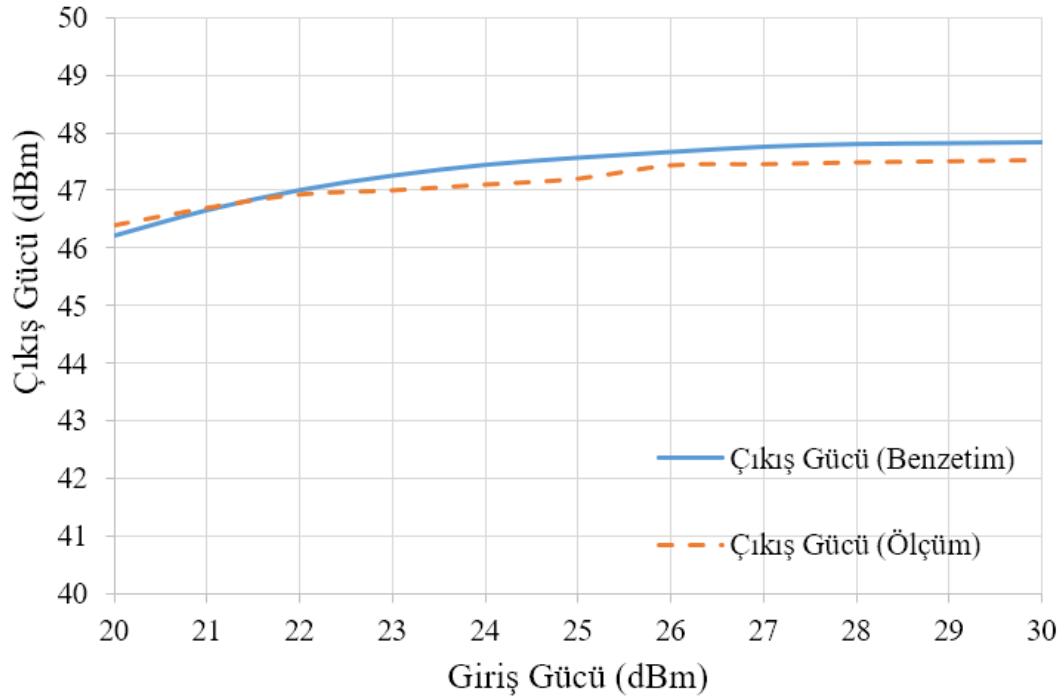


Şekil 3.57 : Kalibrasyon düzeneği.

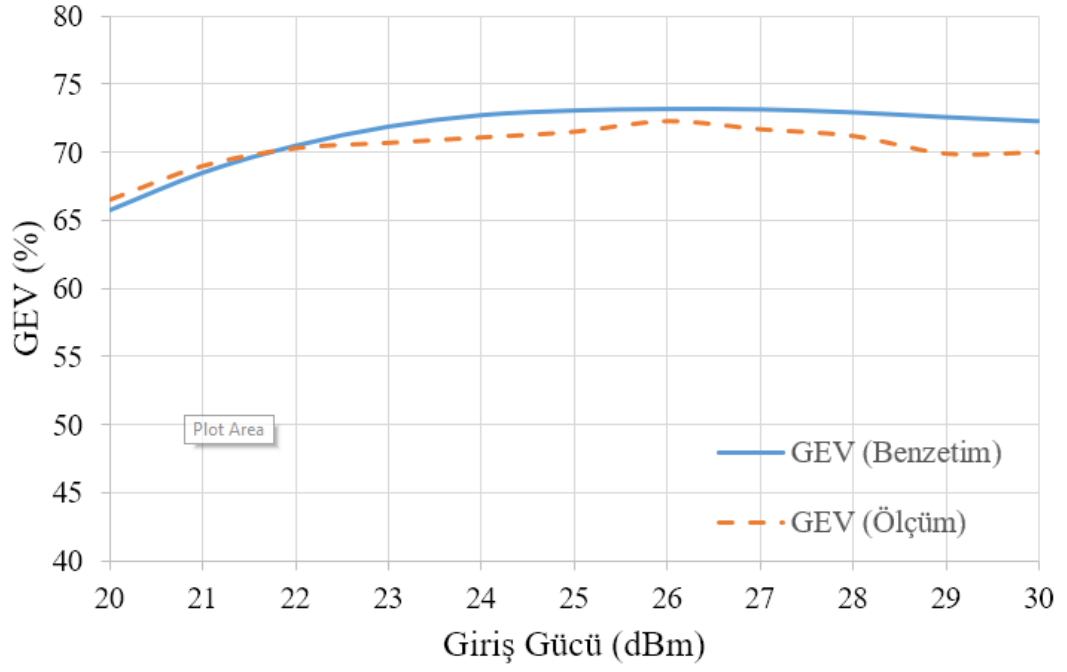
Merkez frekansı olan 2.8 GHz frekansı için ölçülen giriş gücünün değişimine karşılık çıkış gücü grafiği Şekil 3.58’de verilmiştir. Şekil 3.59’da yine 2.8 GHz merkez frekansı için elde edilen giriş gücüne karşılık GEV grafiğini göstermektedir.

Şekil 3.60 ve 3.61 ise 25 dBm giriş gücü için elde edilen sırasıyla çıkış gücü ve GEV’in frekans ile değişimini göstermektedir.

