

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**LTE İÇİN GENİŞ BANTLI VE YÜKSEK VERİMLİLİKLİ
DOHERTY GÜÇ YÜKSELTEÇ TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Kaan KOCA

İletişim Sistemleri Anabilim Dalı

Uydu Haberleşmesi ve Uzaktan Algılama Programı

TEMMUZ 2023

**LTE İÇİN GENİŞ BANTLI VE YÜKSEK VERİMLİLİKLİ
DOHERTY GÜÇ YÜKSELTEÇ TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Kaan KOCA
(705191028)**

İletişim Sistemleri Anabilim Dalı

Uydu Haberleşmesi ve Uzaktan Algılama Programı

**Tez Danışmanı: Prof. Dr. Sedef KENT PINAR
Eş Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Hüseyin Şerif SAVCI**

TEMMUZ 2023

ISTANBUL TECHNICAL UNIVERSITY ★ GRADUATE SCHOOL

**A WIDEBAND HIGH EFFICIENCY
DOHERTY POWER AMPLIFIER FOR LTE**

M.Sc. THESIS

**Kaan KOCA
(705191028)**

Information Institute

Satellite Communication and Remote Sensing Program

**Thesis Advisor: Prof. Dr. Sedef KENT PINAR
Co Advisor: Dr. Öğr. Üyesi Hüseyin Şerif SAVCI**

JULY 2023

İTÜ, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü’nün 705191028 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Kaan KOCA, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “LTE İÇİN GENİŞ BANTLI VE YÜKSEK VERİMLİLİKLİ DOHERTY GÜÇ YÜKSELTEÇ TASARIMI” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Sedef KENT PINAR**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Eş Danışman : **Dr. Öğr. Üyesi Hüseyin Şerif SAVCI**
İstanbul Medipol Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Selçuk PAKER**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Mesut KARTAL
İstanbul Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Serdar KARGIN
İstanbul Arel Üniversitesi

Teslim Tarihi : **11 Ağustos 2023**
Savunma Tarihi : **12 Temmuz 2023**





Canım Eşime,



ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasında kıymetli hocam Prof. Dr. Sedef KENT PINAR; teorik ve pratik bilgilerinden yararlandığım değerli bilim insanı Yrd. Doç. Dr. Hüseyin Şerif SAVCI'ya teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca, bu tez çalışması boyunca, imkanlarından yararlandığım değerli kurumum Baykar Savunma'ya teşekkürlerimi bir borç bilirim. Çalışmalarım boyunca katkılarını hiç esirgemeyen, anlayışını ve motivasyonunu hiç yitirmeyen biricik eşim Sevide ULUSOY KOCA'ya sevgilerimi sunarım.

Temmuz 2023

Kaan KOCA
(Elektronik ve Haberleşme Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖNSÖZ	ix
İÇİNDEKİLER	xii
KISALTMALAR	xiii
SEMBOLLER	xv
ÇİZELGE LİSTESİ	xvii
ŞEKİL LİSTESİ	xxiii
ÖZET	xxv
SUMMARY	xxvii
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	2
1.1.1 Tezin ikincil amaçları	2
2. RF GÜÇ YÜKSELTEÇLERİNE GENEL BAKIŞ	3
2.1 Geniş Bantlı Ve Yüksek Verimlilikli Doherty Güç Yükselteç Temelleri ...	3
2.2 A Sınıfı Güç Yükselteç	3
2.3 B Sınıfı Güç Yükselteçler	5
2.4 AB Sınıfı Güç Yükselteçler	6
2.5 C Sınıfı Güç Yükselteçler	7
2.6 Dengeli Güç Yükselteçler	8
3. RF GÜÇ YÜKSELTEÇLERİNDE VERİMLİLİK GELİŞTİRMESİ	9
3.1 Zarf Eleme ve Restorasyon	11
3.2 RF Zarf İzleyici	12
3.3 RF Faz-Dışı Güç Yükselteç	12
3.4 Doherty Güç Yükselteç	14
3.5 Geleneksel Doherty Güç Yükselteç Yapısı	14
3.5.1 Asimetrik doherty güç yükselteç	15
4. DOHERTY GÜÇ YÜKSELTEÇ TASARIM TEMELLERİ	17
4.1 İletim Açısı ve Giriş Gücünün Verime Etkileri	17
4.2 Verimlilik Artışı ve Dinamik Yük	20
4.3 Doherty Güç Yükselteç Tasarımı	23
4.3.1 Ana güç yükselteç	23
4.3.2 Yardımcı güç yükselteç	23
4.3.3 Empedans uyumlandırma devreleri	23
4.3.4 Empedans dönüştürücü devreleri	24
4.3.5 Faz dengeleme ağı	24
4.3.6 Empedans uyumlandırma ağı	24
4.3.7 Doherty güç yükselteç verimliliği	25
5. GENİŞ BANTLI VE YÜKSEK VERİMLİLİKLİ DOHERTY GÜÇ YÜKSELTEÇ TASARIMI	27
5.1 Genel Bilgiler	27
5.2 AB Sınıfı Güç Yükselteç Tasarımı	28
5.2.1 FET IV eğrileri ile kutuplama noktasının tespiti	28
5.2.2 AB sınıfı GY giriş uyumlandırma devre tasarımı	29
5.2.3 AB sınıfı GY çıkış uyumlandırma devre tasarımı	32
5.3 C Sınıfı Güç yükselteç Tasarımı	40
5.3.1 FET IV eğrileri ile kutuplama noktasının tespiti	41
5.3.2 C sınıfı GY giriş uyumlandırma devre tasarımı	42
5.4 Kutuplama Devreleri ve Kararlılık Analizleri	53
5.5 Güç Bölücü Wilkinson Devresi Tasarımı	55
5.6 Güç Yükselteçlerin Yük Modülasyonu ve Birleştirici Tasarımı	56

5.6.1	Geniş bantlı empedans kompensatör tasarımı	56
5.6.2	Genişletilmiş geri çekme metodunun yük modülasyonuna uygulan- ması	60
6.	DOHERTY GÜÇ YÜKSELTEÇ TASARIMI VE PROTOTİP ÜRETİM	
	SONUÇLARI	63
6.1	Doherty Güç Yükselteç Tasarımı	63
6.2	Doherty Güç Yükselteç Prototip Kart Sonuçları	73
7.	SONUÇ	85
	KAYNAKLAR	87
	EKLER	89
	ÖZGEÇMİş	91



KISALTMALAR

3GPP	: 3. Nesil Mobil İletişim Ortaklık Projesi
ACLR	: Komşu Kanal Güç Oranı
ADGY	: Asimetrik Doherty Güç Yükselteç
AM	: Genlik Modülasyonu
DGY	: Doherty Güç Yükselteç
OPBO	: Güç Geri Çekme
dB	: Desibel
DC	: Doğrusal Akım
FDMA	: Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
GaN	: Galyum Nitrit
GEU	: Giriş Empedans Uyumlandırma
ÇEU	: Çıkış Empedans Uyumlandırma
GSM	: Küresel Konumlandırma Sistemi
GY	: Güç Yükselteç
HEMT	: Yüksek Elektron Mobiliteli Transistör
HSPA	: Yüksek Hızlı Paket Erişimi
LTE	: Uzun Dönem Evrim
OFDM	: Dikgen Frekans Bölmeli Çoklama
P1dB	: 1-dB Bastırma Noktası
PAE	: Güç Eklemeli Verimlilik
DE	: Drenaj Verimlilik
PM	: Faz Modülasyonu
RF	: Radyo Frekans
SC-FDMA	: Tek Taşıyıcılı Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
PAPR	: Tepe Etkin Güç Oranı
W-CDMA	: Geniş Bant Kod Bölmeli Çoklu Erişim
BW	: Bantgenişliği
Wi-Fi	: Kablosuz Bağlantı Alanı
ZER	: Zarf Giderme ve Restorasyon



SEMBOLLER

Ω	: Ohm
λ	: Dalga Boyu
Γ	: Gama
θ	: Açısal Zaman
V_{DD}	: Gerilim Kaynağı
π	: Pi
η	: Verimlilik
I_{aux}	: Yardımcı Güç Yükselteç Akımı
I_{main}	: Ana Güç Yükselteç Akımı
I_{dc}	: Kapasitif reaktans
P_{in}	: Giriş Gücü (dBm)
P_{out}	: Çıkış Gücü (dBm)
G	: Kazanç
I_{DQ}	: Durağan Drenaj Akımı
I_D	: Drenaj Akımı
P_{aux}	: Yardımcı Güç Yükselteç Akımı
P_{main}	: Ana Güç Yükselteç Akımı
$i_{max_{main}}$	: Maksimum Ana Güç Yükselteç Akım
Z_0	: Karakteristik Empedans
Z_{in}	: Giriş Empedansı
Z_L	: Yük Empedansı
Z_{out}	: Çıkış Empedansı
I_a	: Faz yükü



ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3.1 : GY tekniklerinde ana unsurların karşılaştırılması. **10**





ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1 : Drenaj gerilimi salınımı ile drenaj gerilimine karşı drenaj akımı ve A sınıfı güç yükselteç için drenaj akımı salınım dalga formları.	4
Şekil 2.2 : B sınıfı güç yükselteç için boşaltma gerilimi salınımı ve boşaltma akımı salınım dalga formları ile boşaltma gerilimine karşı boşaltma akımı.	5
Şekil 2.3 : Drenaj gerilimi salınımı ile drenaj gerilimine karşı drenaj akımı ve AB sınıfı güç yükselteç için drenaj akımı salınım dalga formları.	6
Şekil 2.4 : Drenaj gerilimi salınımı ile drenaj gerilimine karşı drenaj akımı ve C sınıfı güç yükselteç için drenaj akımı salınım dalga formları.	7
Şekil 2.5 : Dengeli güç yükselteç blok diyagramı.	8
Şekil 3.1 : Zarf giderme ve restorasyon güç yükselteç blok diyagramı.	11
Şekil 3.2 : Zarf İzleyici güç yükselteç blok diyagramı.....	12
Şekil 3.3 : Chireix faz-dışı güç yükselteç blok diyagramı.	13
Şekil 3.4 : Doherty güç yükselteç yapısı blok diyagramı.	15
Şekil 4.1 : Drenaj gerilimi, iletim açısı " β " için drenaj akımı dalga formları.	17
Şekil 4.2 : İletim açısına göre ulaşılabilir maksimum verimlilik.	20
Şekil 4.3 : Gerilim kaynağı kullanımı.	21
Şekil 4.4 : İkincil güç yükselteç kullanımı.	22
Şekil 4.5 : Paralel yük ile Doherty konfigürasyonu.	22
Şekil 4.6 : Doherty güç yükselteç konfigürasyonu.....	24
Şekil 4.7 : Doherty ve B sınıf güç yükselteç teorik verimliliği.	26
Şekil 5.1 : AB sınıfı güç yükselteç devresi için FET IV analiz şematığı.....	28
Şekil 5.2 : AB sınıfı güç yükselteç devresi için FET IV eğri sonuçları.	29
Şekil 5.3 : Giriş uyumlandırması için temel AB sınıfı yükselteç devresi.	29
Şekil 5.4 : Kaynak-çekme simulasyonuna göre AB sınıfı GY için uydurulmuş giriş empedansları.	29
Şekil 5.5 : 1400, 2400 ve 3400 MHz'de gerçekleştirilen kaynak-çekme kazanç kontürleri.....	30
Şekil 5.6 : 1400, 2400 ve 3400 MHz'de gerçekleştirilen kaynak-çekme güç ekleme verimliliği (PAE) ve çıkış gücü kontürleri.	30
Şekil 5.7 : Yatay tam sayfa şekil.	31
Şekil 5.8 : Giriş empedans uyumlandırma yük-çekme analiz devresi.....	32
Şekil 5.9 : Giriş uyumlandırması yapılmış 2400 MHz'de gerçekleştirilen yük-çekme simulasyonunun sonuçları.....	32
Şekil 5.10 : Giriş uyumlandırma devresinin işaretleyicideki empedans değerinde 2400 MHz yük-çekme sonuçları.	32
Şekil 5.11 : Çıkış uyumlandırma tasarlanmış temel AB sınıfı güç yükselteç tüm devresi.....	33

Şekil 5.12 : Yük-çekme simülasyonuna göre uydurulmuş çıkış empedansları.	33
Şekil 5.13 : 1400 MHz 41, 44 ve 47 dBm Pout için PAE loadpull analiz sonuçları.	33
Şekil 5.14 : 2400 MHz 40, 43 ve 46 dBm Pout için PAE loadpull analiz sonuçları.	34
Şekil 5.15 : 3400 MHz 39, 42 ve 45 dBm Pout için PAE loadpull analiz sonuçları.	34
Şekil 5.16 : 1400 MHz 41, 44 ve 47 dBm Pout için kazanç yük-çekme analiz sonuçları.	35
Şekil 5.17 : 3400 MHz 39, 42 ve 45 dBm Pout için kazanç yük-çekme analiz sonuçları.	35
Şekil 5.18 : Çıkış uyumlandırması yapılmış AB sınıfı GY için tüm devre şematiği.	36
Şekil 5.19 : Çıkış empedans uyumlandırmasının yük-çekme analiz devresi.	37
Şekil 5.20 : Uyumlandırılmış tüm devrenin 2400 MHz 45dBm’lik satürasyon çıkış gücünde gerçekleştirilen yük-çekme PAE sonuçları.	37
Şekil 5.21 : Uyumlandırılmış tüm devrenin 2400 MHz 45dBm’lik satürasyon çıkış gücünde gerçekleştirilen yük-çekme kazanç sonuçları.	38
Şekil 5.22 : Uyumlandırılmış tüm devrenin 2400 MHz 45dBm’lik satürasyon çıkış gücünde gerçekleştirilen yük-çekme genel sonuçları.	38
Şekil 5.23 : Uyumlandırılmış AB sınıfı tüm devrenin 1.0 – 1.4 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.	38
Şekil 5.24 : Uyumlandırılmış AB sınıfı tüm devrenin 1.5 – 1.9 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.	39
Şekil 5.25 : Uyumlandırılmış AB sınıfı tüm devrenin 2.0 – 2.4 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.	39
Şekil 5.26 : Uyumlandırılmış AB sınıfı tüm devrenin 2.5 – 3.0 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.	39
Şekil 5.27 : Uyumlandırılmış AB sınıfı tüm devrenin 3.1 – 3.6 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.	40
Şekil 5.28 : Uyumlandırılmış AB sınıfı tüm devrenin 1.0 – 3.6 GHz frekans bandındaki giriş gücüne (Pin) bağlı S21 parametresi sonuçları.	40
Şekil 5.29 : Uyumlandırılmış AB sınıfı tüm devrenin 1.0 – 3.6 GHz frekans bandındaki giriş gücüne (Pin) bağlı drenaj verimliliği sonuçları.	41
Şekil 5.30 : C sınıfı güç yükselteç devresi için FET IV analiz şematiği.	41
Şekil 5.31 : C sınıfı güç yükselteç FET IV yük hattı gerilim osilasyon sonuçları.	42
Şekil 5.32 : C sınıfı güç yükselteç iletim açıları.	42
Şekil 5.33 : Giriş uyumlandırması için temel C sınıfı yükselteç devresi.	42
Şekil 5.34 : Kaynak-çekme simülasyonuna göre C sınıfı GY için uydurulmuş giriş empedansları.	43
Şekil 5.35 : Çıkış uyumlandırması tasarlanmış temel C sınıfı yükselteç için tüm devresi.	43
Şekil 5.36 : Yük-çekme simülasyonuna göre uydurulmuş çıkış empedansları.	43
Şekil 5.37 : 1000 MHz 37 dBm Pout için PAE loadpull analiz sonuçları.	44
Şekil 5.38 : 1000 MHz 40 dBm Pout için PAE loadpull analiz sonuçları.	44
Şekil 5.39 : 1000 MHz 43 dBm Pout için PAE loadpull analiz sonuçları.	44
Şekil 5.40 : 25 Ω uyumlandırması tamamlanmış C sınıfı GY tüm devrenin 1000 MHz 37 dBm 6 dB’lik geri çekmedeki PAE loadpull analiz sonuçları.	45
Şekil 5.41 : 25 Ω uyumlandırması tamamlanmış C sınıfı GY tüm devrenin 1000 MHz 43 dBm satürasyon noktasındaki PAE loadpull analiz sonuçları.	45

Şekil 5.42 : 25 Ω uyumlandırması tamamlanmış C sınıfı GY tüm devrenin 1000 MHz 43 dBm satürasyon noktasındaki PAE loadpull analiz sonuçları.	45
Şekil 5.43 : 1400 MHz 38 dBm Pout için PAE loadpull analiz sonuçları.	46
Şekil 5.44 : 1400 MHz 41 dBm Pout için PAE loadpull analiz sonuçları.	46
Şekil 5.45 : 1400 MHz 44 dBm Pout için PAE loadpull analiz sonuçları.	46
Şekil 5.46 : 25 Ω uyumlandırması tamamlanmış C sınıfı GY tüm devrenin 1400 MHz 38 dBm 6 dB'lik geri çekmedeki PAE loadpull analiz sonuçları.	47
Şekil 5.47 : 25 Ω uyumlandırması tamamlanmış C sınıfı GY tüm devrenin 1400 MHz 44 dBm satürasyon noktasındaki PAE loadpull analiz sonuçları.	47
Şekil 5.48 : 25 Ω uyumlandırması tamamlanmış C sınıfı GY tüm devrenin 1400 MHz 44 dBm iletilen güç için kazanç ve kompresyon sonuçları.	47
Şekil 5.49 : 2400 MHz 35.5 dBm Pout için loadpull analiz sonuçları.	48
Şekil 5.50 : 2400 MHz 38.5 dBm Pout için loadpull analiz sonuçları.	48
Şekil 5.51 : 2400 MHz 41.5 dBm Pout için loadpull analiz sonuçları.	48
Şekil 5.52 : 25 Ω uyumlandırılmış C sınıfı GY tüm devrenin 2400 MHz 35.5 dBm 6 dB'lik geri çekmedeki PAE loadpull sonuçları.	48
Şekil 5.53 : 25 Ω uyumlandırması tamamlanmış C sınıfı GY tüm devrenin 2400 MHz 41.5 dBm satürasyon noktasındaki PAE loadpull sonuçları.	49
Şekil 5.54 : 25 Ω uyumlandırması tamamlanmış C sınıfı GY tüm devrenin 2400 MHz 41.5 dBm iletilen güç için kazanç ve kompresyon sonuçları.	49
Şekil 5.55 : Çıkış Uyumlandırması yapılmış C sınıfı GY için tüm devre şematiği.	50
Şekil 5.56 : Çıkış empedans uyumlandırmasının yük-çekme analiz devresi.	51
Şekil 5.57 : Uyumlandırılmış C sınıfı tüm devrenin 1.0 – 1.4 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.	51
Şekil 5.58 : Uyumlandırılmış C sınıfı tüm devrenin 1.5 – 1.9 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.	51
Şekil 5.59 : Uyumlandırılmış C sınıfı tüm devrenin 2.0 – 2.4 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.	52
Şekil 5.60 : Uyumlandırılmış C sınıfı tüm devrenin 2.5 – 3.0 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.	52
Şekil 5.61 : Uyumlandırılmış C sınıfı tüm devrenin 3.1 – 3.6 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.	52
Şekil 5.62 : Uyumlandırılmış C sınıfı tüm devrenin 1.0 – 3.6 GHz frekans bandındaki giriş gücüne (Pin) bağlı S21 parametresi sonuçları.	53
Şekil 5.63 : Uyumlandırılmış C sınıfı tüm devrenin 1.0 – 3.6 GHz frekans bandındaki giriş gücüne (Pin) bağlı drenaj verimliliği sonuçları.	53
Şekil 5.64 : Kapı beslemesi için kutuplama ağı.	54
Şekil 5.65 : Drenaj beslemesi için kutuplama ağı.	54
Şekil 5.66 : 0-10 GHz kararlılık grafiği.	55
Şekil 5.67 : Asimetrik Wilkinson güç bölücü.	56
Şekil 5.68 : Asimetrik Wilkinson güç bölücü genlik saçılma parametreleri.	56
Şekil 5.69 : DGY'nin Klopfenstein empedans dönüştürücü elemanları.	57
Şekil 5.70 : Geniş bantlı birleştirici devresinin şematiği.	58
Şekil 5.71 : Geniş bantlı birleştirici EM analiz devresinin 2D görüntüsü.	59
Şekil 5.72 : Geniş bantlı birleştiricinin yük tarafında görülen empedansları.	59
Şekil 5.73 : Geniş bantlı kompensatör blok şeması.	62
Şekil 6.1 : Doherty güç yüksetecinin S11 parametresi sonuçları.	64

Şekil 6.2 : Doherty GY tüm devrenin 1.0 – 2.3 GHz giriş gücüne (Pin) bağlı ana ve yardımcı GY'den çekilen akım sonuçları.	64
Şekil 6.3 : Doherty GY tüm devrenin 2.4 – 3.6 GHz giriş gücüne (Pin) bağlı ana ve yardımcı GY'den çekilen akım sonuçları.	65
Şekil 6.4 : Doherty GY tüm devrenin 1.0 – 2.3 GHz frekans bandındaki giriş gücüne (Pin) bağlı drenaj verimliliği sonuçları.	65
Şekil 6.5 : Doherty GY tüm devrenin 2.4 – 3.6 GHz frekans bandındaki giriş gücüne (Pin) bağlı drenaj verimliliği sonuçları.	66
Şekil 6.6 : Doherty GY tüm devrenin 1.0 – 2.3 GHz frekans bandındaki çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği sonuçları.	66
Şekil 6.7 : Doherty GY tüm devrenin 2.4 – 3.6 GHz frekans bandındaki çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği sonuçları.	66
Şekil 6.8 : Doherty GY ve AB sınıfı GY'nin 1.0 – 3.6 GHz frekans bandında çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği karşılaştırma sonuçları. ...	67
Şekil 6.9 : Doherty GY tüm devrenin 1.0 – 2.3 GHz frekans bandındaki çıkış gücüne (Pout) bağlı kazanç sonuçları.....	68
Şekil 6.10 : Doherty GY tüm devrenin 2.4 – 3.6 GHz frekans bandındaki çıkış gücüne (Pout) bağlı kazanç sonuçları.....	68
Şekil 6.11 : Üretilen Doherty GY ilk prototip kartı.....	68
Şekil 6.12 : Üretilen Doherty GY ikinci prototip kartı.	69
Şekil 6.13 : Doherty GY tüm devrenin genel blok diyagramı.....	70
Şekil 6.14 : Doherty GY tüm devrenin açıklamalı şematiği.....	71
Şekil 6.15 : Doherty GY kartının komponent dizili 3D görüntüsü.	72
Şekil 6.16 : Doherty GY prototip kartı fotoğrafı.....	73
Şekil 6.17 : Doherty GY prototip kartının s-parametresi 0.1 – 10 GHz ölçüm sonuçları.	74
Şekil 6.18 : Doherty GY prototip kartının koşulsuz kararlılık ölçümleri.	74
Şekil 6.19 : Doherty GY prototip kartının s-parametresi ölçüm sonuçları.	75
Şekil 6.20 : Doherty GY prototip kartının s-parametresi ölçüm ve simulasyon sonuçlarının karşılaştırması.	76
Şekil 6.21 : Doherty GY prototip kartı büyük işaret test düzeneği.	77
Şekil 6.22 : Doherty GY ve AB sınıfı GY'nin 1.25 – 2.0 GHz frekans bandında çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç ölçüm sonuçları.	78
Şekil 6.23 : Doherty GY ve AB sınıfı GY'nin 2.3 – 3.1 GHz frekans bandında çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç ölçüm sonuçları.	79
Şekil 6.24 : Doherty GY ve AB sınıfı GY'nin 1.25 – 1.4 GHz frekans bandında çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği simulasyon ve ölçüm karşılaştırma sonuçları.	79
Şekil 6.25 : Doherty GY ve AB sınıfı GY'nin 1.6 – 2.0 GHz frekans bandında çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği simulasyon ve ölçüm karşılaştırma sonuçları.	80
Şekil 6.26 : Doherty GY ve AB sınıfı GY'nin 2.1 – 2.4 GHz frekans bandında çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği simulasyon ve ölçüm karşılaştırma sonuçları.	80
Şekil 6.27 : Doherty GY ve AB sınıfı GY'nin 2.1 – 2.4 GHz frekans bandında çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği simulasyon ve ölçüm karşılaştırma sonuçları.	81