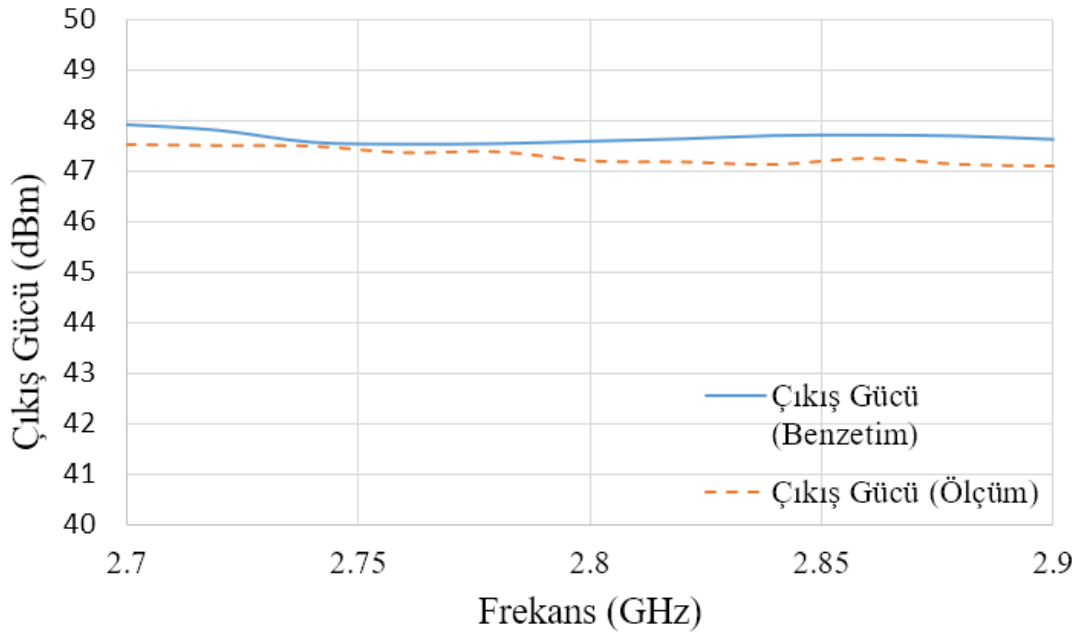
Daha önce bahsedildiği üzere hazırlanan devre yüksek çıkış gücü ve düşük giriş gücü değerlerine sahip olduğu için GEV ile savak verimi arasında kayda değer bir fark olmadığından ölçümler bölümünde her ikisine birden yer verilmesine gerek duyulmamıştır.



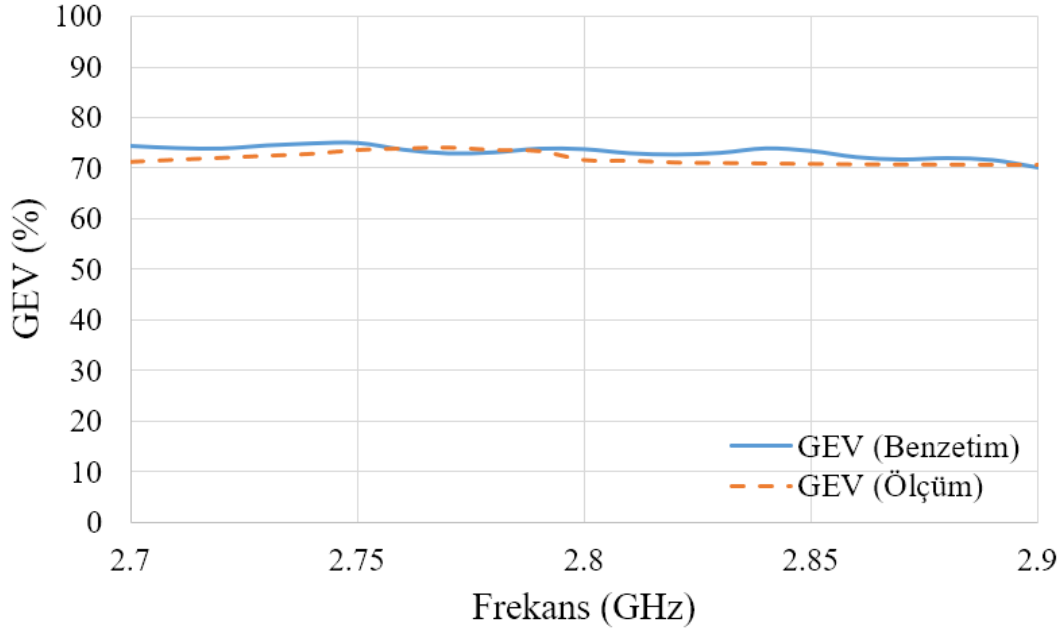
Şekil 3.58 : Giriş gücünün değişimine bağlı çıkış gücü grafiği (f = 2.8 GHz).



Şekil 3.59 : Giriş gücünün değişimine bağlı GEV grafiği (f = 2.8 GHz).



Şekil 3.60 : Frekansa bağlı çıkış gücü değişimi ($P_{giriş} = 25$ dBm).



Şekil 3.61 : Frekansa bağlı GEV değişimi ($P_{giriş} = 25$ dBm).

Çizelge 3.7’de 2.7, 2.8 ve 2.9 GHz frekansları için ölçülen harmonik değerleri ve benzetim ile karşılaştırılması aktarılmıştır. Tabloda verilen değerlere göre hesaplama yapıldığında 2.8 merkez frekansı için temel işaret ile 2. harmonik arasında 41.3 dB, 3. harmonik ile temel işaret arasında 55.9 dB fark olduğu gözlemlenmiştir.

Çizelge 3.7 : Harmonik işaretlerinin ölçüm değerleri.

Frekans (GHz)	2. Harmonik (dBm)	3. Harmonik (dBm)
2.7	-1.6	-5.4
2.8	0.9	-8.7
2.9	2.3	1.8

Ölçüm verilerinin de elde edilmesinin ardından yapılan tasarımı oluşturan katların ve birleşiminden oluşan devrenin ayrı ayrı simülasyon ve ölçüm performans sonuçlarını bir arada toplayan bir tablo Çizelge 3.8’de verilmiştir.

Çizelge 3.8 : Tasarım performans değerleri toplu gösterimi.

		$P_{çıkış}$ (dBm)	$P_{giriş}$ (dBm)	Kazanç (dB)	GEV (%)
Simülasyon	Ana Kuv. Katı	47.7 (~ 59 W)	36 (~ 4 W)	11.7	74
	Sürücü Kuv. Katı	39.5 (~ 9 W)	25 (~ 0.9 W)	14.5	80
	İki Katlı Devre	47.5 (~ 57 W)	25 (~ 0.9 W)	22.5	73
Ölçüm	İki Katlı Devre	47.2 (~ 53 W)	25 (~ 0.9 W)	22.2	71.5

Çizelge 3.8 yorumlanırken dikkat edilmesi gereken unsur birleştirme öncesi simülasyon aşamasında tasarlanan ana ve sürücü kuvvetlendirici katlarının kendi başlarına en iyi performansı verecek şekilde tasarlanmış olduklarıdır. İki katlı devrenin oluşturulması esnasında bu kuvvetlendirici katları birleştirilirken besleme gerilimlerinde istenilen değerleri elde edebilmek adına gerekli düzenlemeler yapılmıştır. Ana kuvvetlendiricinin kazanç değeri dikkate alınarak sürücü katı sağlayabileceği maksimum çıkış gücünden daha düşük seviyelerde sürülmüştür.

Literatürdeki benzer konularda yapılan çalışmaların sonuçları ise Çizelge 3.9'da özetlenmiştir. Bu tez çalışmasında elde edilen sonuçlara çizelgenin en alt satırında yer verilmiştir. Çizelge 3.9 literatürdeki çalışmaları frekans değerleri, kullandıkları GK sınıf yapıları, çıkış güçleri, çalışma modları, kazanç ve GEV değerleri yönünden yapılan tez çalışmasıyla karşılaştırmaktadır.

Çizelge 3.9 : Literatür karşılaştırması.

Kaynak	Frekans (GHz)	GK Sınıfı	P _{çıkış} (W)	Çalışma Modu	Kazanç (dB)	GEV (%)
Franco	1.3	F Sınıfı	125	Sürekli	14	77
Wu	1.575	F sınıfı	49	Sürekli	17.2	46.2
Wang ¹	2.45	F sınıfı	10.7	Sürekli	-	78.8
Pradeep ²	2.4	F sınıfı	14.5	Sürekli	14.6	75.3
Motoi	2.6	F ⁻¹ sınıfı	95	Darbeli	19.8	72.2
Saad	3.5	F ⁻¹ sınıfı	11	Sürekli	12	78
Kim	2.655	-	47.8	Sürekli	11.2	66
Bu çalışma	2.7-2.9	F sınıfı	52	Sürekli	22.2	71.5

¹ Bu çalışma gerçekleştirilmemiştir. Belirtilen değerler simülasyon sonuçlarıdır.

² Bu çalışma gerçekleştirilmemiştir. Belirtilen değerler simülasyon sonuçlarıdır.