Şekil 6.28 : Doherty GY ve AB sınıfı GY'nin 3.0 – 3.1 GHz frekans bandında çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği simülasyon ve ölçüm karşılaştırma sonuçları.	81
Şekil 6.29 : Doherty GY satürasyon noktasında frekansa bağlı drenaj verimliliğinin simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırması.	82
Şekil 6.30 : Doherty GY prototip kartının satürasyon noktasında frekansa bağlı drenaj verimliliği, kazanç ve çıkış gücü ölçüm sonuçları.	82
Şekil 6.31 : (a) 2-ton CW Doherty 2.6 GHz, 10 dBm RFin, IMD3 spektrumu; (b) 2-ton CW Doherty 2.6 GHz, 15 dBm RFin, IMD3 spektrumu; (c) 2-ton CW Doherty 2.6 GHz, 20 dBm RFin, IMD3 spektrumu; (d) 2-ton CW Doherty 2.6 GHz, 30 dBm RFin, IMD3 spektrumu.	83
Şekil 6.32 : (a) 2-ton CW Doherty 2.0 GHz, 10 dBm RFin, IMD3 spektrumu; (b) 2-ton CW Doherty 2.0 GHz, 15 dBm RFin, IMD3 spektrumu; (c) 2-ton CW Doherty 2.0 GHz, 20 dBm RFin, IMD3 spektrumu; (d) 2-ton CW Doherty 2.0 GHz, 25 dBm RFin, IMD3 spektrumu.	84
Şekil 6.33 : Doherty GY prototip kartının 2-ton CW 2.0 GHz ve 2.6 GHz çıkış gücüne bağlı IMD3 sonuçları.	84



LTE İÇİN GENİŞ BANTLI VE YÜKSEK VERİMLİLİKLİ DOHERTY GÜÇ YÜKSELTEÇ TASARIMI

ÖZET

Bu tezde, LTE (Uzun Dönem Evrim) Band-7 ve Wi-Fi uygulamaları için uygun olan AB sınıfı ve C sınıfı GY ile tasarlanmış geniş bantlı bir Doherty güç yükselteç tasarlanmıştır. Çıkış uyumlandırma ağı, yardımcı yükselteç ideal olmayan sonsuz çıkış empedansının parazitik cihazlar üzerindeki etkisine vurgu yapılarak teorik olarak analiz edilmiştir. Yeni bir Doherty Güç Yükselteç (DGY) 25 W GaN HEMT (Yüksek Elektron Mobiliteli Transistör) ile tasarlanmıştır. DGY, temel tasarımlar ve açıklamalar için tipik olan 6 dB'lik bir OPBO (Güç Geri Çekme) değerini varsayar, çünkü ilgili voltaj seviyesi 1:4'tür ve tepe güç yükselteç giriş voltajının dinamik aralığının yarısında etkinleştirilir. Ancak OPBO (Güç Geri Çekme) değerini arttırmak için öncelikle sinyalin PAPR (Tepe Etkin Güç Oranı) değeri ile uyumlu olması gerekmektedir. Asimetrik bir Doherty güç yükselteç tasarımı, tam çıkış gücünde doğrusallığı korurken yüksek kazanç dağıtımını koruyarak verimliliği en üst düzeye çıkarmaya yardımcı olabilir. DGY, 3G (3. Nesil Mobil İletişim) /LTE (Uzun Dönem Evrim) modülasyon hızı ayarlarında yüksek RF GY verimliliği sağlamayı amaçlamaktadır. Bu, Doherty GY'nın yüksek bir ortalama çıkış gücünde yüksek PAPR (Tepe Etkin Güç Oranı) için DE (drenaj verimlilik) artırmasına ve PAPR (Tepe Etkin Güç Oranı) zayıf olduğu yerlerde GY ısınmasını önemli ölçüde azaltmasına olanak tanır. OPBO (Güç Geri Çekme) aralığı asimetrik DGY tekniği kullanılarak genişletilmiştir. Daha önce DGY topolojisinde kullanılan çeyrek dalga dönüştürücüsü, ilgili Klopfenstein tapper ağı ile değiştirildi. Gerçek dünyadaki prototip uygulamalar, bu değişikliğin verimlilik değerlerini korurken geleneksel topolojilere kıyasla elde edilen DGY bant genişliğini (BW) artırdığını göstermiştir (Kesirli bant genişliği %24'e eşittir). Çıkış birleştirici, optimum karakteristik empedans ve faz ofset değeri kombinasyonlarına sahip konik empedans transformatörleri ve yük empedanslarından oluşur. Bu, yüksek çıkış gücü seviyesinde yük modülasyonu ve yüksek geri tepme sağlamak için yapılır. Simülasyonların bir sonucu olarak, DGY'nın CG2H40025 transistörlerle uygulanması, %69'dan daha yüksek bir doymuş verimlilikle 79 W'tan daha yüksek bir çıkış gücü sağlar. Tüm frekans bandı boyunca, maksimum çıkış gücü 47 dBm'den fazladır ve bu da bu transistörün maksimum güç işleme faktörüne karşılık gelir. Verimlilik açısından, doyumlukta %69 ile %79 arasında ve 6-dB geri çekmede %50 ile %72 arasında değişmektedir.



A WIDEBAND HIGH EFFICIENCY DOHERTY POWER AMPLIFIER FOR LTE

SUMMARY

This thesis describes a Wi-Fi and LTE Band-7 compatible broadband Doherty power amplifier with class AB and class C PAs. Theoretically, the output matching network is examined with a focus on how parasitic devices are affected by the auxiliary amplifier's non-ideal infinite output impedance. Using 25 W GaN HEMT transistors operating at 2.2 – 2.8 GHz, a novel Doherty-like power amplifier (DPA) is created. The DPA makes the assumption that the OBO value will be 6 dB because the voltage level involved is 1:4 and the peak power amplifier is turned on at half of the input voltage's dynamic range. However, the signal must first be compatible with the PAPR value in order to raise the OBO value. The design of an asymmetrical Doherty power amplifier can help maximize efficiency by maintaining high gain delivery while maintaining linearity at full output power. The DPA aims to provide high RF PA efficiencies at 3G/LTE modulation rate settings. By increasing drain efficiency for high PAPR modulation at a high average output power, the Doherty PA is able to significantly lessen PA heating in regions with low PAPR. The OPBO range was increased by using the asymmetric DPA technique. In the DPA topology, the corresponding Klopfenstein taper network took the place of the quarter-wave transformer. When compared to conventional topologies, real-world prototype implementations have demonstrated that this modification increases the achieved DPA bandwidth (BW) while maintaining efficiency values. (Fractional bandwidth equals 24%) The output combiner is made up of tapered impedance transformers and load impedances that have optimal characteristic impedance and phase offset value combinations. This is done to ensure load modulation and high back-off at a high output power level. As a result of simulations, the application of the DPA with CG2H40025 transistors yields an output power greater than 79 W, with a saturated efficiency greater than 69%. Across the entire frequency band, the maximum output power is greater than 47 dBm, which corresponds to the maximum power handling factor of this transistor. In terms of efficiency, it ranges between 69% and 79% at saturation and 50% and 72% at 6-dB back-off. Recent multiband communication schemes have enlarged the BW needs, there are two main approaches regarding the power amplifier (PA): to employ resonant narrowband structures along the whole application band or to employ of a wideband PA. Thus, the limited BW of the Doherty PAs (DPAs) has become a drawback for such multi-band applications. By modifying the reflection coefficient in this thesis, we hope to address output matching networks' (OMNs') flaws by broadening the BW of DPA. By utilizing two different transistors, the asymmetric Doherty PA can achieve a wider OPBO range. The power ratio of the carrier and peak amplifiers, however, determines the back-off range, making it impossible to achieve an arbitrary power back-off range. Therefore, it is of great importance to increase the OPBO range

of asymmetric DPA to a desirable value for higher PAPR applications. Although a DPA with a complex coupling load is used for extended OPBO range, the complex load complicates the design of the main input and output matching network and may affect the matching in saturation. The impedance inverter that connects the main and peaking amplifiers is the most noticeable and traditional cause of the Doherty amplifier's limited bandwidth. To achieve a proper load modulation of the higher impedance ($2R_{opt}$) into a lower impedance of R_{opt} in the upper 6 dB regime, the amplifier structure needs to convert the low common impedance of $R_{opt}/2$ into a higher impedance of $2R_{opt}$, which the main device perceives as load in the lowpower region. Only at the center frequency where the formulas apply can the impedance inverter achieve this load modulation mechanism. The impedance inverter can only achieve this load modulation mechanism at the center frequency where the formulas apply. The impedance inverter will no longer have $\lambda/4$ length as a result of the frequency deviation, which changes the purely resistive load ($2R_{opt}$) that the main device sees into a complex load. This causes a non-optimal load modulation that gets worse as the frequency deviation increases.

The situation becomes considerably more convoluted in the practical implementation of the Doherty amplifier, where an additional impedance inverter (transformer) is frequently required to transform the common load impedance into the final system impedance. The impact of these impedance inverters on the Doherty amplifier's possible bandwidth is thoroughly analyzed in the following section. Another component that is frequency-sensitive is the offset line at the peaking amplifier's input. In the upper 6 dB regime, this offset line is required to achieve in-phase combining of the output fundamental currents of the main and peaking amplifiers. It may be difficult to achieve phase compensation at all design frequencies using a fixed-length offset line, in the practical implementation of wideband Doherty amplifiers because the phase behaviors of the main and peaking amplifiers may not be similar over the design band due to their different bias and matching conditions. By using similar input/output matching network topologies for the main and peaking amplifiers, for example, a potential solution to this issue could be achieved by optimizing the paths of the main and peaking amplifiers during the design process in order to make it simpler to compensate for the phase difference using a fixed-length offset line. Another factor influencing the Doherty amplifier's wideband capability is its frequency-dependent turn-on of the peaking amplifier. The class-C amplifier exhibits different gain expansion behaviors at various frequencies, i.e., the drive power level at which the peaking device activates is frequency dependent, which affects the load modulation mechanism and lowers backoff efficiency. Such a situation can be avoided by carefully planning the input matching network of the peaking amplifier over the desired design band, which will cause the amplifier to operate at the same drive power level across the overall design spectrum. Load tuning in DPA using the Klopfenstein taper has been attempted, but not as a replacement for load modulation schemes. The Klopfenstein taper and the multi-stage transformer are combined in this thesis. Broadband matching of the main PA's output reactance is made possible by the use of this combiner, which aims to resolve the trade off between DPA gain, PAE, and BW. This tuning relies on relatively simple control of the reactance at the output of the Klopfenstein taper, allowing the relative group delay between the branches to be tuned

appropriately. In this thesis, we propose a novel method for tuning the Klopfenstein taper and peak amplifier current by selecting the appropriate load impedance, as well as a simple method for achieving the appropriate Doherty load modulation across the entire bandwidth. A Doherty PA that provides both wideband and high backoff is proposed by using these methods as a hybrid. It is well known that achieving Doherty that can operate over a wide frequency range is a difficult task. Furthermore, the methods used to increase the backoff are known to reduce bandwidth. The goal is to realize these two critical capabilities in the same study and design a broadband Doherty PA at high OPBOs. The design proposed in this paper incorporates symmetric load matching networks for broadband Doherty power amplifiers (DPAs). The output combiner consists of a tapered impedance transformer with optimized characteristic impedance and phase offset values to provide load modulation at a high output power level and high backoff. The chosen bandwidth covers LTE Band-7 and Wi-Fi as well as part of the band that could be adopted for multiband systems in the future. The peak-to-average power ratio (PAPR) of LTE signals is extremely high. For uplink communication, LTE employs singlecarrier frequency division multiple access (SC-FDMA). Although the PAPR of SC-FDMA modulation (6 – 7dB) is higher than that of W-CDMA (3 – 4dB) and GSM (0 dB), it is worth noting that HSPA (High Speed Packet Access) can have high PAPR in some cases, posing similar PA efficiency challenges. A commercially packaged GaN HEMT on SiC (CG2H40025F from Cree Inc.) with a typical in-band output power of 25 W at a 28-V drain bias was used as the active device.



1. GİRİŞ

Geçtiğimiz on yıl içinde mobil cihazların işlevselliği kayda değer bir dönüşüm geçirmiştir. Sosyal medya, oyun, müzik ve video akışı, bulut depolama ve diğer cihazlarla bağlantı gibi yeni uygulamaların devreye girmesiyle bu eğilimin devam edeceği tahmin edilmektedir. Geleneksel RF güç yükselteçleri, radyo frekansı (RF) modülasyonu ve daha yüksek ortalama çıkış gücü ile elde edilebilen yüksek veri hızları nedeniyle modern akıllı telefon tasarımlarının hem ısı dağılımı hem de pil ömrü için uygun olmayan verimlilik seviyelerinde çalışmaktadır. Bu nedenlerden dolayı, güç yükselteç verimliliği sadece mobil sistemler için değil, tüm kablosuz sistemler için önemlidir. Bir güç yükselteç verimliliğini belirlemek için iki farklı prensip kullanılır. Giriş gücünün (kaynaktan gelen) ne kadarının çıkış RF gücüne dönüştürüldüğünü gösteren DE (Drenaj Verimlilik) ilk etkin faktördür. Büyük işaretlerde elde edilen RF güç kazancı parametresi ise ikinci önemli faktördür. Bu faktörlerin her ikisi de, oluşturulan güç yükselteç etkinliğini hesaplamak için tezde kullanılmıştır. Verimlilik çıkış gücünün bir fonksiyonudur ve çıkış gücü arttıkça artmaktadır. Sonuç olarak, doygunluk bölgesi, en iyi verimin elde edildiği yerdir. Güç geri çekme bölgesinde çıkış gücü düşük olduğu için verimlilik de aynı şekilde çok düşüktür. Başka bir deyişle, güç yükselteç tasarımındaki temel zorluk, yüksek verimliliği ve mükemmel doğrusallığı aynı anda korumaktır. AM sistemleri az giriş gücüne sahip işaretler ürettiğinden, güç geri çekme bölgesinde yüksek verim elde etmek de önemli bir problem teşkil etmektedir. Bu koşullar altında, verimliliği artırmak için Doherty konfigürasyonu kullanılabilir. Güç yükselteç çıkış yükünü değiştirmek için ikinci bir gerilim kaynağı kullanma fikrini William Doherty 1936 yılında önerilmiştir. Mevcut Doherty mimarisinde, ana güç yükselteç AB sınıfı veya B sınıfı iken, ikinci kaynak C sınıfı güç yükselteç olarak tasarlanmaktadır. Doherty güç yükselteç sistemlerinde doğrusallığı ve verimliliği iyileştirmek mümkün olmaktadır. Özellikle, verimlilikte önemli bir iyileştirme sağlanabilmektedir.

1.1 Tezin Amacı

Bu tezdeki amaç geniş bantlı Doherty konfigürasyonunun teorisini ve pratik yöntemlerini kavramak, Doherty güç yükselteç tasarımı, simülasyonunu ve uygulamasını yapmaktadır. Doherty güç yükselteç performansı, dengeli bir güç yükselteç ile karşılaştırılarak da değerlendirilmektedir. Dengeli bir güç yükselteç tasarımı ve uygulaması da bu amaçla açıklanmıştır.

1.1.1 Tezin ikincil amaçları

DGY, 3G/LTE modülasyon hızı ayarlarında yüksek RF GY verimliliği sağlamayı amaçlamaktadır. Bu, Doherty GY'nın yüksek bir ortalama çıkış gücünde yüksek PAPR modülasyonu için drenaj verimliliğini artırmasına ve PAPR (Tepe Etkin Güç Oranı) zayıf olduğu yerlerde GY ısınmasını önemli ölçüde azaltmasına olanak tanır. OPBO (Güç Geri Çekme) değerini arttırmak için öncelikle işaretin PAPR (Tepe Etkin Güç Oranı) değeri ile uyumlu olması gerekmektedir. Asimetrik bir Doherty güç yükselteç tasarımı, tam çıkış gücünde doğrusallığı korurken yüksek kazanç dağıtımını koruyarak verimliliği en üst düzeye çıkarmaya yardımcı olabilmektedir. OPBO (Güç Geri Çekme) aralığı asimetrik DGY tekniği kullanılarak aralığın genişletilmesi hedeflenmiştir.

2. RF GÜÇ YÜKSELTEÇLERİNE GENEL BAKIŞ

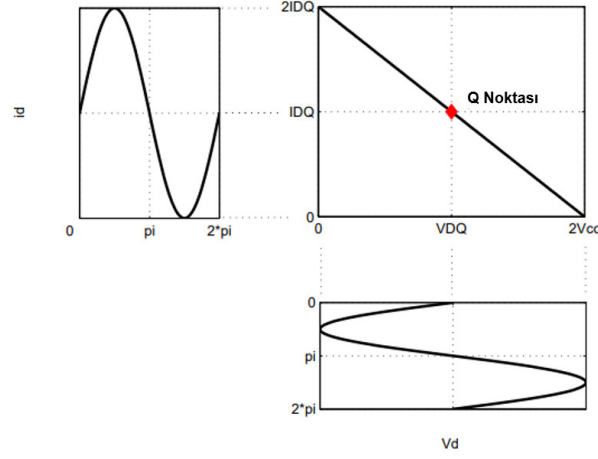
2.1 Geniş Bantlı Ve Yüksek Verimlilikli Doherty Güç Yükselteç Temelleri

Elektronik devrelerde kullanılan RF güç yükselteçlerinin iletim açıları, onları kategorize etmek için kullanılır. Bir giriş işaretine yanıt olarak bir güç yükselteç açıldığı bir döngünün kısmı, bir güç yükselteç iletim açısı olarak bilinir. Radyan veya derece cinsinden ifade edilir. Esasen, bir güç yükselteç iletim açısı güç yükselteçlerinin verimlilik ve doğrusallık parametrelerini belirler. Bir güç yükselteç genellikle bir sistemin doğrusallık gereksinimlerini karşılamak için mümkün olduğunca verimli çalışır. Güç yükselteçler, iletim açısına göre sınıflandırılabilir. Aşağıdaki açıklamalar diz gerilimini, kaynak gerilimine yakın çıkıştaki sıkıştırırmayı ve kaçak akımı göz ardı etmektedir. Çıkış geriliminin 0 V ile besleme geriliminin iki katı arasında değişeceği ve akımın maksimum akıma kadar doğrusal olarak artacağı öngörülmektedir. Ayrıca, açma veya kesme gerilimleri olarak da bilinen çok düşük eşik değerleri varsayımsal olarak kullanılır. Bu bölümdeki "verimlilik" terimi "drenaj verimliliği" anlamına gelmektedir. A sınıfı, B sınıfı, AB sınıfı ve C sınıfı güç yükselteçler, faydaları ve dezavantajları ile birlikte takip eden bölümlerde ele alınmaktadır.

2.2 A Sınıfı Güç Yükselteç

A sınıfı güç yükselteç tüm giriş işareti döngüsü boyunca çalışır. Maksimum güçte, akım salınımı tüm aralığı kapsar çünkü durgun akım maksimum boşaltma akımının yarısı kadardır. Tüm döngü boyunca güç olduğu için iletim açısı 360°'dir. Şekil 2.1, işaretin bir döngüsü için akım ve gerilim dalgalanmaları ile drenaj akımı-drenaj gerilimi karakteristiklerini göstermektedir. Aynı grafikte, durgunluk noktası (Q noktası) da gösterilmektedir.

Hiçbir giriş işareti uygulanmadığında, kapı gerilimi, maksimum akımın yarısı olan drenaj akımı (DC) I_{DQ} 'ya eşit olacak şekilde değiştirilir. Başka bir deyişle, Q noktası



Şekil 2.1: Drenaj gerilimi salınımı ile drenaj gerilimine karşı drenaj akımı ve A sınıfı güç yükselteç için drenaj akımı salınım dalga formları.

hem gerilim hem de akım için yarım yoldur. Yan etkileri göz ardı ederek, çıkış orijinal işaretin güçlendirilmiş bir kopyasıdır. Sonuç oldukça doğrusal bir çıkış işaretidir. A sınıfı bir güç yükselteç aslında en doğrusal olanıdır. Drenaj verimliliği denklem (2.1) ile hesaplanır:

Bu güç yükselteçleri, üçüncü derece ürünlerin çok önemli bir rol oynadığı frekans bölmeli çoğullamalı sistemler gibi performansı doğrusallığa bağlı olan sistemlerde kullanılır. A sınıfı bir güç yükselteçteki dezavantaj verimsizliktir. Denklem (2.2)'den ve tam gerilim ve tam akım salınımlarını varsayarak:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.1)$$

$$P_{out} = \frac{1}{2} V_{CC} I_{DQ} \quad (2.2)$$

Denklem (2.1) ve (2.2), denklem (2.3)'te yerine konulursa:

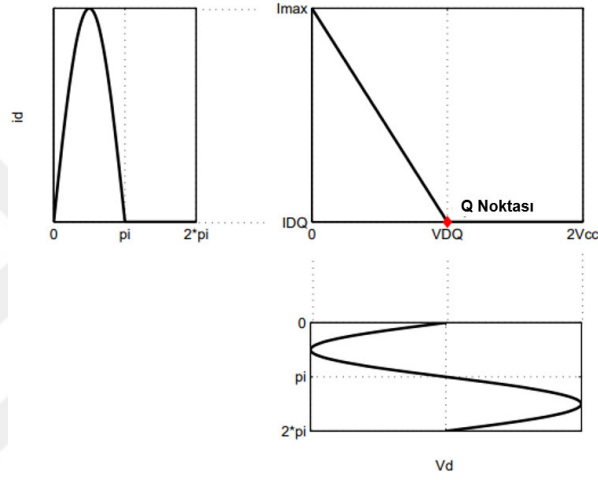
$$P_{in} = V_{CC} I_{DQ} \quad (2.3)$$

Denklem (2.4)'ten anlaşılabileceği gibi en az verimli güç yükselteç olan A sınıfı bir güç yükselteçteki teorik maksimum verimliliği %50'dir.

$$\eta_{max_sinif_A} = \frac{1}{2} \quad (2.4)$$

2.3 B Sınıfı Güç Yükselteçler

B sınıfı güç yükselteçler giriş işaretinin yarım dögüsü süresince çalışır. Başka bir deyişle, bu sınıf için iletim açısı 180°'dir. Giriş işareti sağlanmadığından, durgun akım sıfıra ayarlanır, bu da güç yükselteçten akım geçmediği anlamına gelir. Kapı geriliminin kesme noktasına kutuplama ile bu gerçekleştirilir. Boşaltma gerilimi-akım karakteristiği gösterilmiştir (Şekil 2.2).



Şekil 2.2: B sınıfı güç yükselteç için boşaltma gerilimi salınımı ve boşaltma akımı salınımı dalga formları ile boşaltma gerilimine karşı boşaltma akımı.

Güç yükselteç her döngüde açılıp kapanır. Bu özellik çıkış işaretinde bozulmalara neden olur ve çıkış işareti doğrusallığını büyük ölçüde kaybeder. Tam bir gerilim salınımı varsayıldığında, bir B sınıfı güç yükselteç drenaj verimliliği belirlenir. Şekil 2.2'de gösterildiği gibi, akım salınımının döngünün yarısında sıfırdan maksimum akıma kadar değiştiğini ve diğer döngüde tam olarak sıfır olduğu anlaşılır.

RF çıkış gücü:

$$P_{out} = \frac{1}{2} V_{CC} \frac{1}{2} I_{DQ} \quad (2.5)$$

DC giriş gücü:

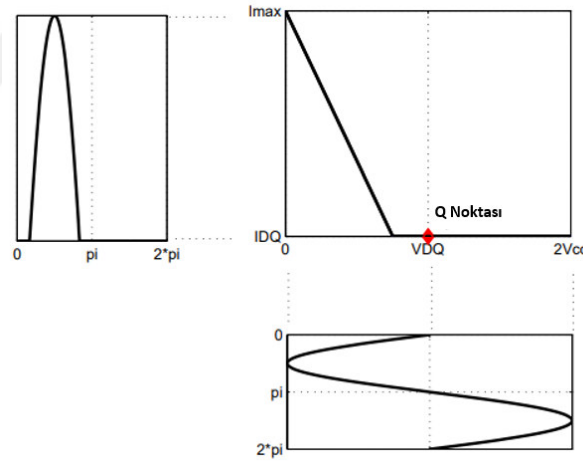
$$P_{in} = \frac{1}{\pi} V_{CC} I_{DQ} \quad (2.6)$$

Denklem (2.5), (2.6) ve (2.7)'de yerine konularak Sınıf B yükselteçteki maksimum drenaj verimliliği %78,5 olarak bulunmuştur, bu da B sınıfı güç yükselteçlerin A sınıfı güç yükselteçlerden daha verimli olduğunu göstermektedir.

$$\eta_{max_sinf_B} = \frac{\pi}{2} = \%78.5 \quad (2.7)$$

2.4 AB Sınıfı Güç Yükselteçler

A sınıfı ve B sınıfı güç yükselteçler arasında bu güç yükselteç sınıfı bulunur. Kutuplamaları nedeniyle, maksimum drenaj akımı ve durgun akımın her ikisi de sıfırdan büyüktür. Şekil 2.3'te Q noktası ve drain gerilim-akım dalga şekillerinin konumları gösterilmektedir. Bu keyfi ve değişken kutuplama özelliği, iletim açısının 180° ila 360° arasında herhangi bir değer olabileceği sonucuna götürür.