4. SONUÇ

4.1 Sonuçlar

Bu tez çalışması içerisinde S bant radar uygulamalarında kullanılmak üzere F sınıfı, yüksek güçlü ve yüksek verimli bir GK tasarlanmış ve üretilmiştir. Tasarımda hedeflenen 50 watt çıkış gücü ve 70% GEV değerlerinin karşılanabilmesi adına aktif eleman olarak GaN HEMT transistörler tercih edilmiştir. Yüksek güç ihtiyacından ötürü bu devre iki katlı olacak şekilde planlanmıştır. Sürücü ve ana kuvvetlendirici katı olarak iki bölüme ayrılan devrede her bir kat devrenin modüler bir yapıda olması, kolay test edilebilmesi ve tekrar kullanılabilirliğinin artması amacıyla ayrı ayrı 50 Ω 'a uyumlanmış şekilde tasarlanmıştır. Tasarımda yüksek verim için F sınıfı GK yapısı tercih edilmiştir. Transistörün savak-kaynak arasındaki akım ve gerilim dalga şekillerini harmonik rezonatörler ile şekillendirerek bu dalga formları arasındaki kesişimin minimum düzeye getirilmiş ve harcanan güç azaltılarak verim yükseltilmiştir. Çalışma içerisinde transistörlerin karakter analizlerinin çıkarılması konusunda özenli bir çalışma yürütülmüştür. Tasarlanan her iki kat için de çok detaylı yük-çek analizleri gerçekleştirilmiş ve benzetimler yapılmıştır. Benzetim sonuçlarına göre merkez frekans için sürücü kuvvetlendirici katında %80 GEV ve 39.5 dBm çıkış gücü, ana kuvvetlendirici katında %74 GEV ve 47.7 dBm çıkış gücü, iki katın birleştirilmesiyle oluşan devrede ise 73% GEV ve 47.56 dBm güç elde edilmiştir. Önerilen ve benzetimleri yapılan yüksek verimli ve yüksek güçlü iki katlı GK üretilmiş ve ölçümleri yapılmıştır. Yapılan ölçümlerde devrenin benzetim sonuçlarıyla örtüştüğü gözlemlenmiştir. Tasarım esnasında elektromanyetik analizleri ve bunların sonucunda optimizasyonları da yapılan devre gerçeğe çok az kayıpla aktarılabilmiştir. Ölçüm sonuçlarına göre merkez frekansında 71.5% GEV ve 47.2 dBm (~52.5 watt) çıkış gücü elde edilmiştir. 25 dBm giriş gücü için 2.7-2.9 GHz frekans bandı boyunca yapılan ölçümlerde ise GEV ve çıkış gücünün bant boyunca düz bir karakter izlediği gözlemlenmiştir.

Elde edilen bu sonuçlarla birlikte özellikle 2.7-2.9 GHz frekans bandında çalışan radar uygulamaları için çoklu şekilde birleştirilerek kW mertebelerinde güç üretebilecek

veya daha büyük güç üreten transistörlerin sürücü katı olarak kullanılabilir yüksek verimli, modüler bir GK tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir.

4.2 Öneriler

Tez çalışması süresince elde edilen deneyimlerle takip eden şu önerilerde bulunulabilir. Bu tez çalışmasında uygulanmayan iki katlı GK tasarım yöntemlerinden diğeri olan birinci transistörün çıkış empedansını ikinci transistörün giriş empedansına uydurulduğu düşük empedanstan düşük empedansa uyumlama yöntemi deneyerek elde edilen sonuçlar gözlemlenebilir ve bu tezde kullanılan ayrı ayrı 50 Ω 'a uyumlama yöntemiyle karşılaştırılabilir. Bu yeni yöntemle birlikte devre boyutlarında ufalma da elde edilebilir. Bunun yanısıra devre üzerinde yapılabilecek bir diğeri çalışma da bant genişliğini arttırmak üzerine yapılabilir. Özellikle 3. harmonik sonlandırımında merkez bandı gözetilerek yapılan tasarımlar frekans bandının uçları arasındaki mesafenin artması sebebiyle uç noktalar için olması gereken ideal empedans değerlerine ulaşamamaktadır. Bu sorunu ortadan kaldırabilecek geniş yapılı bir empedans uyumlama tekniği denenebilir.

KAYNAKLAR

- Colantonio, P., Giannini, F. ve Limiti, E.** (2009). *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers*. New York: John Wiley.
- Cripps, S.C.** (2002). *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*. USA: Artech House.
- Cripps, S.C.** (2006). *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. USA: Artech House.
- Franco, M. J.** (2013). An 80% power efficient 125-Watt GaN-based RF power amplifier designed for continuous duty and linear operation on L-band, *2013 IEEE International Microwave Symposium Digest*.
- Gao S., Butterworth P., Ooi S., and Sambell A.** (2006). High efficiency class-F power amplifier design including input harmonic termination, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 2, Feb. 2006, p. 81-83.
- Gilasgar, M.** (2017). Reconfigurable high efficiency class-F power amplifier using CMOS-MEMS technology.
- Grebennikov, A. ve Raab, F. H.** (2018). History of Class-F and Inverse Class-F Techniques: Developments in High-Efficiency Power Amplification from the 1910s to the 1980s, *IEEE Microwave Magazines*, vol. 19, no. 7, pp. 99-115
- Grebennikov, A., Sokal, N. O. ve Franco, M. J.** (2012). *Switchmode RF and microwave power amplifiers*. Academic Press
- Kazimierczuk, M. K.** (2015). *Rf power amplifiers*. The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex, United Kingdom: John Wiley and Sons, Ltd.
- Kim J., Moon J., Kim J., Boumaiza S. ve Kim B.** (2009). A Novel Design Method of Highly Efficient Saturated Power Amplifier based on Self-Generated Harmonic Currents, *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009*. 39th, pp. 1082-1085.
- Moore, A. ve Jimenez, J.** (2014). *GaN RF Technology for Dummies*. Hoboken, NJ: Wiley.
- Motoi K., Matsunaga K., Yamanouchi S., Kunihiro K. ve Fukaishi M.** (2012). A 72% PAE 95-W single-chip GaN FET S-band inverse class-F power amplifier with a harmonic resonant circuit, *IEEE Int. Microw. Symp.*
- Pradeep K. S., Chowdhary C. C., Poornima P. ve Ramya K.** (2017). Design and implementation of class-F GaN HEMT power amplifier for S-band radar. 103-109. 10.1109/ICEECCOT.2017.8284648.