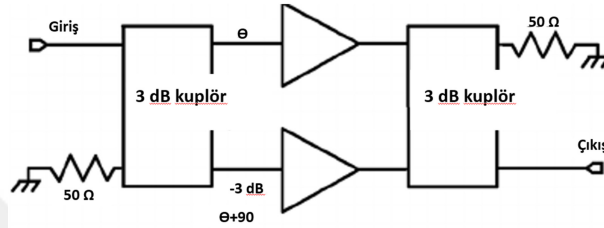
Şekil 2.3: Drenaj gerilimi salınımı ile drenaj gerilimine karşı drenaj akımı ve AB sınıfı güç yükselteç için drenaj akımı salınım dalga formları.

Doğrusallığı B sınıfı güç yükselteçlerinden daha iyidir çünkü sinüzoidal bir işaretin çıkış olma olasılığı daha yüksektir. Bununla birlikte, artık bozulmalar nedeniyle, A sınıfı güç yükselteçlerden daha az doğrusaldırlar. Yapısı esasen doğrusallık ve verimlilik arasında bir değiş tokuş içerdiğinden, sınıf-AB güç yükselteçler pratik sistemlerdeki en popüler RF güç yükselteçleri arasındadır. Oldukça doğrusal olan son

derece verimli yükselteçlerdir. Kapı kutuplama noktasının değiştirilmesi bu dengeyi değiştirecektir.

2.5 C Sınıfı Güç Yükselteçler

C sınıfı güç yükselteçler ters kutuplama ile aktifleşir (kesim noktasının altında ters-kutuplama), böylece yalnızca çok yüksek pozitif giriş gerilimlerinde çalışırlar. Transistörler döngünün sadece yarısından daha az bir süre açık olduğundan iletim açısının 180° 'den daha az olduğu sonucuna varılabilir (Şekil 2.4).



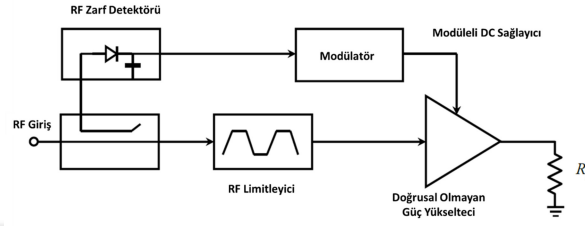
Şekil 2.4: Drenaj gerilimi salınımı ile drenaj gerilimine karşı drenaj akımı ve C sınıfı güç yükselteç için drenaj akımı salınım dalgaları.

Çıkış ayarlı devre, yalnızca kısa tepe noktalarından oluşan çıkışı sinüs dalgasına dönüştürür. Bu özelliğe ek olarak, açma/kapama işlemi nedeniyle çıkış distorsiyonu son derece şiddetlidir. Aslında, bu tezde anlatılan güç yükselteç sınıfları arasında en az doğrusal olan güç yükselteçlerdir. Çıkış harmonikleri de oldukça yüksek olduğundan, harmonik filtreleme de sıklıkla kullanılır.

Harmonik bozulma ve doğrusal olmama çok önemli faktörler olmadığında, çoğunlukla tek tonlu işaretleri ve frekans modülasyonlu işaretleri yükseltmek için kullanılırlar. Bazı durumlarda, güç yükselteç kesme noktasının önemli ölçüde altında kutuplama olduğundan ve giriş işareti transistörü açmak için çok düşük olduğundan çıkış gücü sağlanmaz. Bu durumlarda bir transistör yalnızca modüle edilmiş bir işaretin tepe noktalarını veya yüksek güçlü giriş işaretlerini yükseltir. Yüksek verimliliği nedeniyle tipik olarak C sınıfı güç yükselteç kullanılır. Çalışma süresinin yarısından fazlası boyunca beslemeden hiç akım alınmaz. Akımın tepe noktalarında harcanan güç, düşük akım gerilimi nedeniyle çok küçüktür ve sonuç olarak yüke verilen RF gücü, tüketilen güce çok yakındır. A, B ve AB sınıfları arasında en etkili güç yükselteç sınıfı budur.

2.6 Dengeli Güç Yükselteçler

Giriş ve çıkışta iki dörtlü 3dB kuplör ile paralel bağlanan iki karşılaştırılabilir güç yükselteç dengeli bir güç yükselteç oluşturur. Şekil 2.5'te blok diyagramı gösterilmektedir. İlk kuplör giriş işaretini 90° faz farkı ile ikiye böler. Aynı dal için başka bir 90° faz farkı, uyumsuzlukların sonucu olan güç yükselteç girişlerinden gelen yansımaları toplamak için kullanılır.



Şekil 2.5: Dengeli güç yükselteç blok diyagramı.

Toplam 180° faz farkı olduğundan, yansımalar birbirini sönümler. Faz içi işaretler sağlamak için, yansımalar ayrıca kuplörün izole portuna diğer dal için ekstra 90° faz kayması ile eklenir. İzole porttan herhangi bir yansımayı önlemek için, değeri tam olarak sistem empedansına eşit olan bir dirençle sonlandırılmalıdır [4]. Dalların faz farkları 90 derecedir. Bölünmüş giriş işareti yükseltildikten sonra, çıkıştaki kuplör ile karıştırılır, böylece diğer dal 90° faz kayması alır. Bu nedenle çıkış işaretleri doğru şekilde karıştırılır ve aynı fazdadır. Çıkış kuplörü de aynı yansıma prensibine tabidir. Sistemin giriş veya çıkışında güç yükselteç yansıması olmadığından, giriş ve çıkış eşleşmesi tüm dengeli güç yükselteç sistemi için mükemmeldir.

Dengeli bir güç yükselteçteki maksimum çıkış gücü, tek bir güç yükselteç maksimum çıkış gücünden 3 dB daha yüksektir çünkü güçler birleştiricide eklenir. Bu da sistemin üçüncü dereceden kesişme noktası ve 1 dB sıkıştırma noktasının (P1dB) her ikisinin de tek bir güç yükselteçten 3 dB daha yüksek olduğu sonucunu doğurur. Başka bir deyişle, bozulma özellikleri ve doğrusallık aynı kalır ancak maksimum çıkış gücü 3 dB artar. (Doğrusal olmayan güç çıkışları ve harmonikler de eklenir.) Kazanç sabit olduğundan, bu senaryoda girişte 3 dB daha fazla güce ihtiyaç duyulur [10]. Dengeli güç yükselteç verimliliği tek bir güç yükselteç ile aynıdır. İki güç yükselteç kullanarak, çıkış gücü ve giriş besleme gücünün her ikisi de iki kat artırılarak istenen etki elde edilebilir.

3. RF GÜÇ YÜKSELTEÇLERİNDE VERİMLİLİK GELİŞTİRMESİ

Radyo yayın tekniklerinin icadından sonra, 1900'li yılların başında tüm dünyada birçok yüksek güçlü radyo istasyonu kullanılmaya başlanmıştır. Radyo istasyonlarının işletme maliyetini düşürmek için 1930'larda ilk verimlilik iyileştirme teknikleri geliştirilmiştir [2]. Günümüzün dijital modülasyon işaretleri yüksek PAPR (Tepe Etkin Güç Oranı) sahiptir ve bu da daha yüksek güç geri çekme ile güç yükselteçlerin çalıştırılmasını gerektirir. Bu da düşük güç verimliliği ile sonuçlanmaktadır. Mobil haberleşmede maliyeti etkisi olan iki ana etken yüksek PAPR (Tepe Etkin Güç Oranı) ve yüksek ortalama çıkış gücünü karşılayabilmek için GY sınırlamasını ve sistem karmaşıklığını arttırmak gerekmektedir. Doherty GY'lar, maksimum çıkış gücünde doğrusallığı korurken yüksek kazanç sağlamayı sürdürerek verimliliği en üst düzeye çıkarmaya yardımcı olabilir. Güç yükselteçlerde verimliliğin artması sağlanarak, yüksek ortalama çıkış gücünde yüksek PAPR (Tepe Etkin Güç Oranı) modülasyonu için drenaj verimliliği artırılıp PAPR (Tepe Etkin Güç Oranı) düşük olduğu yerlerde GY ısınmasını önemli ölçüde azaltarak PAPR modülasyon performansını iyileştirebilir bu da GY'nin ömrünü uzatır. Bu sayede gelişmiş GY sonuçları ve çıktılarının bir sonucu olarak maksimum ortalama çıkış gücünü yükseltir. Aynı zamanda komşu kanallara olan sızıntı oranı azaltılmasına da yardımcı olur. Mobil cihazların yaygın kullanımı, terminallerdeki sınırlı güç kaynağı nedeniyle sayısal modülasyonlar için verimlilik iyileştirme tekniklerinin önemini artırmaktadır. Sabit mobil baz istasyonları için, maliyetlerini düşürmek hala oldukça önemlidir. Doherty Güç yükselteç (DGY) [16], geniş bir çıkış gücü aralığında yüksek verimliliği sayesinde, modern dijital vericilerde ihtiyaç duyulan verimi elde etmek için gereken genlik modülasyonlu işaretlerle çalışan GY'ler için uygun ve yaygın olarak benimsenen bir çözümü temsil eder.

Daha uygun bir çözüm, genlik modülasyonlu giriş işareti ile sürülen doğrusal bir GY'nin benimsendiği ve drenaj ön geriliminin güç kaybını en aza indirmek için işaretin zarfını izlediği zarf izlemedir [17].

Çizelge 3.1: GY tekniklerinde ana unsurların karşılaştırılması.

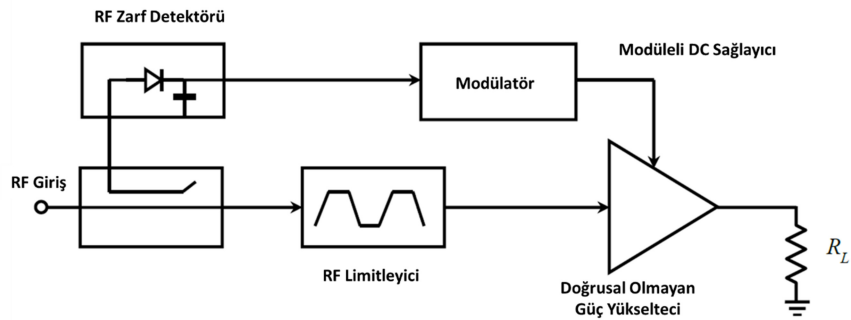
GY Tekniği	Çıkış Gücü	Ortalama Verimlilik	RF Bant	Mod. Bant
AB Sınıfı GY	Yüksek	Düşük	Yüksek	Yüksek
Doherty GY	Yüksek	Yüksek	Düşük	Yüksek
Faz-Dışı	Yüksek	Orta	Düşük	Düşük
Zarf İzleyicisi	Orta	Yüksek	Yüksek	Düşük
Ön Besleme Mod.	Düşük	Yüksek	Yüksek	Düşük
AB Sınıfı GY	Yüksek	Düşük	Yüksek	Yüksek

Ayrıca bu durumda, büyük bir modülasyon bant genişliği gerektiğinde, zarf yükselteç kritik hale gelir ve bant genişliği ile verimliliği dengelemek için çözümler bulunması gerekir. Zarf takibi el cihazı GY'leri için çok popüler hale gelmesine rağmen, baz istasyonları için AB sınıfı bir yedek olarak kullanılması, içerdiği yüksek güç nedeniyle kolay değildir. Bu husus göz önünde bulundurulduğunda, DGY'ler genellikle tercih edilir çünkü AB sınıfı GY'lerin yerine etkin bir şekilde kullanılabilirler. Aslında, açıklanan diğer verimlilik arttıran tekniklerin biri verici RF bloğuna dahil olmasına, geleneksel GY'lerden daha çok fırsat verilmelidir. Bu bağlamda, geri uyumluluk ve maliyet üzerinde güçlü bir etkiye sahip olan tüm sistem mimarisinin derinlemesine gözden geçirilmesini gerektirirler. Merkez frekanstan sapma, ana güç yükselteç yük empedansı aralığını değiştirerek hayali bir bileşenin ortaya çıkmasına neden olur. Sonuç olarak, frekans arttıkça, ana yükselteç tarafından sağlanan RF gücü azalır ve back-off verimliliği düşer. Zirve yükselticinin girişindeki ofset hattı da frekansa duyarlı bir bileşendir. 6 dB geri çekme bölgesinde, öteleme hattı ana ve eş yükselteçlerin çıkış temel akımlarının faz içi birleştirilmesini sağlamak için gereklidir. Farklı kutuplama ve uyumlandırma koşulları nedeniyle, geniş bant Doherty yükselteçlerin pratik uygulamalarında ana ve eş yükselteçlerin faz davranışları tasarım bandı boyunca benzer olmayabilir, bu da sabit uzunlukta bir öteleme hattı kullanarak tüm tasarım frekanslarında faz kompanzasyonunun elde edilmesini zorlaştırır. Bu soruna olası bir çözüm, faz farkının sabit uzunlukta bir öteleme hattı kullanılarak telafi edilebileceği şekilde tasarım prosedürü sırasında ana ve yardımcı yükselteçlerin yollarını optimize ederek elde edilebilir. Örneğin, ana ve yardımcı yükselteçler için benzer giriş / çıkış uyumlandırma ağı topolojileri kullanılabilir. Diğer bir seçenek de giriş gücünü ana ve yardımcı yükselteçlere ayrı ayrı enjekte ederek giriş işaretinin fazının her frekansta her yükselteç için ayarlanmasını sağlamaktır. Ancak bu çözüm,

geniş bant Doherty yükselteçünün devre karmaşıklığını önemli ölçüde artırır. Doherty güç yükselteçte geniş bant kapasitesini etkileyen bir diğer faktör de yardımcı güç yükselteçte frekansa bağlı olarak akım çekerek açılmasıdır. Farklı frekanslarda, C sınıfı güç yükselteçlerde farklı kazanç genişleme davranışları elde edilir, yani yardımcı GY'nin açıldığı sürücü güç seviyesi frekansa bağlıdır. Yük modülasyon mekanizmasını etkiler ve daha düşük geri çekme verimliliği ile sonuçlanır. Böyle bir problem, hedeflenen tasarım bandı üzerinde eş yükselteç, giriş uyumlandırma ağının dikkatlice tasarlanmasıyla çözülebilir. Böylece güç yükselteç tüm tasarım frekansları için aynı sürücü güç seviyesinde açılır. Standart uygulamalarının özellikleri açısından DGY ve diğer verimlilik geliştiren GY çözümleri arasında bir karşılaştırma sunan Çizelge 3.1'de, DGY ile ilgili en büyük endişelerden birinin sınırlı RF bant genişliği olduğunu göstermektedir. Ancak, bu tezin ilerleyen bölümlerinde tartışıldığı gibi, bu sorunu çözmek için projemizde farklı çözümler önerilmiştir.

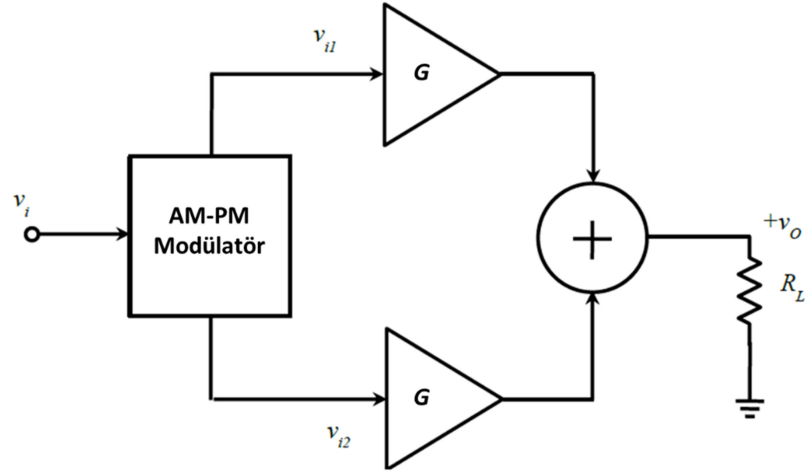
3.1 Zarf Eleme ve Restorasyon

Doherty ve outphasing yükselteç karşılaştırıldığında, zarf eleme ve restorasyon (ZER) yöntemi oldukça basit bir fikirdir. Yükseltilmeden önce giriş işareti sınırlandırılır ve herhangi bir faz modülasyonu bilgisi korunurken sabit bir genlik verilir. Bu nedenle güç yükselteçleri doygunlukta çalışabilir ve doğrusal olmayabilir. Herhangi bir genlik modülasyonu bilgisini kurtarmak için işaretin zarfı ölçülebilmektedir (Şekil 3.1). Güç yükselteç DC beslemesi bu bilgi kullanılarak modüle edilir [27].



Şekil 3.1: Zarf giderme ve restorasyon güç yükselteç blok diyagramı.

ZER, doğrusal yükseltme için mevcut teknikler arasında teorik olarak en verimli olanıdır. Bununla birlikte, yüksek verimli güç dönüştürücünün gerçekleştirilmesi



Şekil 3.3: Chireix faz-dışı güç yükselteç blok diyagramı.

$$\cos(a) + \cos(b) = 2 \cos \frac{(a+b)}{2} \cos \frac{(a-b)}{2} \quad (3.1)$$

Denklem (3.5) ve denklem (3.6)'da gösterildiği gibi oluşturulan iki giriş işareti V_{i1} ve V_{i2} , güçlendirme yükselticisine uygulanacaktır. V_i yükseltilecek modüle edilmiş işaret, G her bir doğrusal olmayan yükselticinin kazancı ve V_0 çıkışıdır.

$$V_i = A(t) \cos(\omega t), |A(t)| \leq 1 \quad (3.2)$$

$$V_{i1} = \cos(\omega t + \cos^{-1} [A(t)]), |A(t)| \leq 1 \quad (3.3)$$

$$V_{i2} = \cos(\omega t + \cos^{-1} [A(t)]), |A(t)| \leq 1 \quad (3.4)$$

$$V_0 = G (V_{i1} + V_{i2}) \quad (3.5)$$

$$V_0 = 2 \cdot G \cdot A(t) \cos(\omega t) \quad (3.6)$$

Denklem (3.8)'de gösterildiği gibi, yükseltilmiş işaret iki yükselticinin çıkışının rekombinasyonu ile üretilir. Bu teknikteki önemli bileşen, giriş işareti genliğinin faz sapmasına dönüştürüldüğü denklem (3.5) ve denklem (3.6)'daki iki işareti üretmek için gerekli olan AM-PM modülatörüdür. Daha da önemlisi, bu tekniğin rekombinasyon devresi tasarımı, her bir yükselticiden gelen işaret eşzamanlı olmadığından çıkışta basit bir işaret birleştirici kullanılamayacağı için kritiktir.

3.4 Doherty Güç Yükselteç

Genlik modülasyonlu (AM) radyo frekansı işaretleri için yeni bir güç yükselteç tekniği William H. Doherty tarafından 1930'ların ortalarında yayıncılıkta hem geleneksel genlik modülasyon tekniklerine hem de Chireix outphasing tekniğine bir alternatif daha verimli bir sistem olarak icat edildi [4].

3.5 Geleneksel Doherty Güç Yükselteç Yapısı

Geleneksel Doherty güç yükselteç mimarileri, temel çalışma prensiplerine ayrılabilir ve düşük, orta ve tepe çıkış gücü bölgeleri için izole olarak incelenebilir [5]. Düşük çıkış seviyelerinde, taşıyıcı güç yükselteç B sınıfı kutuplama ile doğrusal olarak çalışır. Sistem, maksimum çıkış geriliminin altındaki bazı geçiş gerilimlerinde maksimum verimliliğe karşılık gelen doygunluğa ulaşır. Bu noktada, tepe güç yükselteç C sınıfı kutuplamanın bir sonucu olarak kapatılır. Geleneksel bir Doherty sisteminin geçiş gerilimi, sistemin en yüksek çıkış geriliminin yarısına eşittir. Ana güç yükselteç daha yüksek çıkış gücü seviyelerinde doymaya devam edecektir ve ana güç yükselteç doğrusal olarak çalışmaya devam edecektir. Bunun bir sonucu olarak, maksimum güç yükselteç verimliliği hem geçişin gerçekleştiği noktada hem de çıkış gücünün en yüksek olduğu noktada elde edilir. Ana ve yardımcı güç yükselticilerin kayıpsız uyumlandırma devreleri varsayıldığında, ana güç-yükselticideki iletim hattının çıkışında görülen empedans yol

$$R_3 = \frac{I_2 + I_3}{I_3} \frac{Z_1^2}{R_L} = \frac{Z_1^2}{\beta R_L} \quad (3.7)$$

Yardımcı güç yükselteç empedansı görürken:

$$R_2 = \frac{I_2 + I_3}{I_3} \frac{Z_1^2}{R_L} = \frac{Z_1^2}{(1 - \beta)R_L} \quad (3.8)$$

burada mevcut bölme oranı " β " şu şekilde tanımlanır.

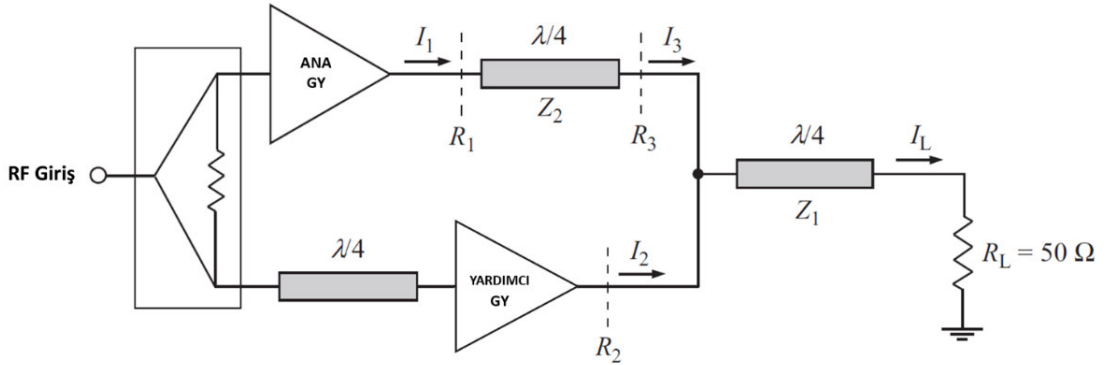
$$\beta = \frac{I_3}{I_2 + I_3} \quad (3.9)$$

Maksimum çıkış gücünde hem ana hem de yardımcı yükselticiler doygun hale geldiğinden, sonuçta ortaya çıkan drenaj verimliliği, ideal bir B sınıfı çalışması için elde edilebilecek maksimum verimlilik olan %78,5'e eşittir. Şekil 3.4'te gösterilen geleneksel Doherty güç yükselteç mimarisi için, hem ana hem de yardımcı yükselteçler eşit çıkış güçleri ürettiğinde, yük empedansları aşağıdakilere eşittir.

$$R_1 = R_3 = R_2 = Z_2 = \frac{2Z_1^2}{R_L} \quad (3.10)$$

Çıkış iletim hattının karakteristik empedansı $Z_1 = 35 \Omega$ olarak seçilirse, $R_1 = R_3 = R_2 = Z_2 = R_L = 50 \Omega$. Düşük güç bölgesinde, negatif C sınıfı kutuplamanın üstesinden gelmek için yetersiz giriş sürücüsü nedeniyle yardımcı güç yükselteç kapatılır ve açık devre olarak görünür. Ana güç yükselteç aktif bölgede çalıştırılır ve aşağıdaki denklemdekine göre yük empedansını görür.

$$R_1 = \left(\frac{Z_2}{Z_1}\right)^2 R_L \quad (3.11)$$



Şekil 3.4: Doherty güç yükselteç yapısı blok diyagramı.

3.5.1 Asimetrik doherty güç yükselteç

Asimetrik Doherty Güç Yükselteç (ADGY), Dohert güç yükselteç (DGY) için B sınıf ve C sınıf konfigürasyonlarında çeşitli çevresel cihazlardan yararlanan yeni bir topolojidir. Aynı boyutta B sınıfı ve C sınıfı kutuplama transistörlerin kullanılması uygulamaları basitleştirse de, en yüksek sürücü seviyesinde tam yük modülasyonunun olmaması DGY'nin maksimum çıkış gücünü üretmesini engeller.