- Raab, F. H.** (1997). Class F Power Amplifiers with Maximum Flat Waveforms, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45(11), 2007-2012.
- Raab, F. H.** (2001). Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* vol. MTT-49 pp. 1162-1166
- Riordan, M. ve Hoddeson, L.** (1998). *Crystal fire: the invention of the transistor and the birth of the information age*. New York: Norton.
- Runton, D.W., Trabert, B., Shealy, J.B.** (2013). ‘History of GaN: highpower RF gallium nitride (GaN) from infancy to manufacturable process and beyond’, *IEEE Microw. Mag.*, 2013, 14, (3), IMS Special Issue, pp. 82–9
- Saad P., Nemati H. M., Thorsell M., Andersson K. ve Fager C.** (2009). An inverse class-F GaN HEMT power amplifier with 78% PAE at 3.5 GHz, 496 - 499. 10.1109/EUMC.2009.5296560.
- Skolnik M. I.** (2019), “History of radar,” *Encyclopedia Britannica*, 05-Mar-2019. [Online]. Available: <https://www.britannica.com/technology/radar/History-of-radar>. [Accessed: 05-Nov-2019]
- Smith, R., Devlin, L., Kim Tran, ve Martin, R.** (2019), An Adaptable GaN Power Amplifier for S-Band Radar. *Microwave Journal*, 62(6), 6–16.
- Sowlati, T., Andre, C., Salama, T., Sitch, J., Rabjohn, G. ve Smith, D.** (1995). Low voltage, high efficiency GaAs class E power amplifiers for wireless transmitters, *IEEE Journal of Solid State Circuits*, 30, 10, 1074-1080
- Tomar R. ve Bhartia P.** (2003). "A simple inter-stage matching technique for designing hybrid microwave power amplifiers", *IEEE Microwave Magazines*, vol. 4, no. 3, pp. 67-84.
- Url-1**<<https://www.electronicdesign.com/what-s-difference-between/what-s-difference-between-third-order-intercept-and-1-db-compression-point>>, erişim tarihi 11.10.2019.
- Url-2**<<https://www.everythingrf.com/community/what-does-the-3rd-order-intercept-power-level-of-a-spectrum-analyzer-mean>>, erişim tarihi 12.10.2019.
- Url-3**<<https://www.rogerscorp.cn/documents/606/acs/RT-duroid-5870-5880-Data-Sheet.pdf>>, erişim tarihi 24.10.2019.
- Url-4**<<https://www.qorvo.com/design-hub/videos/how-to-bias-gan-transistors-an-introduction-tutorial>>, erişim tarihi 05.11.2019.
- Wang Y., Dong S., Yang L., Li Z., Dong Y. ve Fu W.** (2014). Design of high efficiency GaN HEMT class-F power amplifier at S-band, *Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*.
- Wu H., Yuk K. S., Cui C. ve Branner G. R.** (2018). High power class F GaN HEMT power amplifier in L band for global positioning systems application, *2018 IEEE 19th Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, pp. 1-4.
- Zolper J.** (2012). “Advanced device technologies for defense systems,” in *Proc. Device Research Conf.*, pp. 9–12