Asimetrik Doherty güç yükselteç (ADGY) olarak bilinen bu teknik, son uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır.

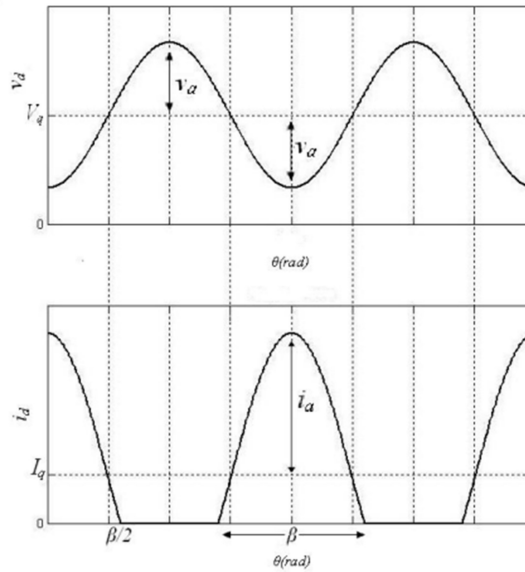


4. DOHERTY GÜÇ YÜKSELTEÇ TASARIM TEMELLERİ

Bu bölümde Doherty Güç yükselteç teorisi açıklanırken ideal koşullar varsayılmıştır: diz gerilimi göz ardı edilmiş, tüm harmonikler ideal olarak kısa devre edilmiştir, böylece temel bileşen tüm RF gücünü içerir, kaçak akım ve diğer yan etkiler olmadığı varsayılmıştır. Maksimum giriş gücü uygulandığında DC geriliminin iki katına eşit olan maksimum doğrusal voltaj salınımı ve maksimum doğrusal akım salınımı (iletim açısıyla ilgili) da varsayılır. Ayrıca maksimum giriş gücü hakkında konuştuğumuzda, aslında maksimum doğrusal çıkış gerilimi salınımını üreten maksimum uygun giriş gücüdür.

4.1 İletim Açısı ve Giriş Gücünün Verime Etkileri

Güç yükselteçlerde verimlilik, öncelikle iletim açısından ve giriş gücünden etkilenir. V_A genlikli bir çıkış gerilimiyle sonuçlanan gelişigüzel bir iletim açısı β ve gelişigüzel giriş gücü için, AB sınıfı bir güç yükselteç için boşaltma gerilimini ve akımı gösterilmektedir (Şekil 4.1).



Şekil 4.1: Drenaj gerilimi, iletim açısı " β " için drenaj akımı dalga formları.

AB Sınıfı için geçerli olmasına rağmen A Sınıfı için $I_a = I_q (=360)$ dikkate alındığında, B Sınıfı için $I_q = 0 (=180)$ dikkate alındığında kabul edilebilir bir rakamdır. Ek olarak, I_q sıfır (180) olduğunda Sınıf-C için de geçerlidir. Doğal olarak, bu, drenaj akımı grafiğinde küçük bir değişikliğe neden olacaktır. Bu nedenle, aşağıda listelenen ifadelerin tümü bu sınıfların tümü için uygundur [3].

Drenaj akımı aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$I_d(\theta) = \begin{cases} I_q + I_a \cos(\theta) & \text{eğer } -\frac{\beta}{2} < \theta < \frac{\beta}{2} \\ 0 & \text{eğer } \frac{\beta}{2} < \theta < 2\pi - \frac{\beta}{2} \end{cases} \quad (4.1)$$

Ve

$$I_q + I_a \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) = 0 \quad (4.2)$$

$$I_q = -I_a \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad (4.3)$$

(4.3) formülü (4.1)'de yerine yazılırsa:

$$I_d(\theta) = \begin{cases} I_a \left[\cos\left(\frac{\beta}{2}\right) + \cos \theta \right] & \text{eğer } -\frac{\beta}{2} < \theta < \frac{\beta}{2} \\ 0 & \text{eğer } \frac{\beta}{2} < \theta < 2\pi - \frac{\beta}{2} \end{cases} \quad (4.4)$$

$$I_q + I_a \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) = 0$$

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\beta/2}^{\beta/2} i_a \left[-\cos\left(\frac{\beta}{2}\right) + \cos(\theta) \right] d\theta \quad (4.5)$$

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} i_a \left[-\cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \int_{-\beta/2}^{\beta/2} d\theta + \int_{-\beta/2}^{\beta/2} \cos(\theta) d\theta \right] \quad (4.6)$$

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} i_a \left[-\cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \beta + 2\sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \right] \quad (4.7)$$

RF Çıkış Akımı

$$I_{RF} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\beta}{2}}^{2\pi - \frac{\beta}{2}} i_a(\theta) \cos(\theta) d\theta \quad (4.8)$$

$$I_{RF} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\beta}{2}}^{\frac{\beta}{2}} i_a \left[-\cos\left(\frac{\beta}{2}\right) + \cos(\theta) \right] (\theta) \cos(\theta) d\theta \quad (4.9)$$

$$I_{RF} = \frac{1}{\pi} i_a \left[-\cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \int_{-\frac{\beta}{2}}^{\frac{\beta}{2}} \cos(\theta) d\theta + \int_{-\frac{\beta}{2}}^{\frac{\beta}{2}} \cos^2(\theta) d\theta \right] \quad (4.10)$$

$$I_{RF} = \frac{1}{\pi} i_a \left[\frac{-\sin(\beta)}{2} + \frac{\beta}{2} \right] \quad (4.11)$$

$$I_{RF} = \frac{i_a}{2\pi} (\beta - \sin(\beta)) \quad (4.12)$$

Giriş DC gücü ve çıkış gücü Denklem (4.14) gibi bulunur:

$$P_{DCin} = V_{dc} \times I_{dc} \quad (4.13)$$

$$P_{DCin} = V_{dc} \times \frac{i_a}{2\pi} \left(-\cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \beta + 2\sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \right) \quad (4.14)$$

Çıkış RF Gücü:

$$P_{RFout} = \frac{v_a}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{RF}}{\sqrt{2}} \quad (4.15)$$

$$P_{RFout} = \frac{v_a i_a (\beta - \sin(\beta))}{4\pi} \quad (4.16)$$

Bu formüller ile verimlilik Denklem (4.18) gibi yazılabilir:

$$\eta = \frac{P_{RFout}}{P_{DCin}} \quad (4.17)$$

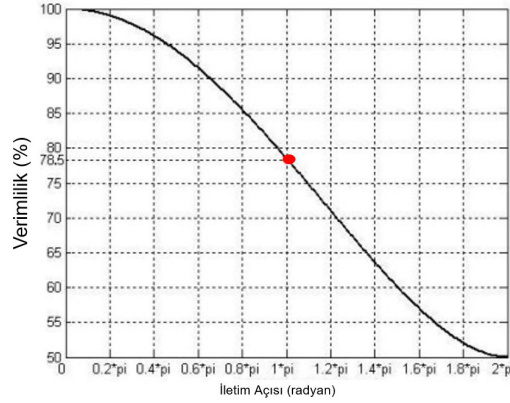
$$\eta = \frac{v_a (\beta - \sin(\beta))}{2V_{dc} \left(2\sin\left(\frac{\beta}{2}\right) - \beta \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \right)} \quad (4.18)$$

$v_a = V_{dc}$ olduğunda maksimum giriş gücü uygulanır ve maksimum çıkış gerilimi salınımı elde edilir.

Bu noktada elde edilebilecek maksimum verimlilik denklem (4.20) ile verilmiştir:

$$\eta_{maks} = \frac{\beta - \sin(\beta)}{2 \left(2\sin\left(\frac{\beta}{2}\right) - \beta \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \right)} \quad (4.19)$$

Şekil4.2’de iletim açısına bağlı olarak elde edilebilecek maksimum verimlilik gösterilmektedir.



Şekil 4.2: İletim açısına göre ulaşılabilir maksimum verimlilik.

4.2 Verimlilik Artışı ve Dinamik Yük

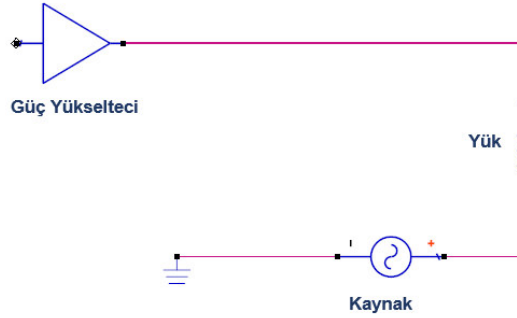
Denklem (4.19), sabit bir güç kazancını korurken çıkış gerilim salınımını yükselterek, düşük giriş gücü seviyelerinde verimliliğin artırılabilceğini göstermektedir. Başka bir deyişle, maksimum giriş gücü sağlanmadan önce ve maksimum değerine (V_{DC}) ulaşacaktır. Bu, sabit bir çıkış gücünü korurken yük empedansını yükselterek gerçekleştirilebilir. Örneğin, ilk senaryoda R ohm ile eşleştirilen aynı yükselteç, ikinci senaryoda $2R$ ohm ile eşleştirilir. Çıkış gücü her iki durumda da aynıysa, çıkış gerilimi salınımı ikinci durumda ilkinin göre daha büyük olduğundan, ikinci durumdaki verimliliğin daha yüksek olduğu açıktır [6].

Bu konsept, maksimum çıkış gerilimi salınımının elde edildiği noktaya kadar iyi çalışır. İkinci durumda bu, ilk duruma göre çok daha erken gerçekleşir. Başka bir deyişle, yükselteç daha hızlı doyuma ulaşır ve dolayısıyla maksimum mevcut çıktı elde edilemez.

Dinamik bir yük kullanmak çözümdür; değeri giriş gücüne yanıt olarak değişecektir. Yüksek verimliliği korurken çıkış gerilimi salınımını en üst düzeye çıkarmak için, düşük giriş seviyelerinde yüksek değerli bir yük empedansı kullanılacaktır. Yük empedansındaki azalmanın bir sonucu olarak çıkış gücü artar, bu da yüksek verimliliği

ve çıkış gerilimi salınımını korur. Şekil 4.3'te gösterildiği gibi bu, yüke seri olarak ikinci bir gerilim kaynağı bağlanarak gerçekleştirilebilir [6] [3].

Şekil 4.3'de iletim açısına bağlı olarak elde edilebilecek maksimum verimlilik gösterilmektedir.

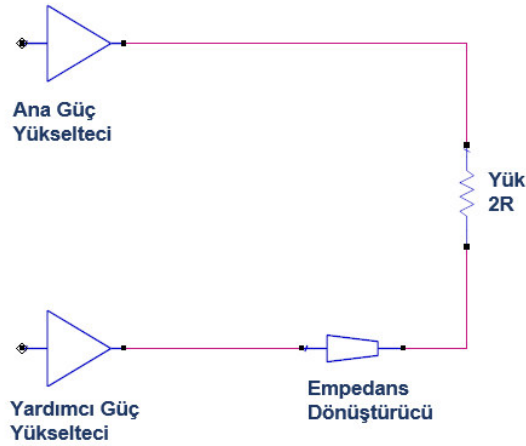


Şekil 4.3: Gerilim kaynağı kullanımı.

Burada, yük empedans değeri ideal yük empedansından iki kat daha yüksektir. Jeneratör çalışmadığından ve düşük güç bölgesinde çıkış empedansı sıfır olduğundan, yükselteçin verimliliği büyüktür çünkü $2R_{opt}$ (optimum empedans) empedansı ile eşleşmiştir. Jeneratör yüksek güç alanında elektrik sağlamaya başladığında, işaret kaynağı ve yük arasındaki düğümdeki voltaj yükselir. Bu, etkin yük empedansının azaldığı gözlemlendiğinden, yükselteçin drenaj geriliminde herhangi bir azalma yaşamadan daha fazla güç üretebileceği anlamına gelir.

İşaret kaynağının çıkışı yükselteçin çıkışıyla eşleştiğinde, etkin empedans R_{opt} 'a eşit bir değere ulaşır ve yükselteçü maksimum güç miktarını verdiği ideal durumuna döndürür. Üreteç aynı gücü ikinci dalda da verir ve sistemin toplam çıkış gücünü tek bir yükselticiye kıyasla iki katına çıkarır. (Ancak, giriş gücü girişte iki dala ayrıldığı için tüm sistemde kazanç artışı olmaz. Bununla birlikte, mevcut maksimum güç ve ardından P1dB yükselir). İşaret üretimini gerçekleştirmek için ikinci bir yükselteç kullanılabilir. Bir RF yükselteçü kapatıldığında, çıkışı yüksek bir empedansa sahiptir. Jeneratör sıfır çıkış empedansına sahip olduğundan, yükselteç doğrudan yüke bağlanamaz. Şekil 4.4'te gösterilen empedans çevirici yapısı bu sorunu kolayca çözebilir.

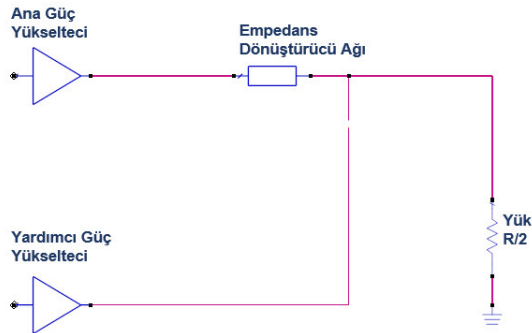
Şekil 4.4’de iletim açısına bağlı olarak elde edilebilecek maksimum verimlilik gösterilmektedir.



Şekil 4.4: İkincil güç yükselteç kullanımı.

Bu tasarımda gösterilen yük, yükselteçlere seri olarak bağlanır ve bu da uygulamayı zorlaştırır. Seri bağlantılar yerine paralel bağlantılar kullanılır. Şekil 4.5 ile bu kurulum gösterilmektedir. Maksimum giriş gücü uygulandığında mümkün olan en yüksek çıkış gücünü verebilmek için R_{opt} her iki yükselteç de sonlandırmalıdır. Bu nedenle, sistem ideal yükün yarısı kadar empedansa sahip bir yük tarafından kapatılır ($R_{opt}/2$). Ana yükselteç çıkışında, düşük yük empedansı değerinin düşük güç bölgesinde yüksek bir değere değiştirilmesi için bir empedans dönüştürücü ağı kullanılır. Daha ayrıntılı olarak, $R_{opt}/2$ ile $2R_{opt}$ ve R_{opt} ile bir kez daha R_{opt} eşleşecek şekilde bir devre oluşturulur [6].

Şekil 4.5’de iletim açısına bağlı olarak elde edilebilecek maksimum verimlilik gösterilmektedir.



Şekil 4.5: Paralel yük ile Doherty konfigürasyonu.

4.3 Doherty Güç Yükselteç Tasarımı

Genel bir açıklama ve nihai çıkış konfigürasyonu bölüm 5.2’de verilmiştir (Şekil 5.5). Doherty Yükselteç konfigürasyonunu tamamlamak için devre bloklarına birkaç ekleme yapılmalıdır. Tez boyunca kullanılan dille tutarlı olması için, ilk yükselteç ve ikinci yükselteç sırasıyla "Ana Güç Yükselteç" ve "Yardımcı Güç Yükselteç" olarak adlandırılmıştır.

4.3.1 Ana güç yükselteç

Düşük güç seviyelerinde taşıyıcı Yükselteç doğrusal bölgede çalışır; yüksek güç seviyelerinde ise doyuma ulaşır (doğrusal olmayan bölgede çalışır). Taşıyıcı Yükselteçler AB sınıf ya da B sınıf yükselteçlerdir. Bu yükselteçlerin etkinliği, düşük güç bölgelerindeki verimliliği belirler [5].

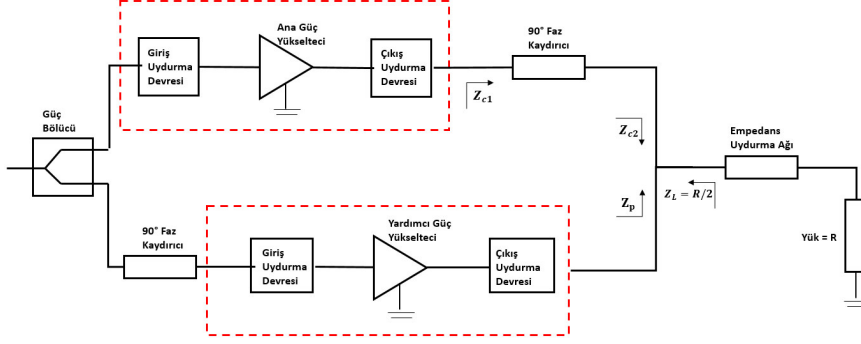
4.3.2 Yardımcı güç yükselteç

Düşük güç seviyeleri yardımcı yükselticinin çalışmasını engeller ve transistörü devre dışı bırakılır. Yüksek güç seviyelerinde veya modüle edilmiş giriş işaretinin tepe noktalarında ana yükselteç doğrusal olmayan özelliğini etkinleştirir ve düzeltir, böylece doğrusal olarak artan bir güç elde edilir. Hem düşük güçte hem de yüksek güçte gerekli parametreleri elde etmek için, bu yükselteç C sınıf olarak kutuplama olmalıdır. Ek olarak, bu yükselteç çıkışının kesimdeyken yüksek bir empedans değerine sahip olması çok önemlidir, çünkü aksi takdirde ana güç yükselteç gücü bu daldan geçecektir [5].

4.3.3 Empedans uyumlandırma devreleri

İki güç yükselteç de giriş ve çıkışı için bir uyumlandırma devresi vardır. Doherty konfigürasyonunda, güç yükselteçler önceden belirlenmiş yük empedanslarıyla eşleştirilebilir. 50’lik bir sistem kullanıldığından, her güç yükselteç bir 50’lik ile uyumlandırılır. Bu nedenle, sonuç olarak ayrı ayrı uygulanabilir ve incelenebilirler.

Şekil 4.6’da, güç yükselteçler 50Ω ile uyumlandırılmıştır. $Z_{C1} = Z_P = 50 \Omega$ iki güç yükselteç olduğunda güç yükselticiler tam güçte çalışır.



Şekil 4.6: Doherty güç yükselteç konfigürasyonu.

4.3.4 Empedans dönüştürücü devreleri

Empedans dönüştürücü devrelerini oluşturmak için kondansatörler ve indüktörlerle birkaç farklı uyumlandırma devresi kullanılabilir. Ancak, Z_{TRL1} karakteristik empedansına sahip 90 derecelik bir iletim hattı kullanmak en basit ve pratik çözümdür. İletim hattındaki empedans denklem (4.20) kullanılarak hesaplanabilir:

$$Z_{TRL1} = \sqrt{Z_{C1} Z_{C2}} \quad (4.20)$$

4.3.5 Faz dengeleme ağı

Taşıyıcı güç yükselteç çıkış empedansı ters çevirme ağı iki dal arasında 90° faz farkı oluşturur. İki güç yükselteç tam güçte çalışırken faz dışıdır. Şekil 4.6’da gösterildiği gibi, bu sorun tepe yükselticinin girişine ek bir 90 faz kayması eklenerek çözülebilir. Bu iletim hattının karakteristik empedansı 50 Ω olmalıdır çünkü güç yükselteç girişi 50 Ω ’dir.

4.3.6 Empedans uyumlandırma ağı

Doherty sisteminin çıkışı, $R = 50 \Omega$ sistemi kullanıldığında $R/2 = 25 \Omega$ ile eşleşir. Bu nedenle çıkışta bir uyumlandırma ağı gereklidir. Bu ağ sadece $\lambda/4$ uzunluğunda bir iletim hattıdır. Bu iletim hattının karakteristik empedansı aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$Z_{TRL2} = \sqrt{\frac{R}{2} \times R} \quad (4.21)$$

$$Z_{TRL2} = \frac{R}{\sqrt{2}} \quad (4.22)$$

$$Z_{TRL2} = 35.35 \, \Omega \quad (4.23)$$

4.3.7 Doherty güç yükselteç verimliliği

Doherty Güç Yükselteç teorik verimliliği bazı varsayımlar ile şu şekilde hesaplanabilir: İdeal güç yükselteçleri kullanıldığında, yardımcı güç yükselteç düşük güç bölgesinden geçiş noktasına kadar güç kullanmaz.

Geçiş noktasından sonra, yardımcı yükselticisi bir B sınıfı yükselteç gibi davranır ve ana güç yükselticisi de bu şekilde kutuplanır.

Geçiş noktasına kadar, bir ana güç yükselteç çıkış gerilimi salınımı doğrusal olarak artar; sonrasında sabit kalır ve besleme gerilimine eşit olur. Geçiş noktasından sonra, yardımcı güç yükselteç çıkış akımı doğrusal olarak artar. İki güç yükselteç çıkış akımları en yüksek giriş noktasında eşdeğerdir. (Yardımcı güç yükselteç akımı, ana güç yükselteç akım artışından iki kat daha hızlı bir oranda artar).

Geçiş noktası, giriş gerilimi mümkün olan maksimum giriş geriliminin % 50'sine ulaştığında gerçekleştiği için aşağıdaki hesaplamalarda dikkate alınmıştır [20]. Bu noktada $V_a = V_{dc}/2$ olur.

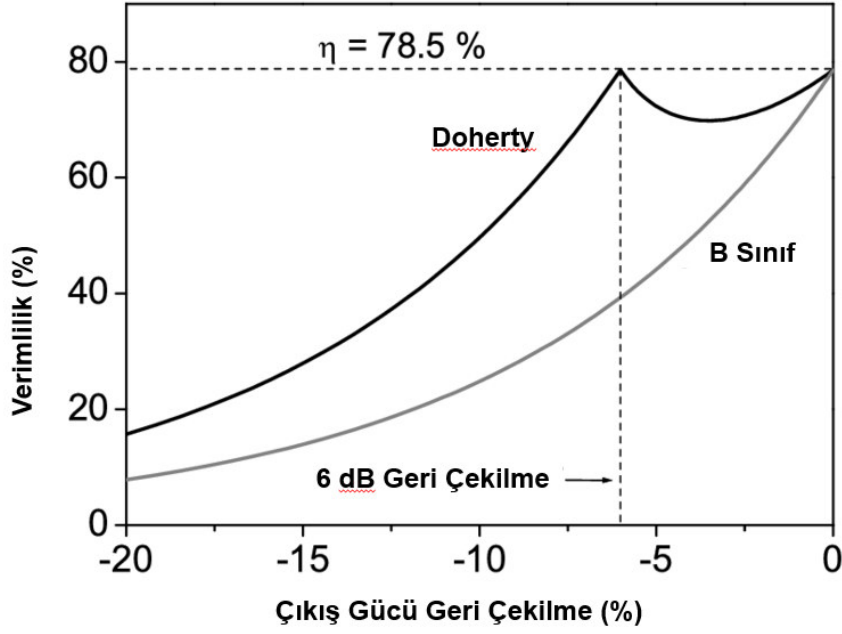
$$P_{RF_çıkış_dh} = \frac{V_a}{2(\frac{R}{2})} \quad (4.24)$$

$$\eta_{dh} = \begin{cases} \frac{\pi}{2} \frac{V_a}{V_{dc}}, & \text{eğer} & 0 < V_a < \frac{V_{dc}}{2}. \\ \frac{\pi}{2} x [\frac{V_a^2}{3V_{dc}V_a - V_{dc}^2}] & \text{ya da} & \frac{V_{dc}}{2} < V_a < V_{dc}. \end{cases} \quad (4.25)$$

Bu denklemin $V_a = V_{dc}/2$ sonucu, denklemin her iki kısmı için de aynıdır ve verimlilik eğrisinin sürekliliğini gösterir. Bir B sınıfı güç yükselteç verimliliği denklem (4.19)'dan $\beta = \pi$ yerine konularak hesaplanabilir:

$$\eta_{sınıf_B} = \frac{\pi}{4} x \frac{V_a}{V_{dc}} \quad (4.26)$$

Bu iki verimlilik fonksiyonu aynı grafik üzerinde gösterilmiştir (Şekil 4.7).



Şekil 4.7: Doherty ve B sınıf güç yükselteç teorik verimliliği.

Doherty güç yükselteç düşük güç alanı için verimliliği, ideal yük değerinin iki katını kullandığı için geçiş noktasında maksimum değerine ulaşması dışında B sınıfı güç yükselteç verimliliğine çok benzer. Yardımcı güç yükselteç çıkışı tam voltaj salınımını yaşamadığı için Doherty verimliliği düşer. Yardımcı ve ana güç yükselteçlerin her ikisi de maksimum güçte B sınıfı güç yükselteçler olarak işlev görür, bu nedenle aynı verimlilik bir kez daha elde edilir.

5. GENİŞ BANTLI VE YÜKSEK VERİMLİLİKLİ DOHERTY GÜÇ YÜKSELTEÇ TASARIMI

5.1 Genel Bilgiler

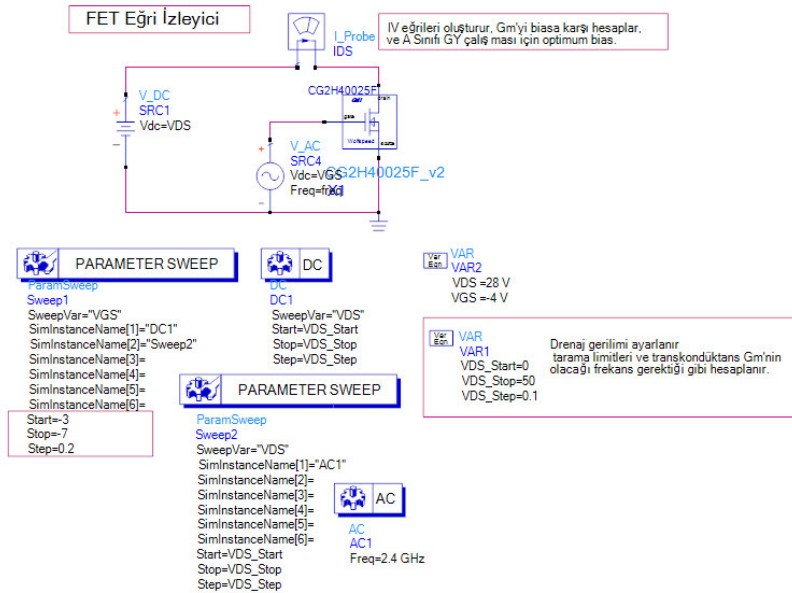
Karmaşık RF modülasyonu ve daha yüksek ortalama çıkış gücü ile mümkün olan yüksek veri hızları, geleneksel RF güç yükselteç (GY) mevcut akıllı telefon tasarımlarının hem termal yayılımı hem de pil ömrü için kabul edilemez verimlilik seviyelerinde çalışmasına neden olur. Bir kullanıcı bir baz istasyonuna yakın olduğunda veya düşük veri hızında iletim yaparken, RF GY transistörünün performansı, daha yüksek GYR ve daha yüksek güçteki optimum seviyelerinden önemli ölçüde düşer. Artan GY ve anten arası kayıplar, daha yüksek GY çıkış gücü gerektirir. Gelecekteki RF ön uçları, yukarı bağlantı taşıyıcı agregasyonu nedeniyle daha da karmaşık hale gelecek ve GY çıkış gücünü artırma eğilimini koruyacaktır. Çok sayıda LTE bandı nedeniyle tek bantlı GY’lerde daha az etkili olan çok modlu çok bantlı güç yükselteçler hayati öneme sahiptir [12]. Ne yazık ki, yedekli çözümlerin maliyeti, LTE maliyetlerinin temel zorluklarını ele almak için GY sınırlamasını ve sistem karmaşıklığını artırmayı gerektirir, örneğin yüksek PAPR (Tepe Etkin Güç Oranı) ve yüksek ortalama çıkış gücü elde etmek, bu kompleksliğin artmasına sebep olan parametrelerdendir. Doherty Güç Yükselteç (DGY), tam çıkış gücünde doğrusallığı korurken yüksek kazanç dağıtımını koruyarak verimliliği en üst düzeye çıkarmaya yardımcı olabilir. Bu, Doherty GY’nin yüksek ortalama çıkış gücünde yüksek PAPR (Tepe Etkin Güç Oranı) için drenaj verimliliğini artırmasına ve PAPR (Tepe Etkin Güç Oranı) zayıf olduğu yerlerde GY ısınmasının önemli ölçüde azaltılmasına olanak tanır. Bu da GY’nin ömrünü geri kazandırır. ACLR’nin iyileştirilmesi ile GY’den elde edilen analiz sonuçları da iyileşmiş olur ve bu sayede maksimum ortalama çıkış gücünün artırılabilmesi sağlanır. Son zamanlardaki çok bantlı iletişim şemaları bant genişliği ihtiyaçlarını arttırmıştır. Bu, tüm uygulama bandı boyunca rezonant dar bantlı yapıların kullanılması veya geniş

bantlı bir GY'nin kullanılması ile mümkün olacak iki ana yaklaşım vardır. Bu nedenle, bu tür çok bantlı uygulamalar için, DGY'lerin sınırlı bantgenişliği bir dezavantaj haline gelmiştir. Bu projede, DGY'nin bant genişliği, drenaj verimliliği göz önünde bulundurularak arttırmaya yönelik araştırmalara dayanan, çıkış empedans uyumlandırma ağlarındaki bant genişliğini kısıtlayan engellerin, çıkış ağındaki yansıma katsayılarının değiştirilmesiyle başarı sağlanması amaçlanmıştır.

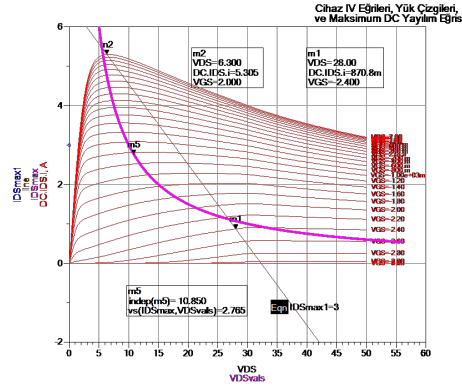
5.2 AB Sınıfı Güç Yükselteç Tasarımı

Ana güç yükselteç olarak kullanılacak olan AB sınıfı güç yükselteç kutuplama noktaları belirlenip ardından bu belirlenen kutuplama noktaları üzerinden yük-çekme ve optimum giriş yüküne karar verilmiştir. Yük-çekme analizleri, çalışılması planlanan merkez frekanslar için bakılmış olup class AB güç yükselteç çıkış ve giriş uyumlandırma devreleri, buradan gelen analiz sonuçlarına göre tasarlanmıştır. Satürasyonda sağlanacak maksimum çıkış güçleri, PAE (güç eklemeli verimlilik) ve kazançlar dikkate alınarak sağlanmıştır. Tüm bu analizler yapılırken AB sınıfı bu GY'nin kararlılık analizleri de yapılmıştır.

5.2.1 FET IV eğrileri ile kutuplama noktasının tespiti



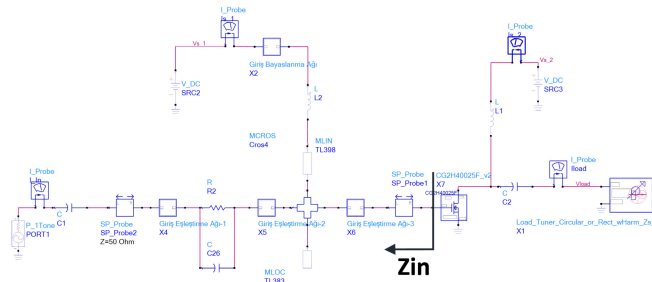
Şekil 5.1: AB sınıfı güç yükselteç devresi için FET IV analiz şematığı.



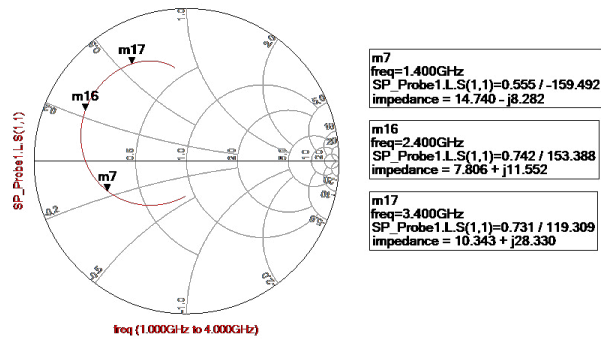
Şekil 5.2: AB sınıfı güç yükselteç devresi için FET IV eğri sonuçları.

İşaretleyici m1 sapma noktası değerleri, AB sınıfı GY'nin optimum kutuplama noktası VGS için -2.4 V, VDS için 28 V seçilmiştir. A sınıfı GY'ler, AC akım marker m2 değeri ile sınırlıdır ve AC gerilimi VDSmax'tan daha yüksek değildir.

5.2.2 AB sınıfı GY giriş uyumlandırma devre tasarımı

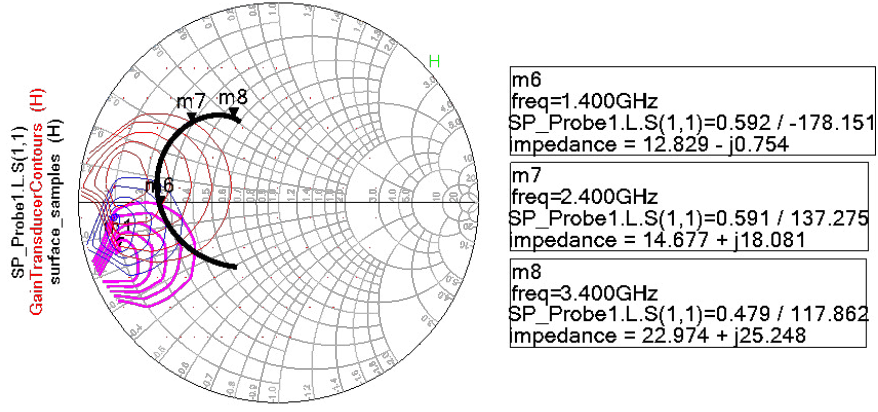


Şekil 5.3: Giriş uyumlandırması için temel AB sınıfı yükselteç devresi.



Şekil 5.4: Kaynak-çekme simülasyonuna göre AB sınıfı GY için uydurulmuş giriş empedansları.

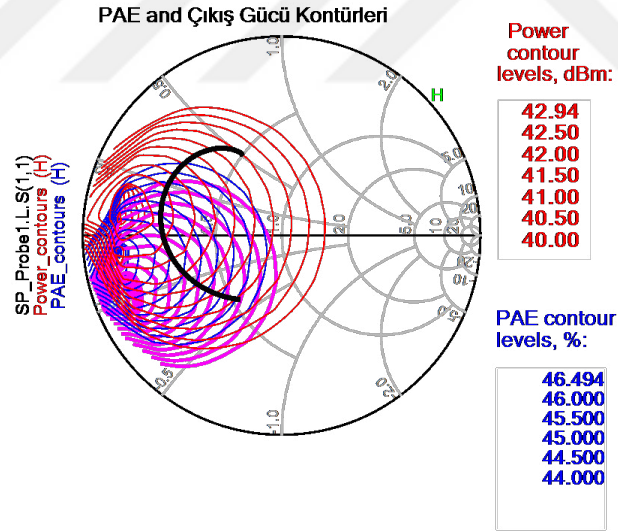
1400, 2400 ve 3400 MHz'de gerçekleştirilen Kaynak-çekme simülasyonundaki kazanç kontürlerine ile uydurulan giriş empedansı aynı simith abağı üzerinde gösterilmiştir.



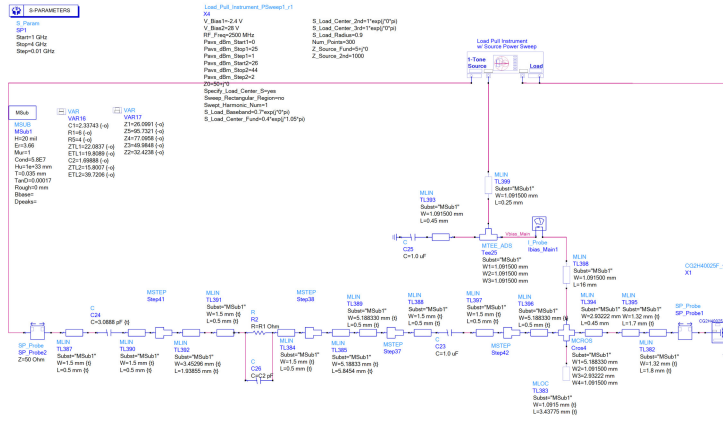
Şekil 5.5: 1400, 2400 ve 3400 MHz’de gerçekleştirilen kaynak-çekme kazanç kontürleri.

Kaynak-çekme analizlerinde 3.4 GHz bölgesine doğru kazanç kontürlerin saat yönünün tersine doğru kaydığı görülmektedir.

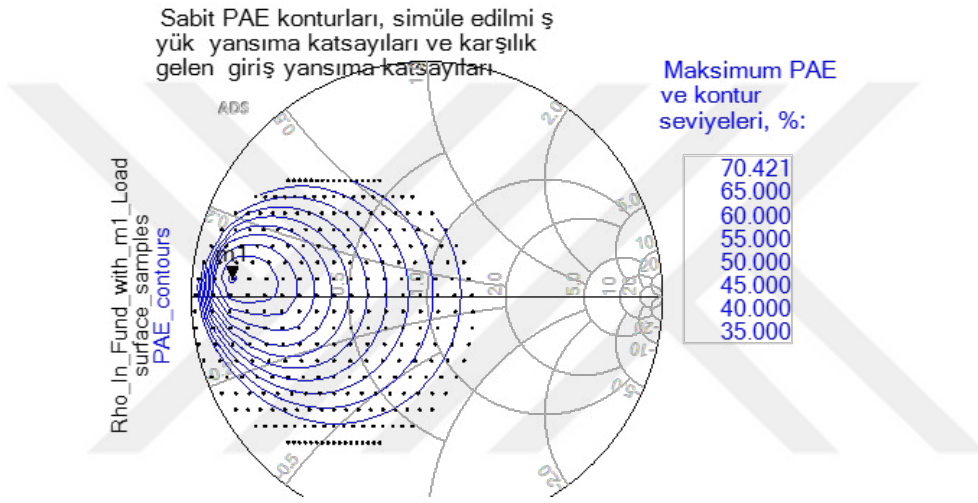
Kazanç, PAE ve çıkış gücüne bağlı çizdirilen bu kontürlerin her bir frekanstaki merkez noktasındaki empdans değerlerinin eşleniklerine göre giriş uyumlandırma devresi tasarlanmıştır.



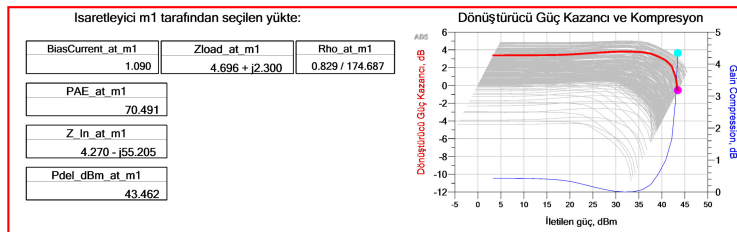
Şekil 5.6: 1400, 2400 ve 3400 MHz’de gerçekleştirilen kaynak-çekme güç ekleme verimliliği (PAE) ve çıkış gücü kontürleri.



Şekil 5.8: Giriş empedans uyumlandırma yük-çekme analiz devresi.



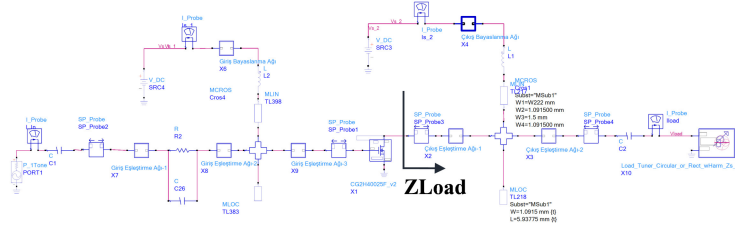
Şekil 5.9: Giriş uyumlandırması yapılmış 2400 MHz’de gerçekleştirilen yük-çekme simülasyonunun sonuçları.



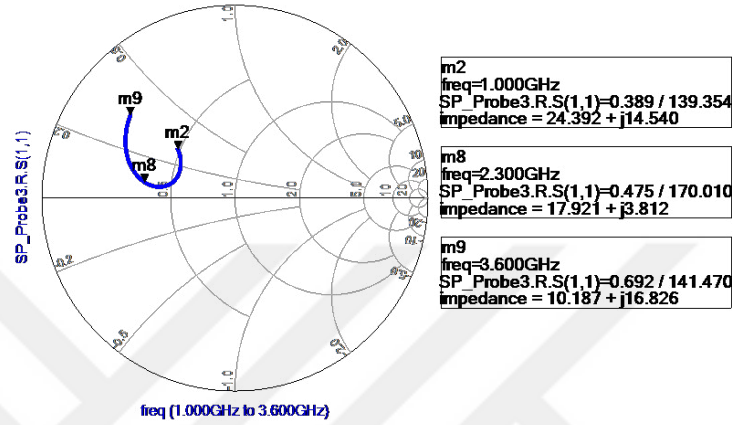
Şekil 5.10: Giriş uyumlandırma devresinin işaretleyicideki empedans değerinde 2400 MHz yük-çekme sonuçları.

5.2.3 AB sınıfı GY çıkış uyumlandırma devre tasarımı

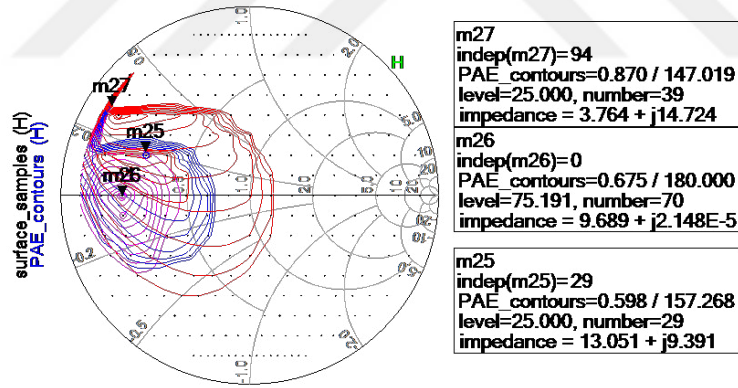
AB sınıfı GY’nin çıkış uyumlandırması yük çekme analizlerine göre uygulanmıştır. CG2H40025F transistörünün drenaj noktasından uyumlandırma devresini gören yük empedansdır. Küçük işaret bölgesi için bu empedanslar geçerlidir.



Şekil 5.11: Çıkış uyumlandırma tasarlanmış temel AB sınıfı güç yükselteç tüm devresi.

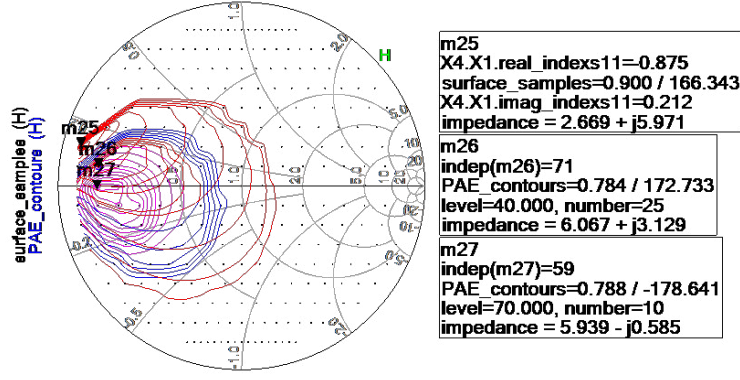


Şekil 5.12: Yük-çekme simülasyonuna göre uydurulmuş çıkış empedansları.

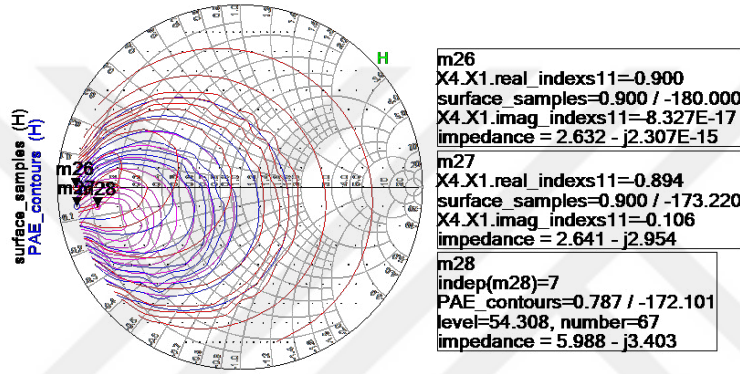


Şekil 5.13: 1400 MHz 41, 44 ve 47 dBm Pout için PAE loadpull analiz sonuçları.

Şekil 5.14'te görüldüğü üzere 2400 MHz'de 3 farklı giriş gücündeki sırasıyla 2.7+j6, 6+j3.1 ve 6-j0.6 yük çekme empedansları not edilip uyumlandırma bunlar üzerinden yapılmıştır. Burada en verimli çıkan bu 3 farklı empedans değerlerinden 3 dB geri çekmedeki empedans değeri, 2400 MHz'de uyumlandırma yapılacak yük empedansıdır.



Şekil 5.14: 2400 MHz 40, 43 ve 46 dBm Pout için PAE loadpull analiz sonuçları.

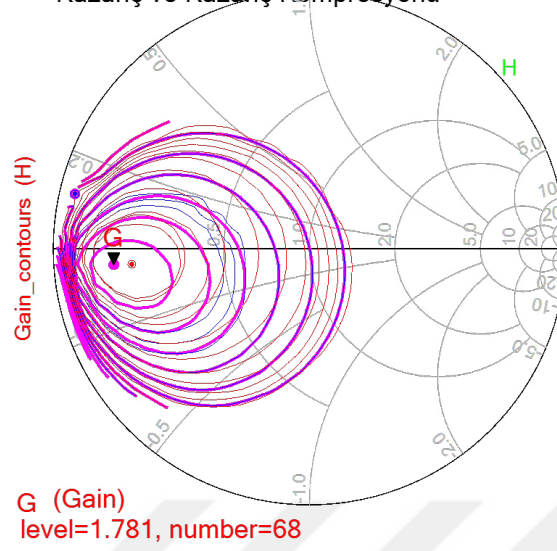


Şekil 5.15: 3400 MHz 39, 42 ve 45 dBm Pout için PAE loadpull analiz sonuçları.

Yük çekme simülasyonlarında 3 farklı merkez frekansta 6 dB geri çekmedeki, 3 dB geri çekmedeki ve satürasyona ulaştığı çıkış gücündeki analizler gerçekleştirilmiştir. Örneğin merkez frekans olarak seçilen 2400 MHz seçilmiştir. Uyumlandırmaların yapılmasının ardından oluşan giriş ve çıkış uyumlandırma devrelerindeki hatların eşdeğerdeki mikrostrip hat dönüşümleri de bu merkez frekansa göre yapılmıştır. Bu sebeple ağırlıklı olarak 2400 MHz, 3 dB geri çekmedeki yük çekme sonuçlarına önem verilmiş olup, yük çekme tarafında görülen empedans değerlerinin eşleniği için uyumlandırma devresi tasarlanmıştır.

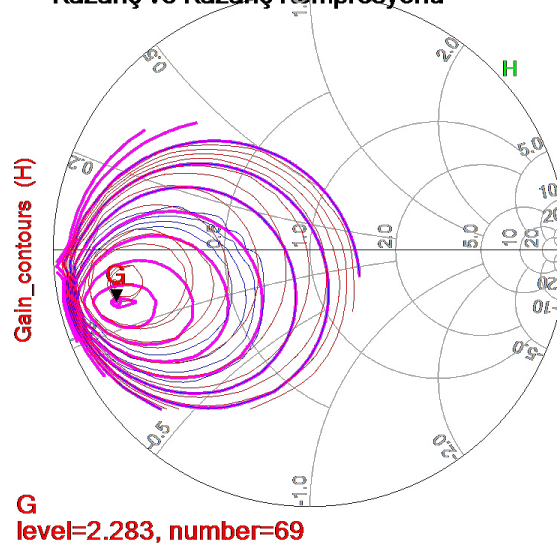
Burada gelen yüksek kazanç kontürlerinin, empedans uyumlandırmanın zor olduğu smith abağı bölgesinde olduğu da açıkça görülmektedir (Şekil 5.17). Bu empedanslara yapılacak uyumlandırmalar, küçük işaret bölgesini ve büyük işaretlerdeki bazı frekansları olumsuz etkileyebilmektedir.

Sabit Dönüştürücü Gücü Konturları
Kazanç ve Kazanç Kompresyonu



Şekil 5.16: 1400 MHz 41, 44 ve 47 dBm Pout için kazanç yük-çekiş analiz sonuçları.