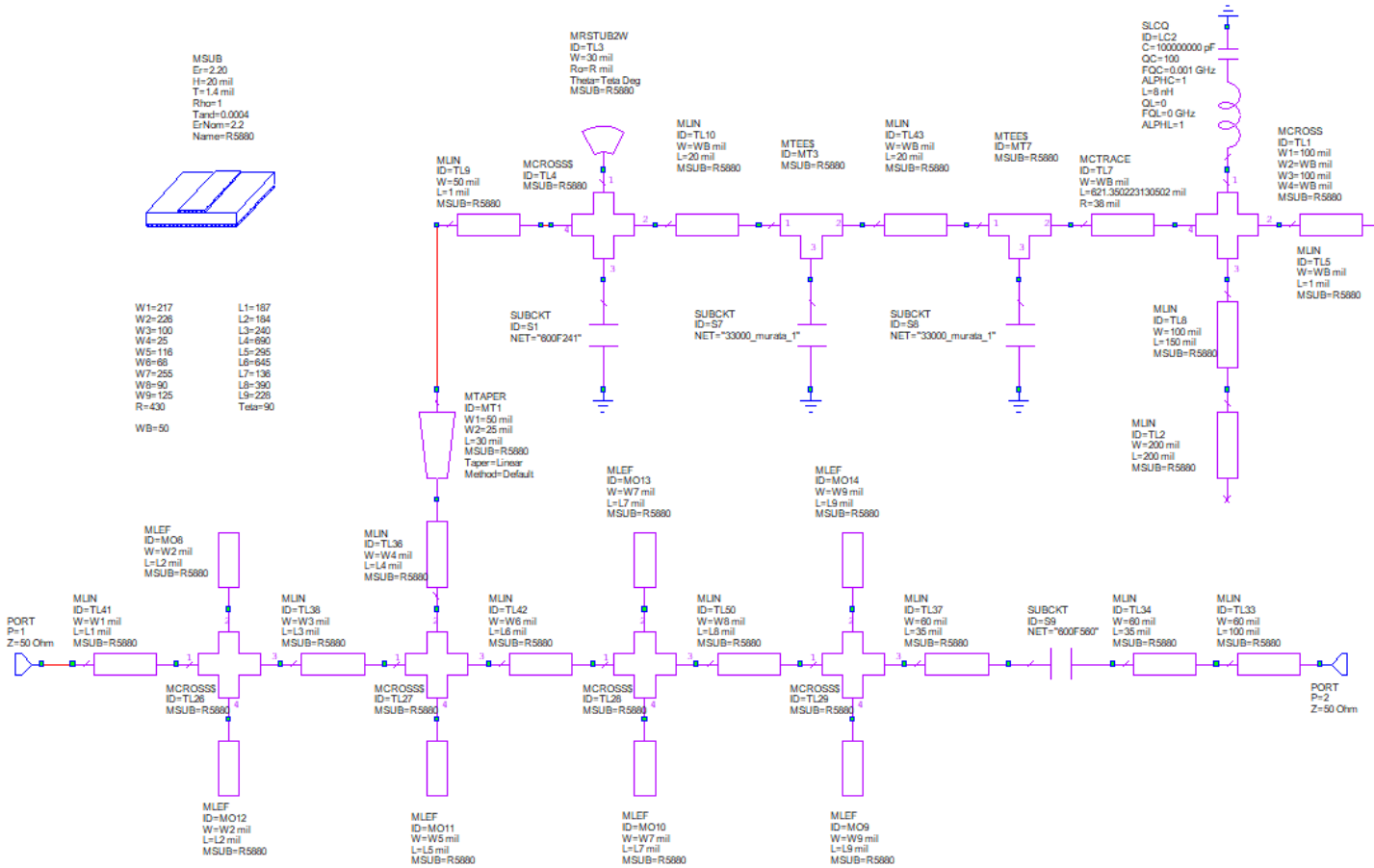
EKLER

EK A: Devre Şematikleri

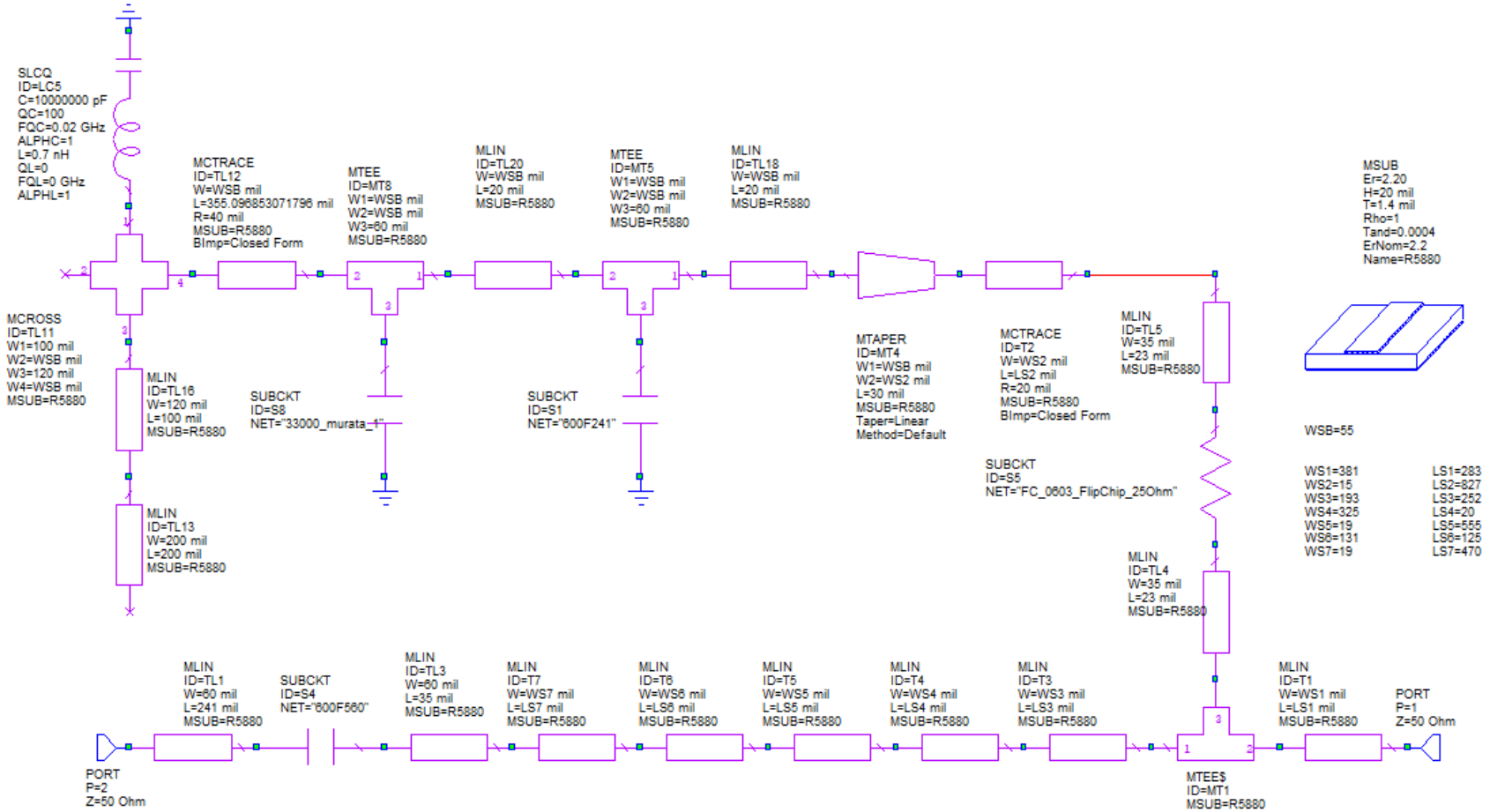
EK B: Malzeme Listesi



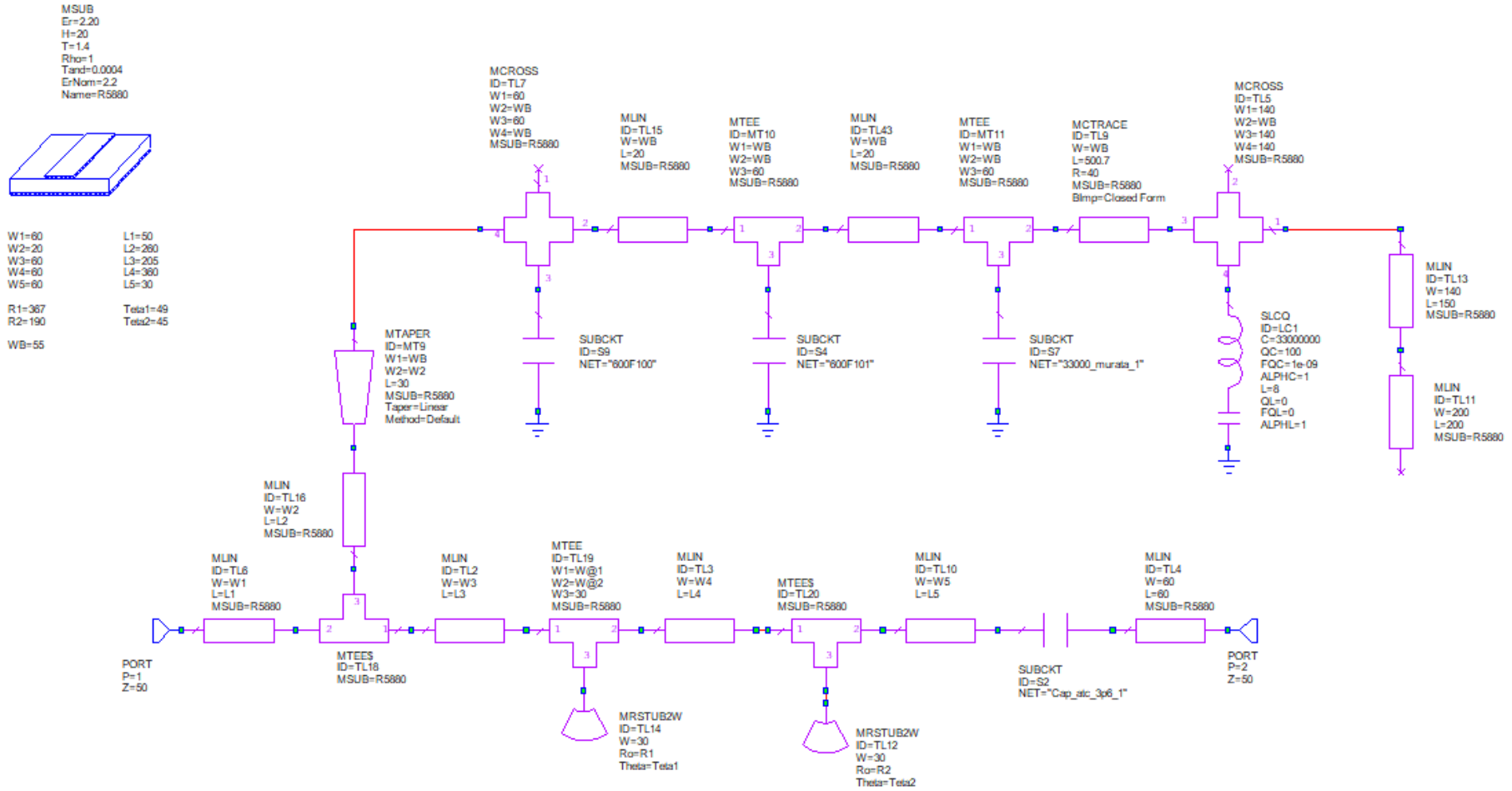
EK A



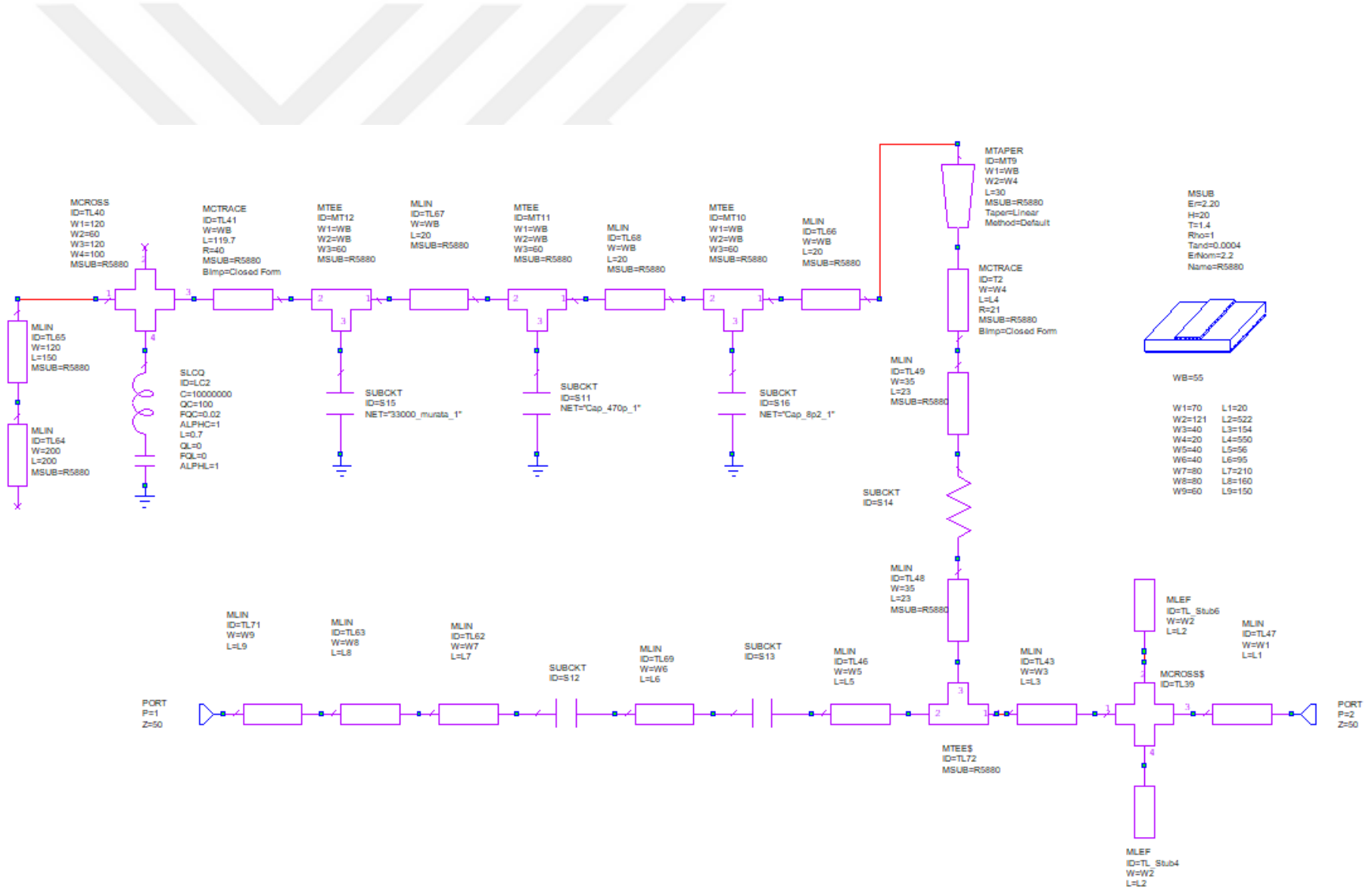
Şekil A.1 : Ana kuvvetlendirici katı çıkış tarafı detaylı şematiği



Şekil A.2 : Ana kuvvetlendirici katı giriş tarafı detaylı şematiği



Şekil A.3 : Sürücü kuvvetlendirici katı çıkış tarafı detaylı şematığı



Şekil A.4 : Sürücü kuvvetlendirici katı giriş tarafı detaylı şematığı.

EK B**Çizelge B.1 : Çift katlı GK malzeme listesi.**

Kullanılan eleman	Adet
CGH40010 GaN Transistör	1
CGHV40050 GaN Transistör	1
56 pF ATC600 kondansatör	2
2 pF ATC600 kondansatör	1