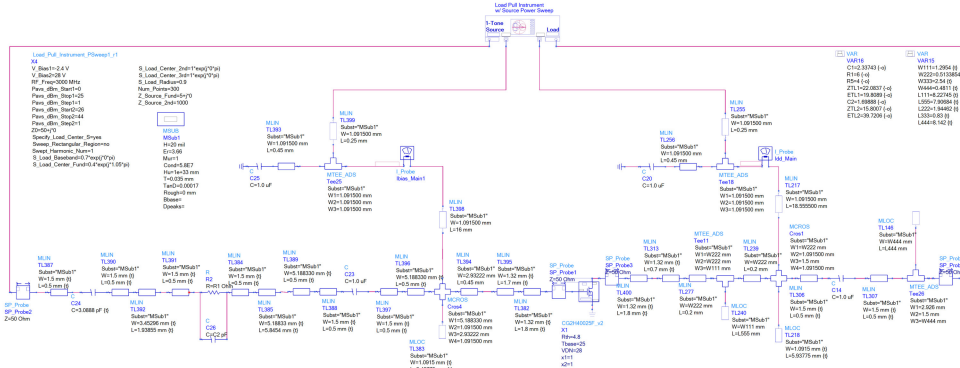
Sabit Dönüştürücü Gücü Konturları
Kazanç ve Kazanç Kompresyonu



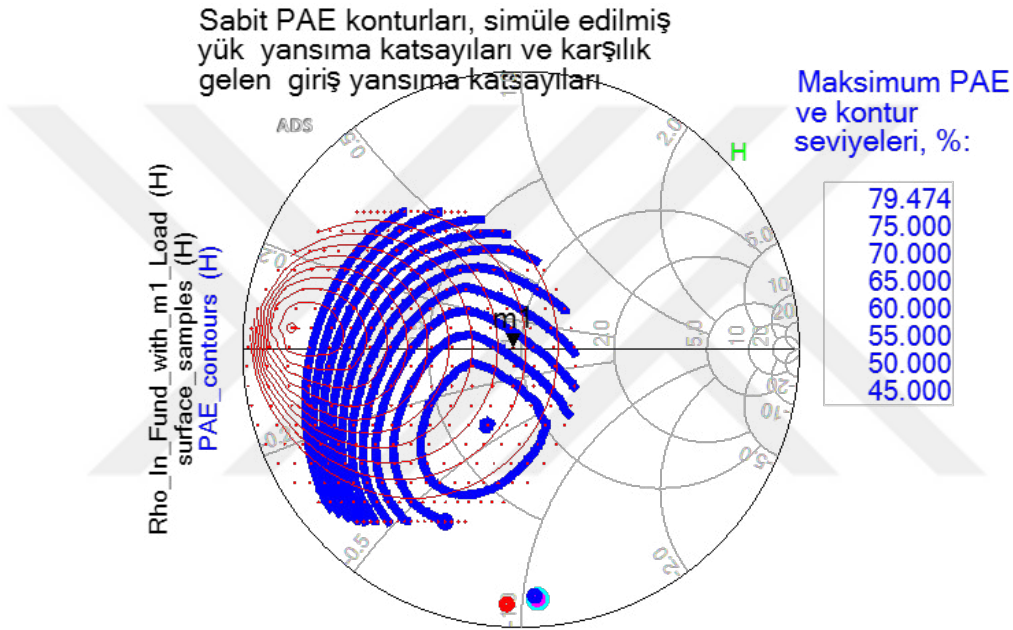
Şekil 5.17: 3400 MHz 39, 42 ve 45 dBm Pout için kazanç yük-çekiş analiz sonuçları.



36

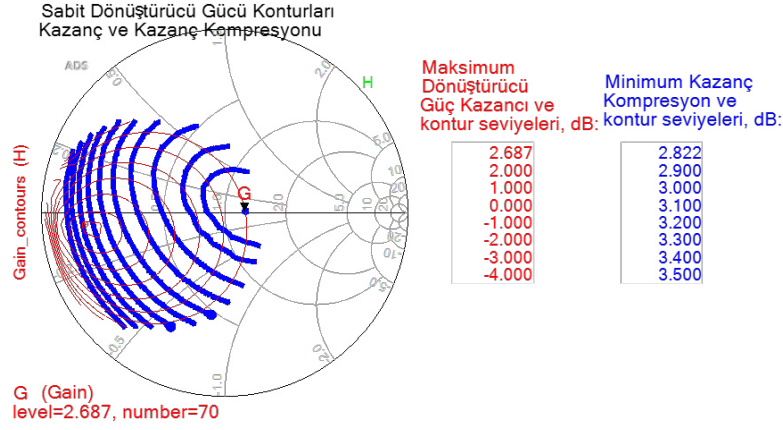


Şekil 5.19: Çıkış empedans uyumlandırmasının yük-çekme analiz devresi.

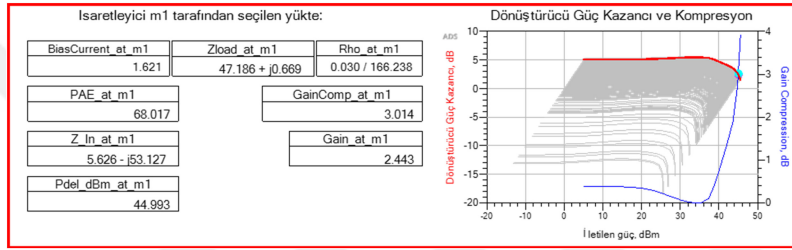


Şekil 5.20: Uyumlandırılmış tüm devrenin 2400 MHz 45dBm'lik satürasyon çıkış gücünde gerçekleştirilen yük-çekme PAE sonuçları.

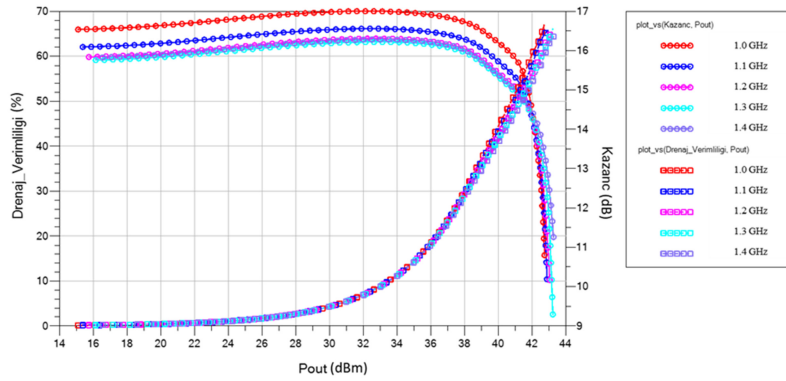
Şekil 5.22'de 25Ω yük empedansına uyumlandırılmış AB sınıfı GY'nin terminalinden görülebilecek güç ekleme verimlilikleri, kazançları ve optimum yük empedansı verilmiştir. Satürasyonda görülen %68'lık verimliliğin olduğu ve çıkış gücünün 45 dBm olduğu gözlenmiştir.



Şekil 5.21: Uyumlandırılmış tüm devrenin 2400 MHz 45dBm’lik satürasyon çıkış gücünde gerçekleştirilen yük-çekme kazanç sonuçları.

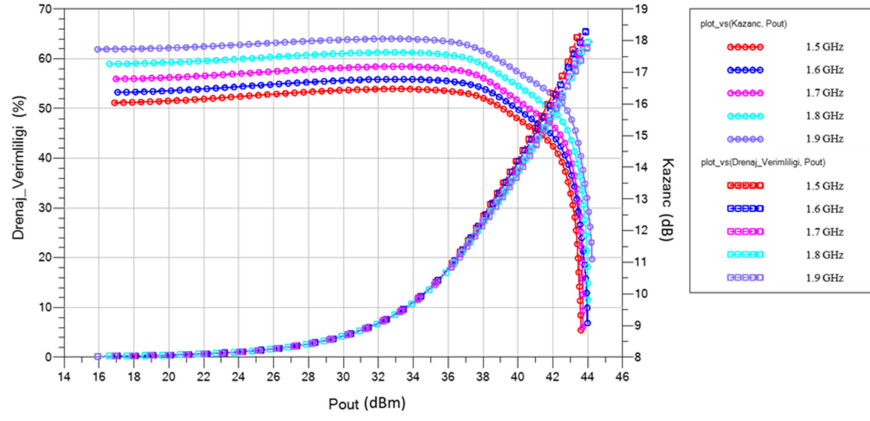


Şekil 5.22: Uyumlandırılmış tüm devrenin 2400 MHz 45dBm’lik satürasyon çıkış gücünde gerçekleştirilen yük-çekme genel sonuçları.

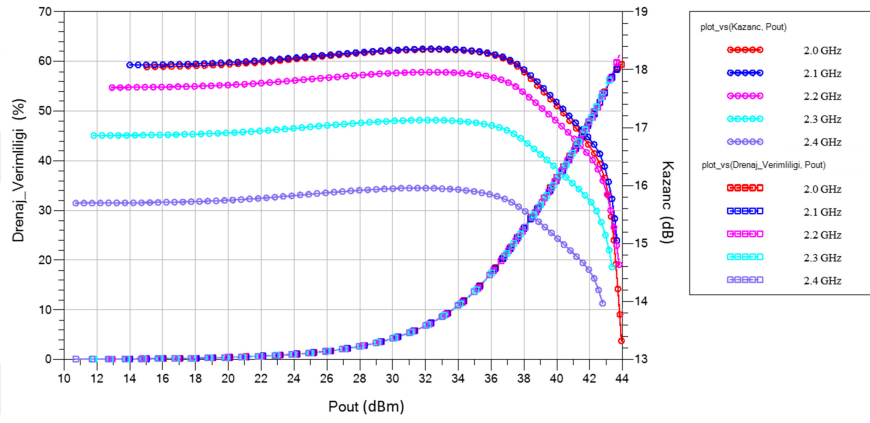


Şekil 5.23: Uyumlandırılmış AB sınıfı tüm devrenin 1.0 – 1.4 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.

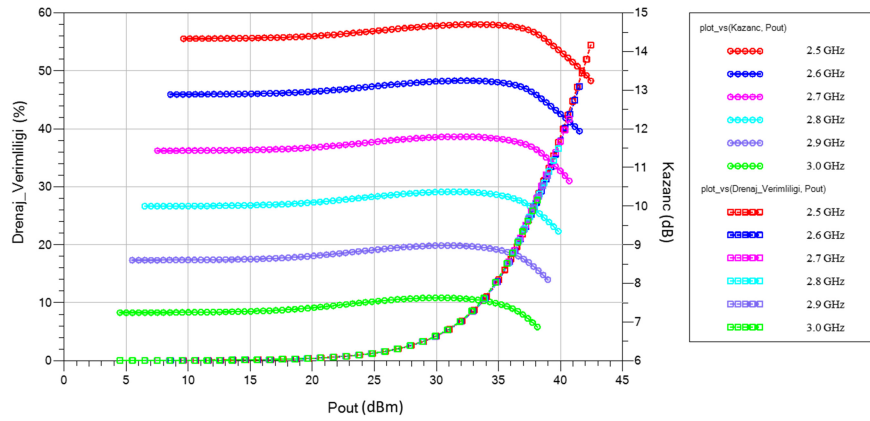
Şekil 5.28’e bakıldığında, 1.0 – 3.6 GHz bandında 42 dBm’lik giriş güç değerlerine yaklaşıldığında, %70 ile %20 arasında değişen bir drenaj verimliliğinin elde edilebildiği görülmektedir.



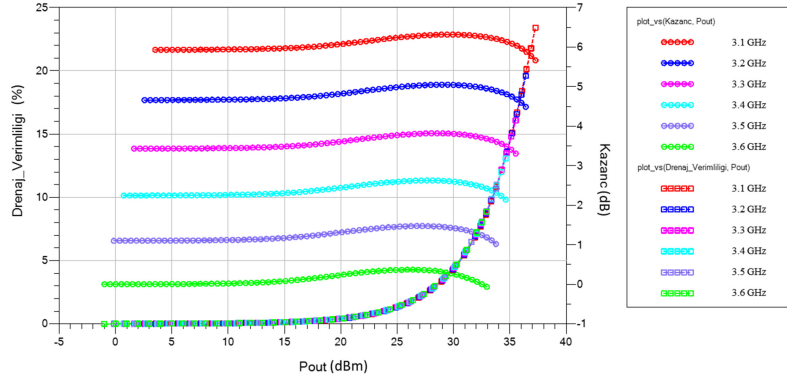
Şekil 5.24: Uyumlandırılmış AB sınıfı tüm devrenin 1.5 – 1.9 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.



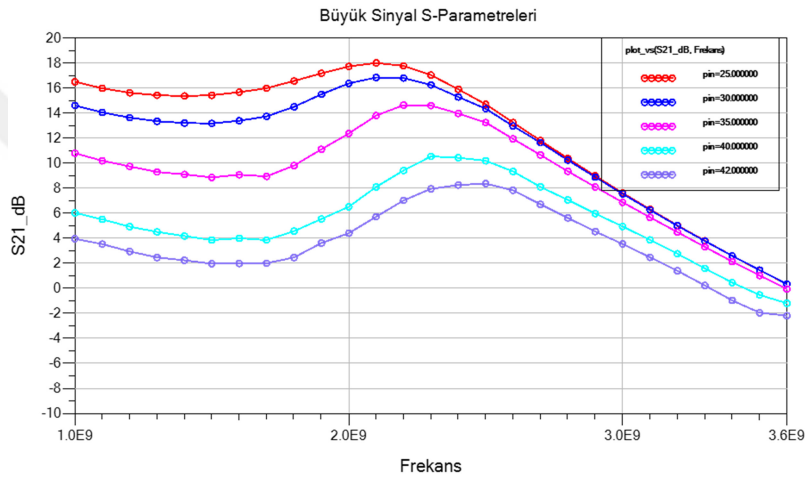
Şekil 5.25: Uyumlandırılmış AB sınıfı tüm devrenin 2.0 – 2.4 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.



Şekil 5.26: Uyumlandırılmış AB sınıfı tüm devrenin 2.5 – 3.0 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.



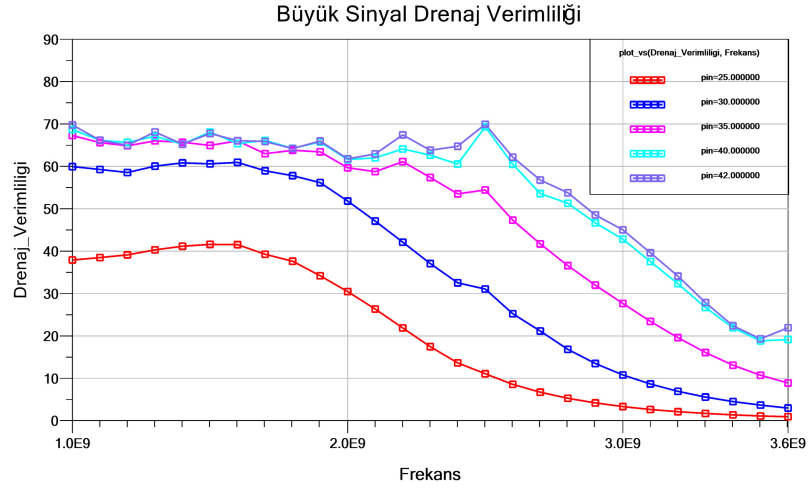
Şekil 5.27: Uyumlandırılmış AB sınıfı tüm devrenin 3.1 – 3.6 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.



Şekil 5.28: Uyumlandırılmış AB sınıfı tüm devrenin 1.0 – 3.6 GHz frekans bandındaki giriş gücüne (Pin) bağlı S21 parametresi sonuçları.

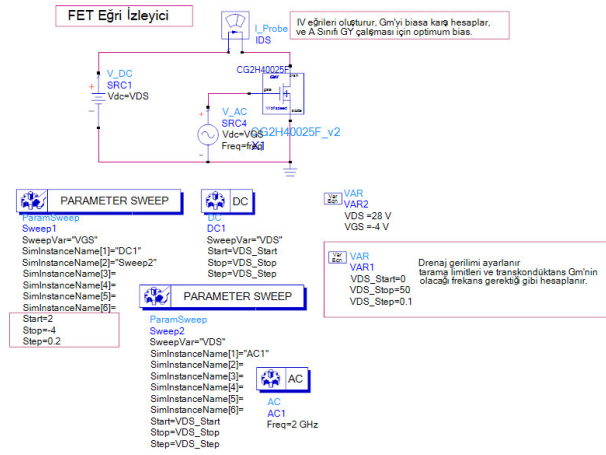
5.3 C Sınıfı Güç yükselteç Tasarımı

Ana güç yükselteç olarak kullanılacak olan AB sınıfı güç yükselteç kutuplama noktaları belirlenip ardından bu belirlenen kutuplama noktalarına göre yük-çekme analizleri yapılarak optimum giriş ve çıkış yüklerine karar verilmiştir. Yük-çekme analizleri, çalışılması planlanan merkez frekanslar için bakılmış olup C sınıfı güç yükselteç çıkış ve giriş uyumlandırma devreleri, buradan gelen analiz sonuçlarına göre tasarlanmıştır. Satürasyonda sağlanacak maksimum çıkış güçleri, PAE (güç eklemeli verimlilik) ve kazançlar dikkate alınarak sağlanmıştır. Tüm bu analizler yapılırken C sınıfı bu GY'nin kararlılık analizleri de yapılmıştır.



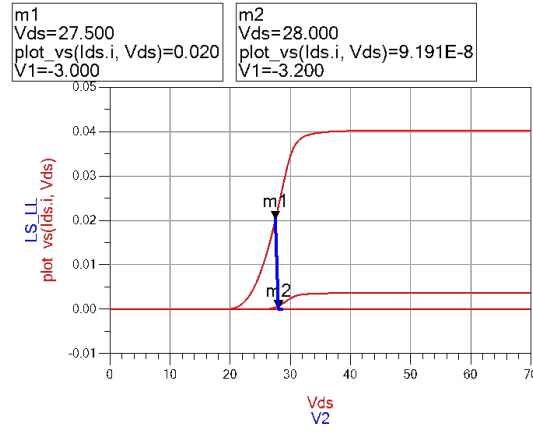
Şekil 5.29: Uyumlandırılmış AB sınıfı tüm devrenin 1.0 – 3.6 GHz frekans bandındaki giriş gücüne (Pin) bağlı drenaj verimliliği sonuçları.

5.3.1 FET IV eğrileri ile kutuplama noktasının tespiti

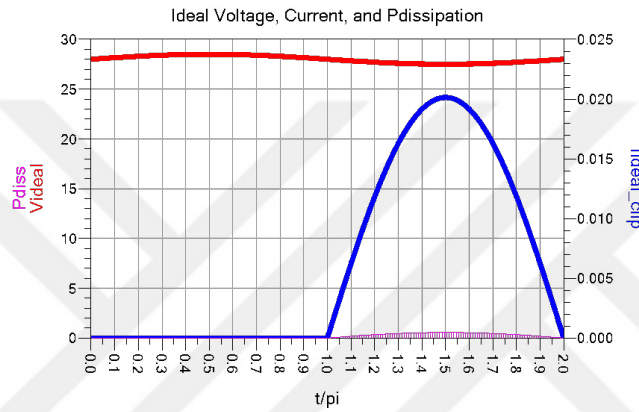


Şekil 5.30: C sınıfı güç yükselteç devresi için FET IV analiz şematığı.

C sınıfı GY'nin optimum kutuplama noktası VGS için -6.85 V, VDS için 28 V seçilmiştir.

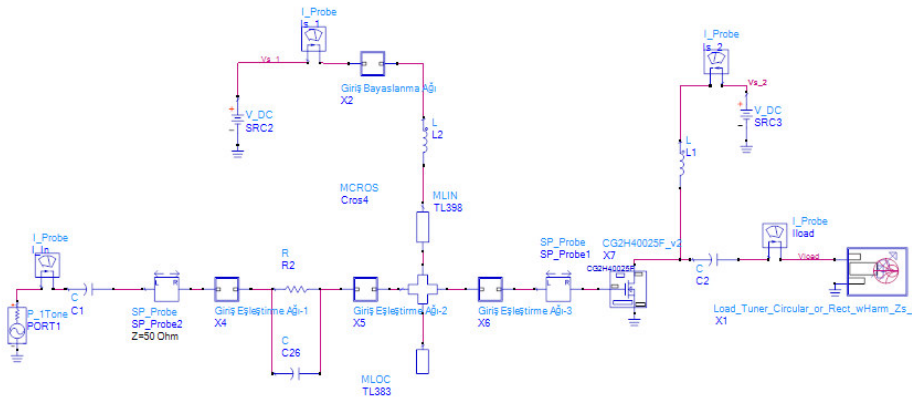


Şekil 5.31: C sınıfı güç yükselteç FET IV yük hattı gerilim osilasyon sonuçları.

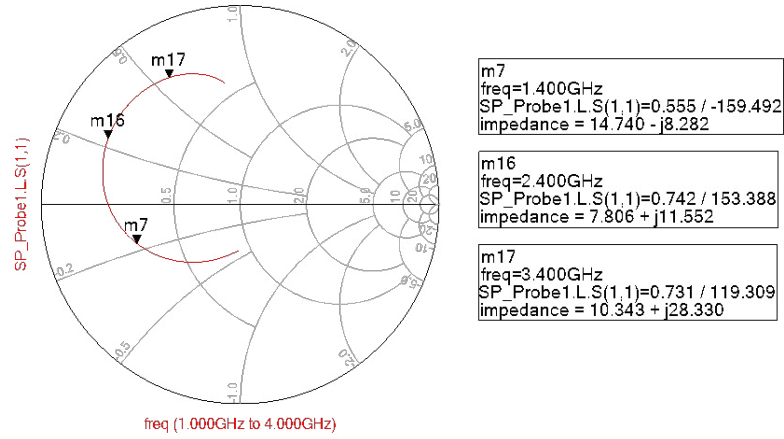


Şekil 5.32: C sınıfı güç yükselteç iletim açıları.

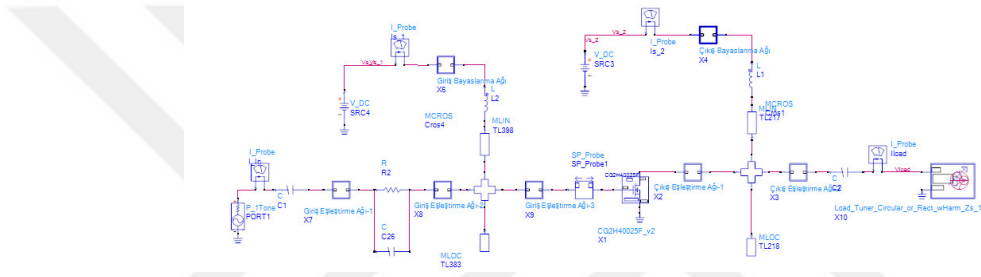
5.3.2 C sınıfı GY giriş uyumlandırma devre tasarımı



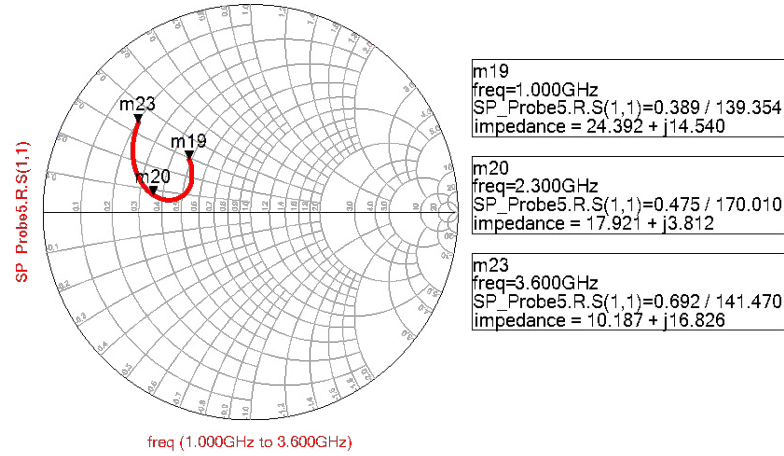
Şekil 5.33: Giriş uyumlandırması için temel C sınıfı yükselteç devresi.



Şekil 5.34: Kaynak-çekme simülasyonuna göre C sınıfı GY için uydurulmuş giriş empedansları.

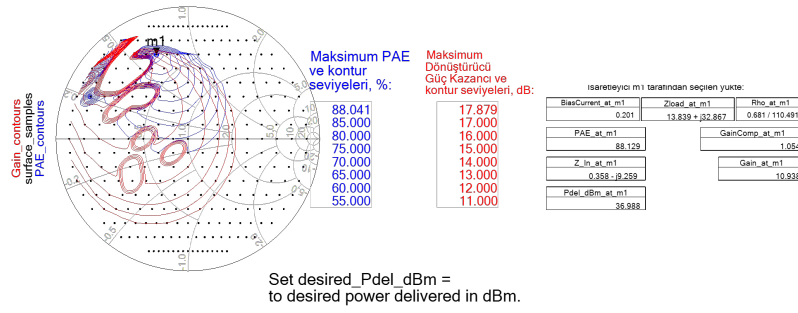


Şekil 5.35: Çıkış uyumlandırması tasarlanmış temel C sınıfı yükselteçünün tüm devresi.

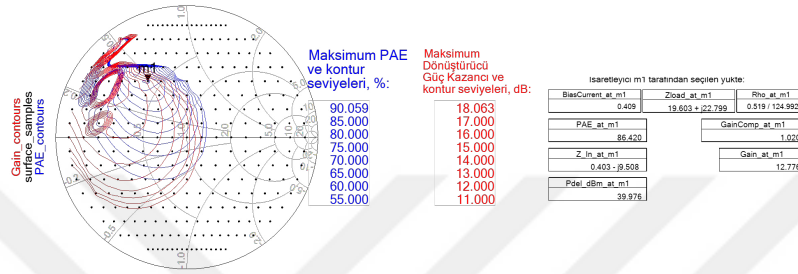


Şekil 5.36: Yük-çekme simülasyonuna göre uydurulmuş çıkış empedansları.

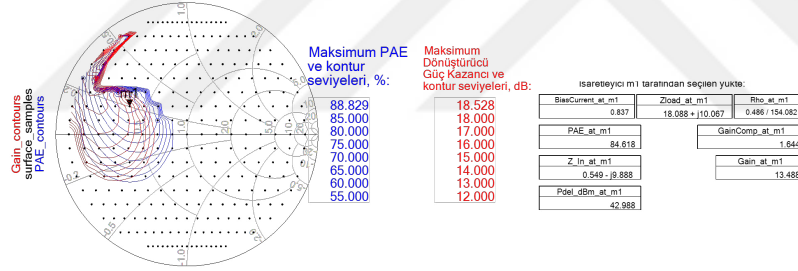
C sınıfı GY'nin çıkış uyumlandırması yük çekme analizlerine göre uygulanmıştır. CG2H40025F transistörünün drenaj noktasından uyumlandırma devresini gören yük empedansıdır. Küçük işaret bölgesi için bu empedanslar geçerlidir.



Şekil 5.37: 1000 MHz 37 dBm Pout için PAE loadpull analiz sonuçları.

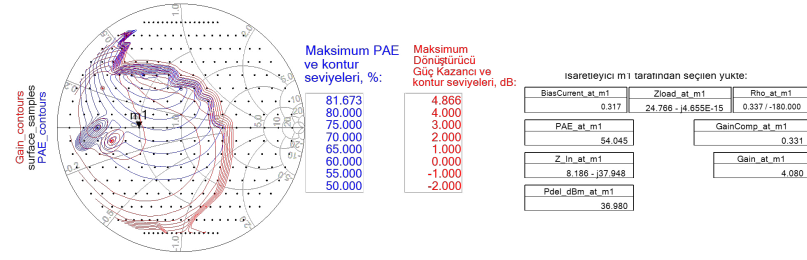


Şekil 5.38: 1000 MHz 40 dBm Pout için PAE loadpull analiz sonuçları.

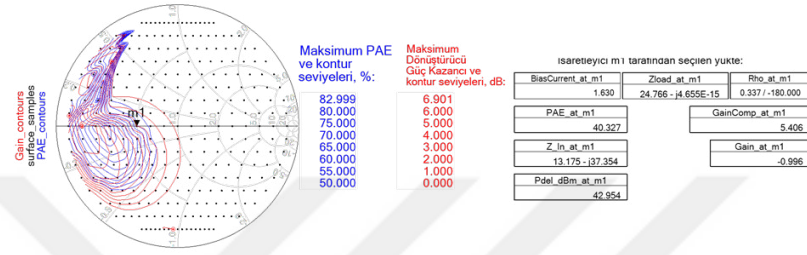


Şekil 5.39: 1000 MHz 43 dBm Pout için PAE loadpull analiz sonuçları.

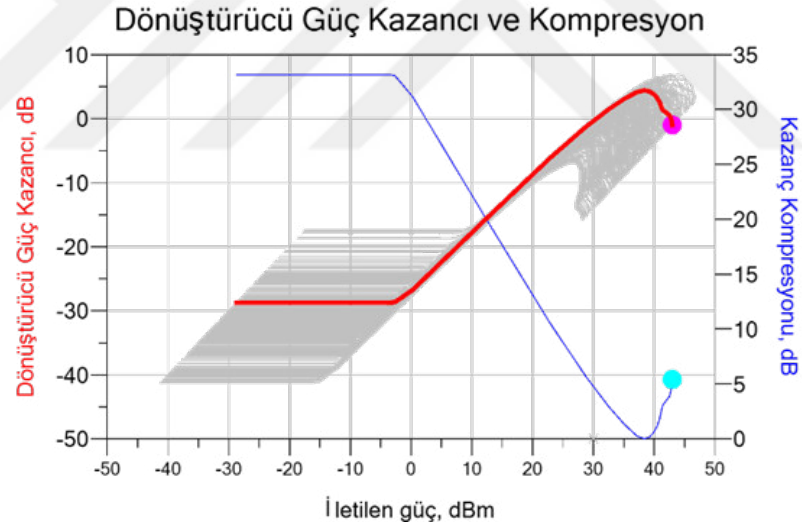
Optimum yük empedansını bulmak için yine 3 dB geri çekmedeki gücünde 1000 MHz için yük çekme simülasyonları yoluyla belirlenen $20+j22.8$ empedansı, yardımcı GY'nin uyumlandırma yapılacak yük empedanslarını göstermektedir. Çıkış uyumlandırma ağı optimum ZL empedansını uyumlandırarak yardımcı GY ile uyumlandırmak ve tasarım bandını 1000 MHz frekansından başlatabilmek için bu şekilde devam etmek için ideal ortalama yük empedans değerleri belirlenmiştir.



Şekil 5.40: 25 Ω uyumlandırması tamamlanmış C sınıfı GY tüm devrenin 1000 MHz 37 dBm 6 dB'lik geri çekmedeki PAE loadpull analiz sonuçları.

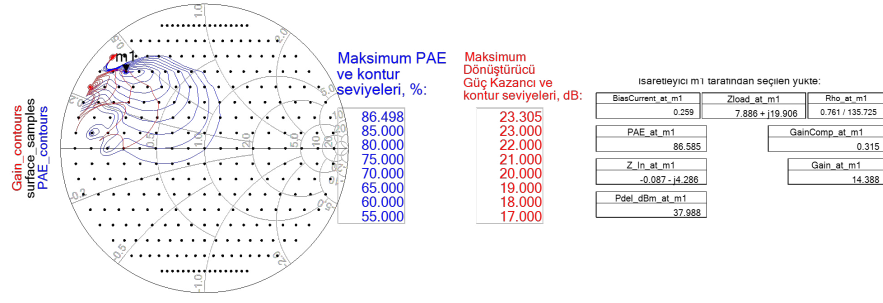


Şekil 5.41: 25 Ω uyumlandırması tamamlanmış C sınıfı GY tüm devrenin 1000 MHz 43 dBm satürasyon noktasındaki PAE loadpull analiz sonuçları.

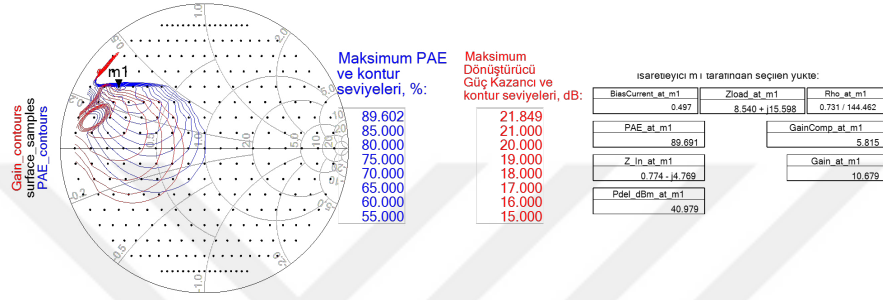


Şekil 5.42: 25 Ω uyumlandırması tamamlanmış C sınıfı GY tüm devrenin 1000 MHz 43 dBm satürasyon noktasındaki PAE loadpull analiz sonuçları.

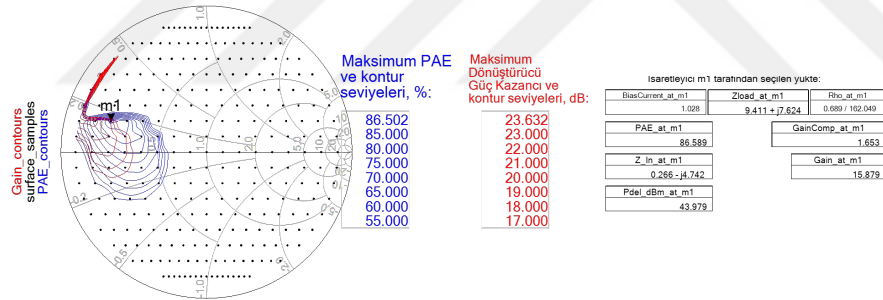
CG2H40025F transistörünün yük çekme analizlerinde, frekansın artmasına bağlı olarak verimlilikten ve kazançta düşmeler görülmüştür. Doherty GY için ilk olarak, en yüksek verimlilik yakalandığı kontürler ile ortalama kazançların sağlandığı kontürler arasında dengeli bir empedans seçiminde öncelik verilmiştir. C sınıfı GY için



Şekil 5.43: 1400 MHz 38 dBm Pout için PAE loadpull analiz sonuçları.



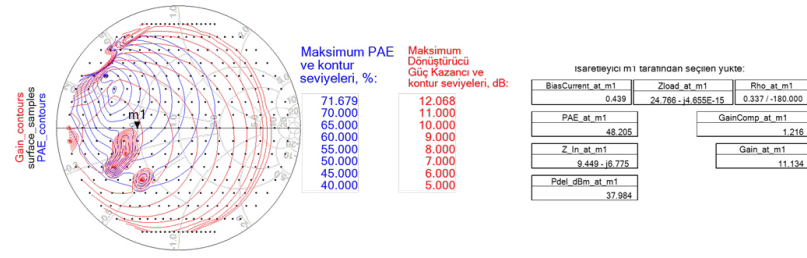
Şekil 5.44: 1400 MHz 41 dBm Pout için PAE loadpull analiz sonuçları.



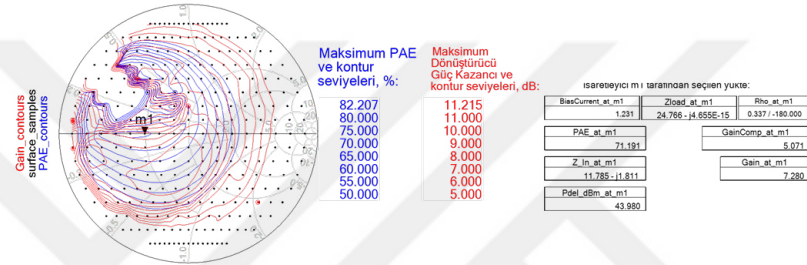
Şekil 5.45: 1400 MHz 44 dBm Pout için PAE loadpull analiz sonuçları.

3400 MHz mertebelerindeki yük çekme empedanslarına uyumlandırma için öncelik verilmemiştir.

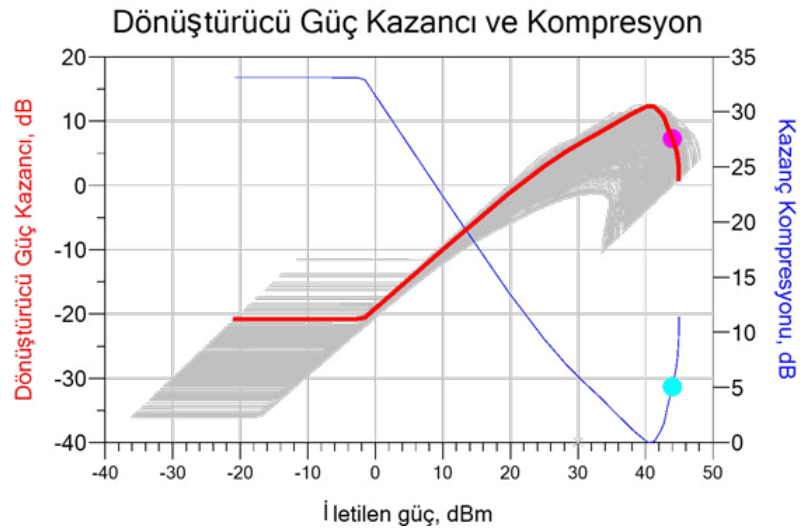
Şekil 5.53'te C sınıfı GY için satürasyonda görülen %60'lık verimliliğin olduğu ve çıkış gücünün 41.5 dBm olduğu gözlenmiştir.



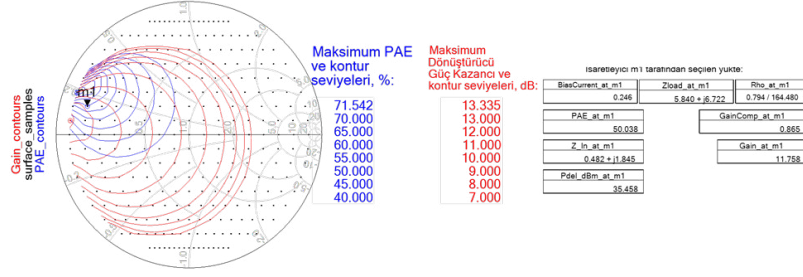
Şekil 5.46: 25 Ω uyumlandırması tamamlanmış C sınıfı GY tüm devrenin 1400 MHz 38 dBm 6 dB'lik geri çekmedeki PAE loadpull analiz sonuçları.



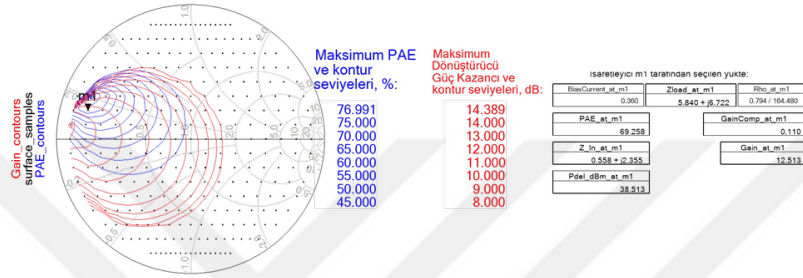
Şekil 5.47: 25 Ω uyumlandırması tamamlanmış C sınıfı GY tüm devrenin 1400 MHz 44 dBm satürasyon noktasındaki PAE loadpull analiz sonuçları.



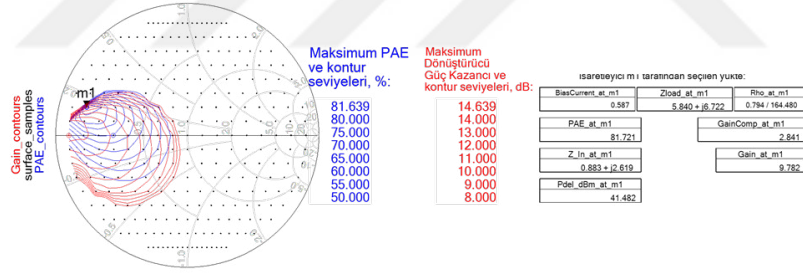
Şekil 5.48: 25 Ω uyumlandırması tamamlanmış C sınıfı GY tüm devrenin 1400 MHz 44 dBm iletilen güç için kazanç ve kompresyon sonuçları.



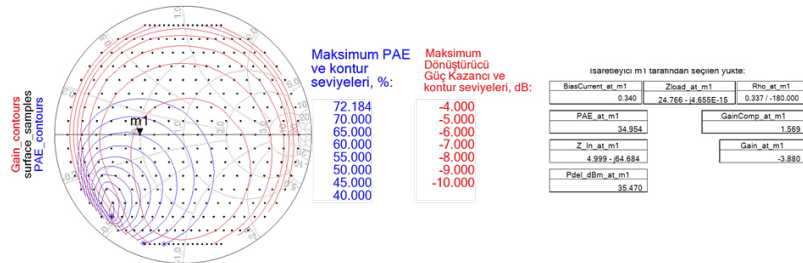
Şekil 5.49: 2400 MHz 35.5 dBm Pout için loadpull analiz sonuçları.



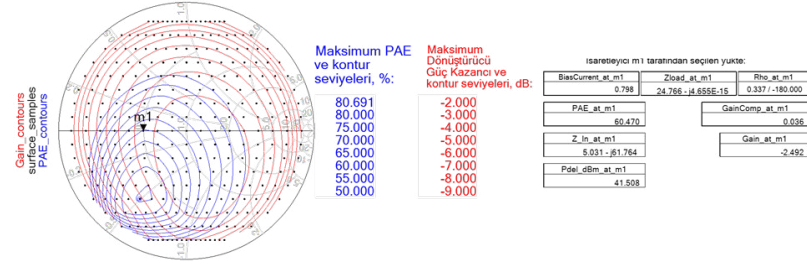
Şekil 5.50: 2400 MHz 38.5 dBm Pout için loadpull analiz sonuçları.



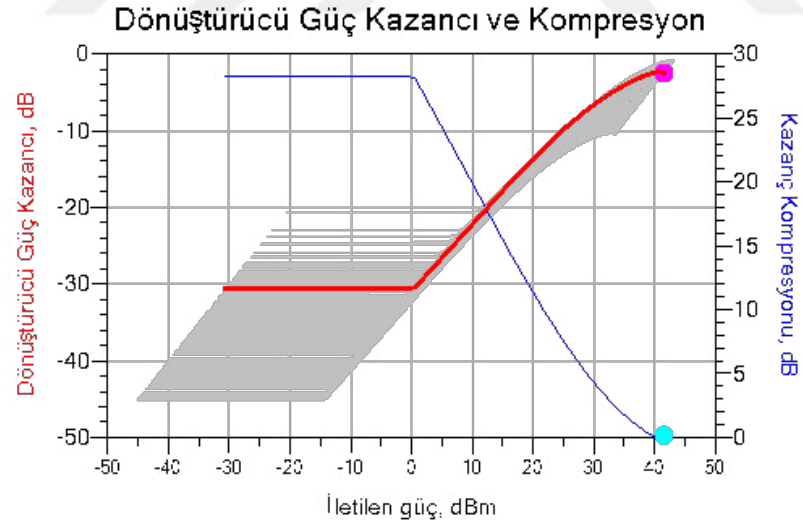
Şekil 5.51: 2400 MHz 41.5 dBm Pout için loadpull analiz sonuçları.



Şekil 5.52: 25 Ω uyumlandırılmış C sınıfı GY tüm devrenin 2400 MHz 35.5 dBm 6 dB'lik geri çekmedeki PAE loadpull sonuçları.

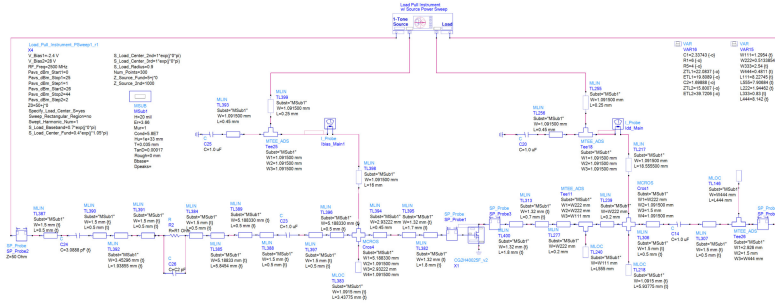


Şekil 5.53: 25 Ω uyumlandırması tamamlanmış C sınıfı GY tüm devrenin 2400 MHz 41.5 dBm satürasyon noktasındaki PAE loadpull sonuçları.

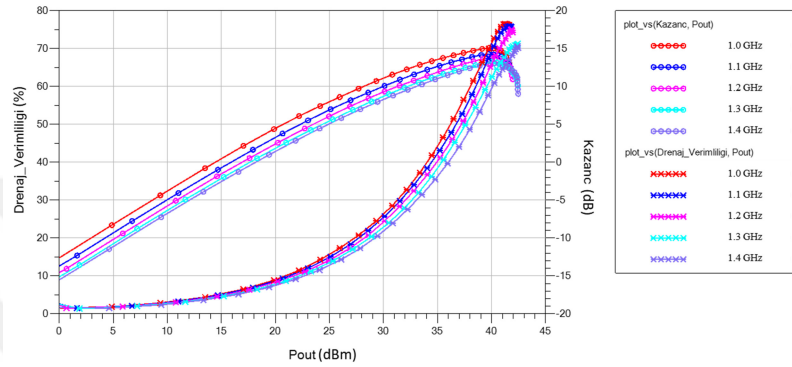


Şekil 5.54: 25 Ω uyumlandırması tamamlanmış C sınıfı GY tüm devrenin 2400 MHz 41.5 dBm iletilen güç için kazanç ve kompresyon sonuçları.

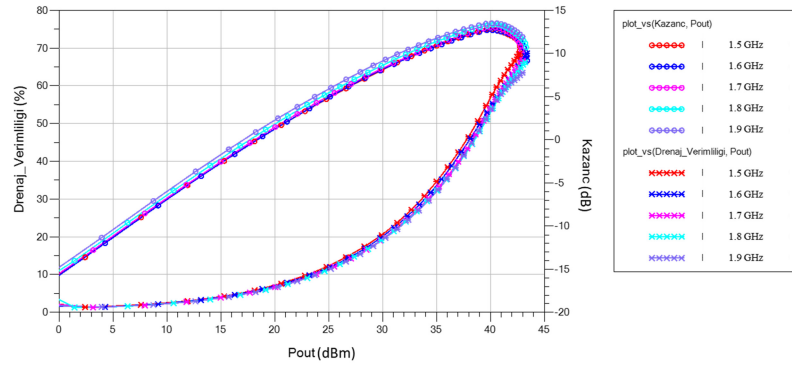




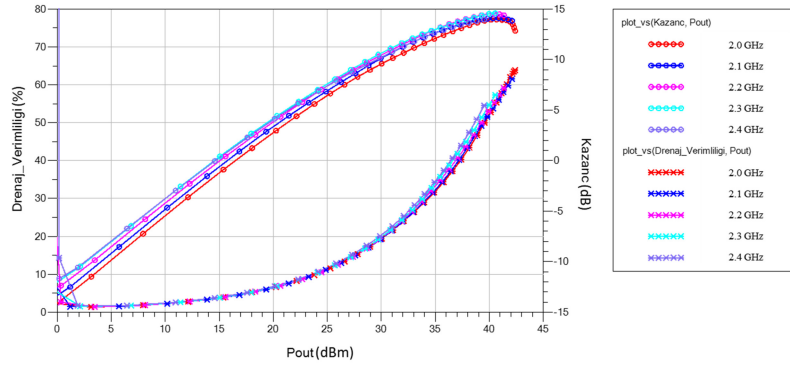
Şekil 5.56: Çıkış empedans uyumlandırmasının yük-çekme analiz devresi.



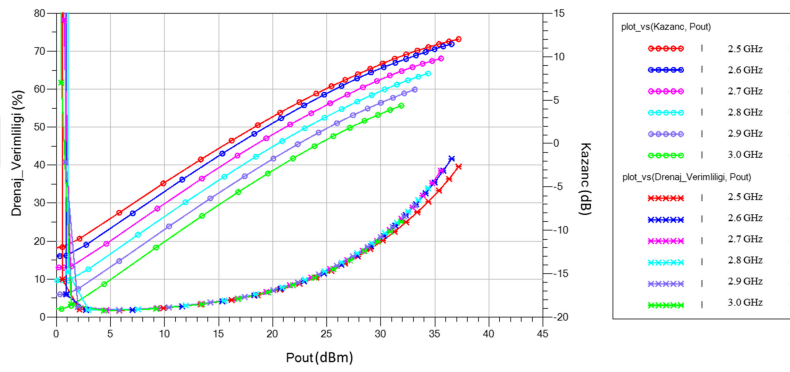
Şekil 5.57: Uyumlandırılmış C sınıfı tüm devrenin 1.0 – 1.4 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.