4.7 pF ATC600 kondansatör	1
8.2 pF 0603 kılıf kondansatör	1
47 pF 0603 kılıf kondansatör	1
10 pF 0805 kılıf kondansatör	1
100 pF 0805 kılıf kondansatör	1
240 pF 0805 kılıf kondansatör	2
33000 pF 0805 kılıf kondansatör	4
1 µF 100V 0805 kılıf kondansatör	1
10 µF 16V tantal kondansatör	2
33 µF 50V elektrolitik kondansatör	1
100 µF 80V elektrolitik kondansatör	1
25 Ω 0603 kılıf direnç	1
150 Ω 0603 kılıf direnç	1
50 Ω SMA dişi konektör	2

ÖZGEÇMİŞ



Ad-Soyad : Süheyb Abdurrahman BOZDEMİR
Doğum Tarihi ve Yeri : 11/07/1991 Osmangazi
E-posta : bozdemir16@itu.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2014, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği
- **Yüksek Lisans** : 2019, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği, Elektronik Mühendisliği

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR:

- **Bozdemir S., Kızılbey O., Yazgı M., Palamutçuoğulları O., Yarman B. S.** (2019), "A 2.7–2.9 GHz Class-F Power Amplifier with 50W Output Power, %75 Efficiency and Low Harmonic Content", *11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, November 28-30, Bursa, Turkey

DİĞER YAYINLAR/SUNUMLAR:

- **Kızılbey O., Bozdemir S., Yarman B. S.** (2017), "2–10 GHz multisection 2-way Wilkinson power divider with enhanced port match and isolation," *2017 IEEE 18th Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, Cocoa Beach, FL, pp.1-4.