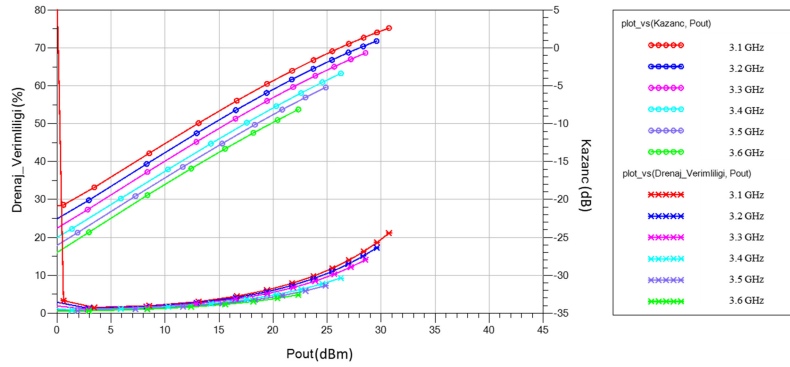
Şekil 5.58: Uyumlandırılmış C sınıfı tüm devrenin 1.5 – 1.9 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.



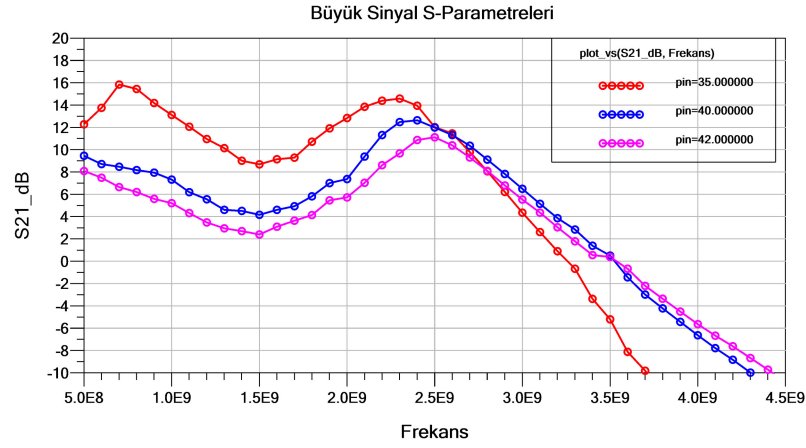
Şekil 5.59: Uyumlandırılmış C sınıfı tüm devrenin 2.0 – 2.4 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.



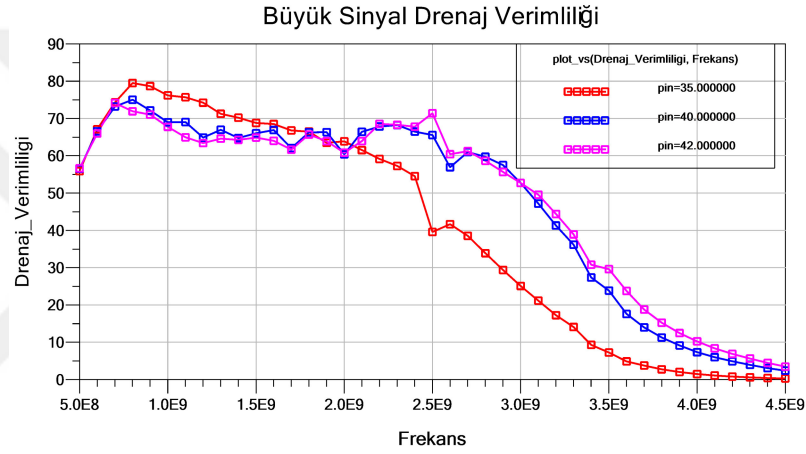
Şekil 5.60: Uyumlandırılmış C sınıfı tüm devrenin 2.5 – 3.0 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.



Şekil 5.61: Uyumlandırılmış C sınıfı tüm devrenin 3.1 – 3.6 GHz çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç sonuçları.



Şekil 5.62: Uyumlandırılmış C sınıfı tüm devrenin 1.0 – 3.6 GHz frekans bandındaki giriş gücüne (Pin) bağlı S21 parametresi sonuçları.



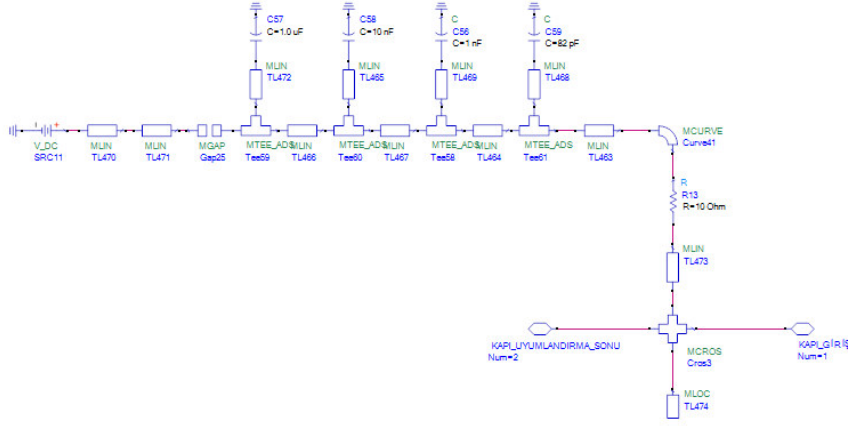
Şekil 5.63: Uyumlandırılmış C sınıfı tüm devrenin 1.0 – 3.6 GHz frekans bandındaki giriş gücüne (Pin) bağlı drenaj verimliliği sonuçları.

5.4 Kutuplama Devreleri ve Kararlılık Analizleri

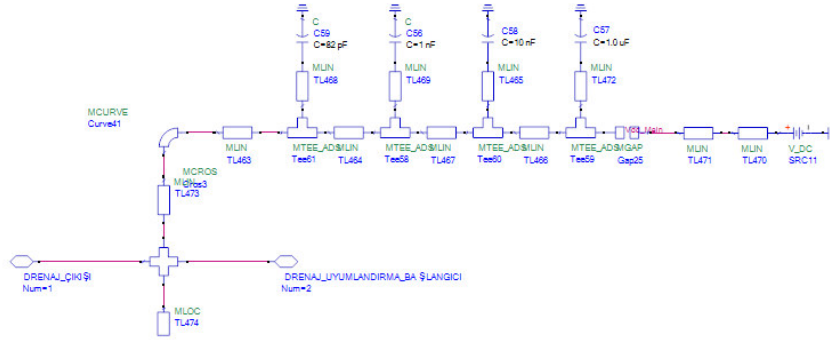
Tasarımda ideal kondansatörler kullanılmıştır. Kondansatörlerin eşdeğer devre modelleri devrede yerleştirildiğinde ideal değerlerinin az bir değişim gözlenmiştir. Uyumlandırma amacıyla yalnızca kapı tarafında 3 pF'lik kondansatör kullanıldığı için eşdeğer devre modelinini uygulanması durumunda S21 ve drenaj verimliliğinde bir performans değişikliği görülmemiştir.

kutuplama ağacı olarak bir harici tasarım yapılmamış olup, besleme noktalarından 90°'lik iletim hattı kullanılarak her biri kendi içerisinde ayrı biasing devreleri eklenir. Beslemenin yapılacağı düğümlerin önünde 4 adet her biri farklı frekans bölgesinde

RF topraklama yapabilen şönt kondansatörler kullanılır. 90° iletim hattı (substrat üzerindeki dalga boyunun dörtte biri) hem bu RF toprağını ters çevirmek hem de yükselteçin tabanında açık devre yapmak için kullanılır. Bu iletim hatlarının genişliği yeterince küçük seçilerek, onların RF bobinleri gibi davranmalarını sağlanmıştır.



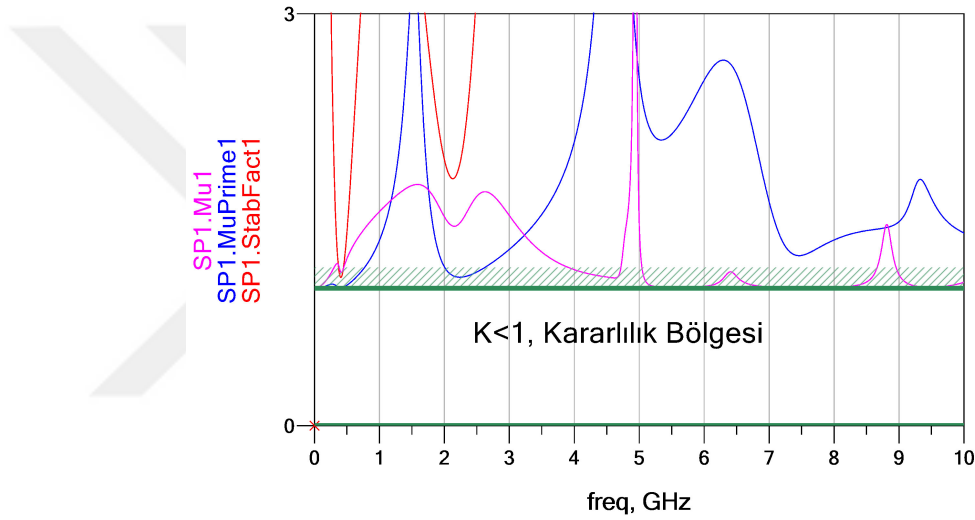
Şekil 5.64: Kapı beslemesi için kutuplama ağı.



Şekil 5.65: Drenaj beslemesi için kutuplama ağı.

Devre tasarımları tamamlandığında AB sınıfı GY'de kararlılık problemleri ile karşılaşılmıştır. Bu problemin, hem düşük frekansta hem de 6-10 GHz arası yüksek frekans bölgesinde de mevcut olduğu görülmüştü. RF hattında bir seri direnç ile paralel bir kondansatör, kararsızlık problemini çözmek için kullanılmıştır. Bu çözüm daha çok düşük frekanslardaki kararsızlık durumunu gidermek için kullanılır. Normal kullanımlarda hattaki seri direnç, çıkışta görülecek güç kazancından kayıp yaşattır. RF hattında paralel bir kondansatör kullanılarak yüksek frekanslarda düşük empedans davranışı göstermesi sağlanıp direnci kısa devreye çekerek yüksek

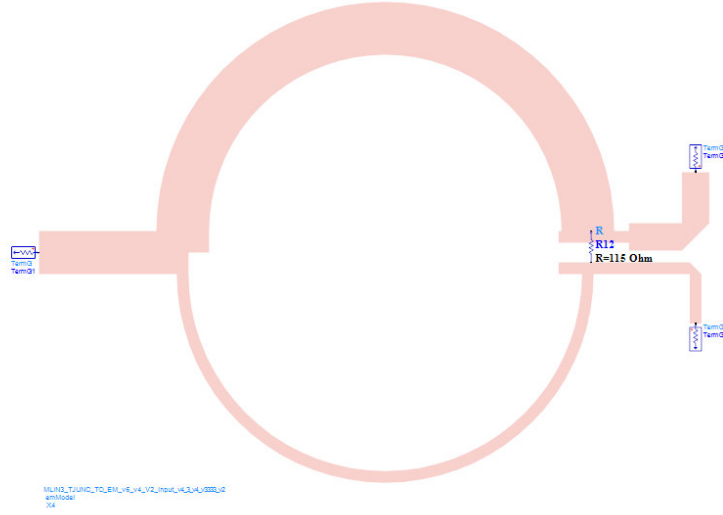
frekanslardaki bu kazanç kaybını telafi etmesi amaçlanmıştır. Seri bağlı direnç değeri, kararlılık simülasyonlarına göre 5Ω seçilmiştir. Kondansatörün yüksek frekansta düşük empedans, düşük frekansta yüksek empedans özelliği göstermesi için 1.8 pF mertebelerinde kapasite değerinin yeterli olduğu görülmüştür. Yüksek frekanslarda kararlılığı korumak için kapı kutuplama hattında seri direnç kullanılmıştır. Bu direnç, kazancı korumak için mümkün olduğunca küçük olmalıdır ve 10Ω kullanılır. Bu direncin yerleştirilmesinden sonra bir miktar kazanç azalması da görülmüştür. AB sınıfındaki GY'nin son halinde, 0 GHz'den 10 GHz'e kararlılık simülasyonları yapılmış olup herhangi bir kararlılık problemine rastlanılmamıştır. K, Mu ve Kararlılık faktörünün çizdirildiği ilgili kararlılık grafikleri aşağıdaki şekilde verilmiştir.



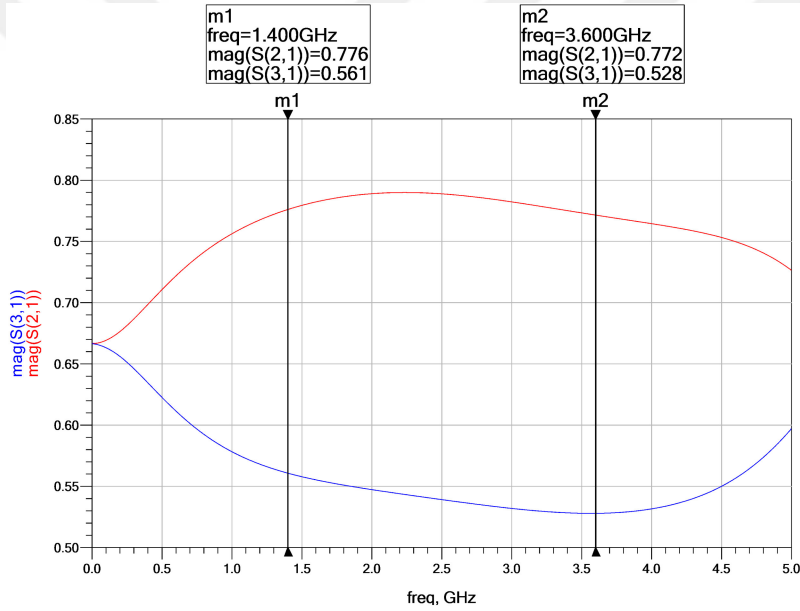
Şekil 5.66: 0-10 GHz kararlılık grafiği.

5.5 Güç Bölücü Wilkinson Devresi Tasarımı

Şekil 5.67'de görülen Wilkinson güç bölücü, girişine uygulanan işareti veya işaretleri eş evreli ve istenilen oranda bölebilen veya birleştirebilen bir devredir (Wilkinson, 1960). Wilkinson güç bölücünün tek veya daha çok boğumlu olması da bant genişliğini etkileyen bir etkidir. Bu çalışmada tek katlı bölücü tasarlanmış ve 180° hibrit bağlayıcıya dönüştürülmüştür. Tasarlanan güç bölücü devresinin Agilent's Advanced Design System (ADS) programındaki elektromanyetik analizi yapılan nihai hali görülmektedir (Şekil 5.67).



Şekil 5.67: Asimetrik Wilkinson güç bölücü.



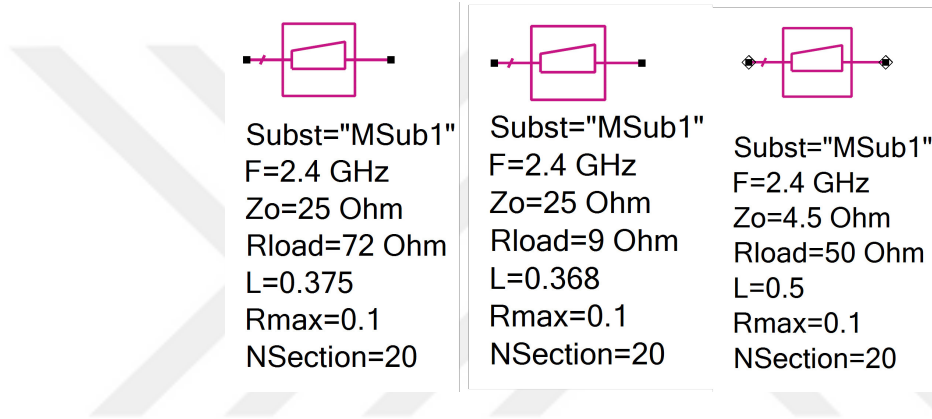
Şekil 5.68: Asimetrik Wilkinson güç bölücü genlik saçılma parametreleri.

5.6 Güç Yükselteçlerin Yük Modülasyonu ve Birleştirici Tasarımı

5.6.1 Geniş bantlı empedans kompensatör tasarımı

Klasik DGY topolojisi kullarılan çeyrek dalga dönüştürücü, Klopfenstein konikliğine sahip bir uyumlandırma ağı ile modifiye edilmiştir. Bir prototip gerçekleştirildiğinde, bu modifikasyon ile elde edilen DGY bant genişliğinin

(BW), geleneksel topolojiye kıyasla arttığı görülmüş olup verimlilik oranlarının değişmediği gözlenmiştir. Bu tasarımda, aynı zamanda konikliğın çıkış reaktansını kullanarak grup gecikmesinin değiştirilebilmesini kolaylaştırır. Ana güç yükselteç tarafındaki 90 derecelik faz kompenzasyonu, geniş bantlı çeyrek dalga empedans dönüştürücü kullanılarak yapılmıştır. Burada 72 ohm'dan 4.5 Ω 'luk yük empedansına uyumlandırma ve 90 derecelik faz gecikmesi sağlanmaktadır. Bu empedans dönüştürme ve faz gecikmesi işlemleri 5 elemanlı 90 derecelik çeyrek dalga iletim hatlarıyla yani $5\lambda/4$ kullanılarak sağlanmıştır. Bu, tek elemandan oluşan çeyrek dalga dönüştürücünün kullanıldığı literatürdeki diğer empedans dönüştürücülü faz kaydırıcılara göre daha geniş bantlı çalıştığı gözlemlenmiştir.



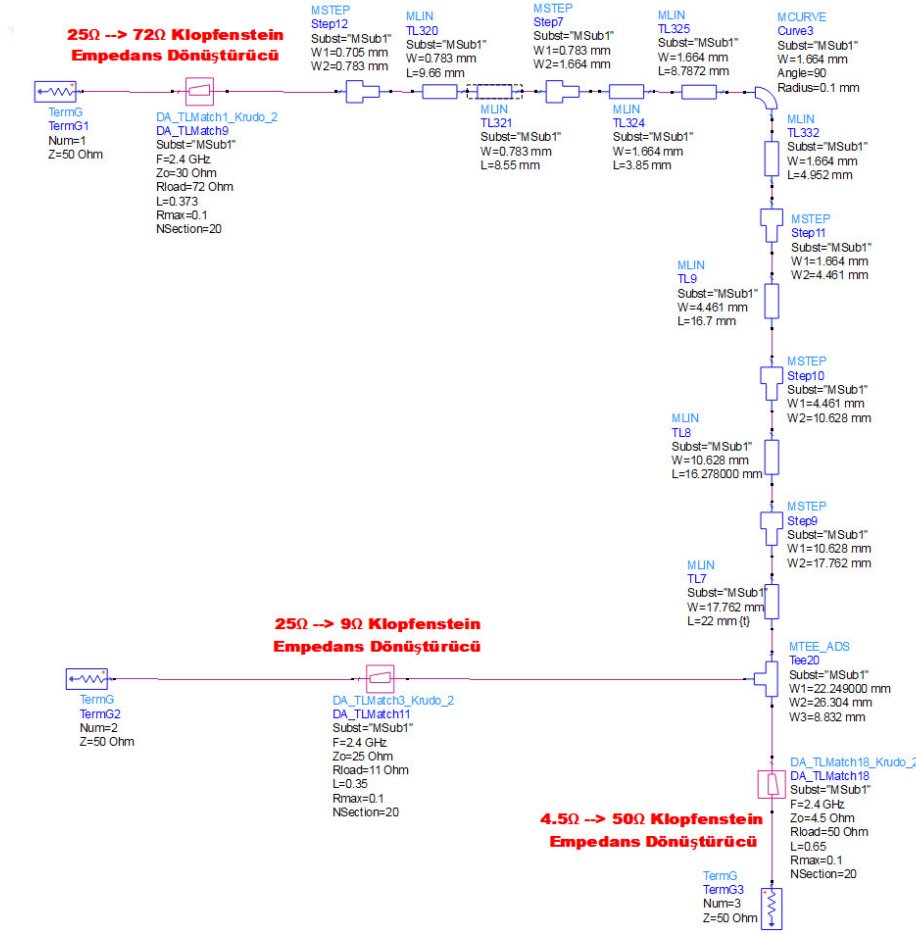
Şekil 5.69: DGY'nin Klopfenstein empedans dönüştürücü elemanları.

Doherty'nin yük modülasyonunun prensip olarak geniş bantlı kompansatörün temelini oluşturan devre bileşenlerinden Klopfenstein konikliğindeki empedans dönüştürücülerinde önemli birkaç husus vardır. Bunlardan "NSection" Parametresi, dalga boyu başına doğrusal konikliğın bölüm sayısı ifade eder ve her bir Klopfenstein için 20 olarak kullanılmıştır. Rmax, maksimum gerilim yansıma katsayısı olup 0.1 ayarlanmıştır. "L" Parametresi, F frekansında dalga boyu cinsinden konik hat uzunluğunu ifade eder. "Zo" girişteki empedans değeri ve "Rload" ise Klopfenstein konikliğinin dönüştürüleceği yük empedans değeridir. "L" Parametresi kullanılarak hattın uzunluk hassas bir şekilde yapılabilir. Bu sayede ana ve yardımcı GY devresine öteleme yolları katılmış olup faz ayarlamalarının yapılabilmesi sağlanmaktadır. Bu faz ayarları, geniş bantlı Doherty GY yapısı için olmazsa olmaz parametredir. Tasarımı ayarlamak için iki başlangıç noktası vardır. Bunlardan ilki Zj değerinin ideal olarak, geri dönüş kayıplarını (RL) sıfırlamak için kullanılır.

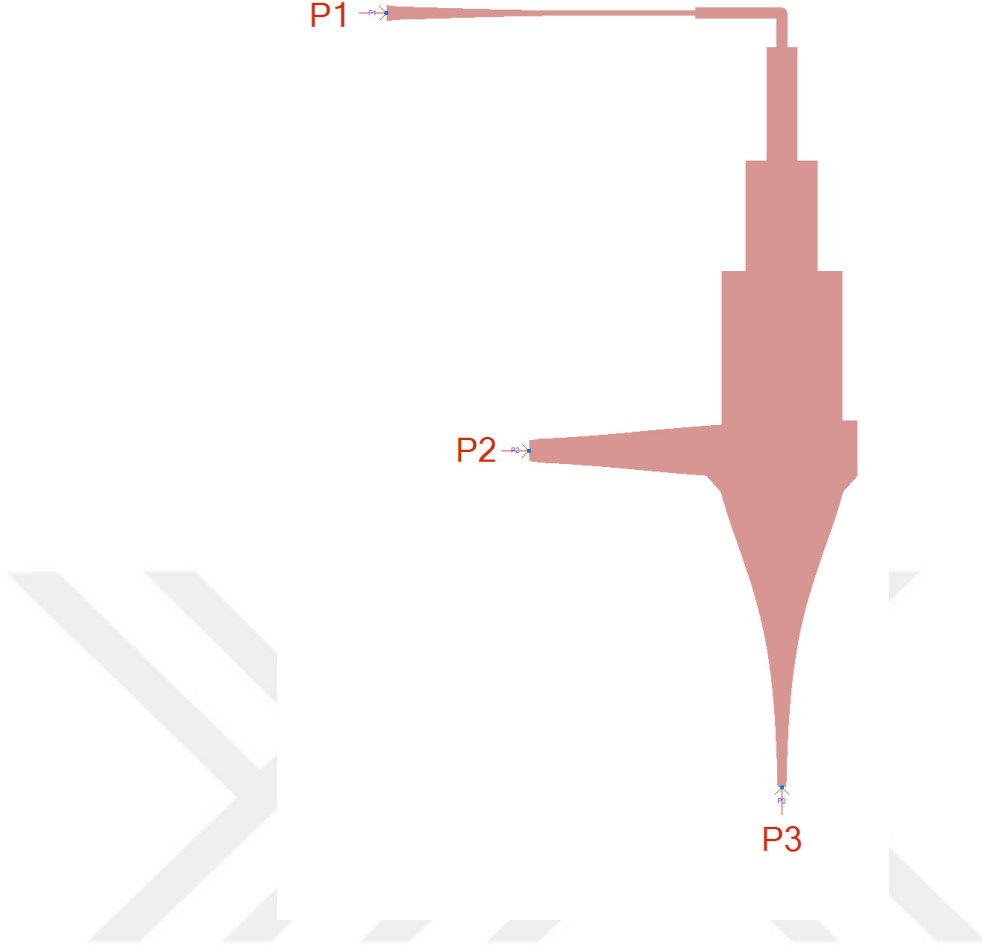
İkinci olarak da, bir binom dönüştürücüsü bant genişliğini arttırmasının yanı sıra, konikliğin uzunluğunu ayarlayarak suseptansın doğrudan kontrol edilmesini sağlayan bir Klopfenstein konikliğine bölünmüştür.

$$r_\theta = r_0 e^{-j\beta l} \frac{\cos \sqrt{\beta L^2 - A^2}}{\cosh} \quad \text{ için } \quad \beta L \geq A \quad (5.1)$$

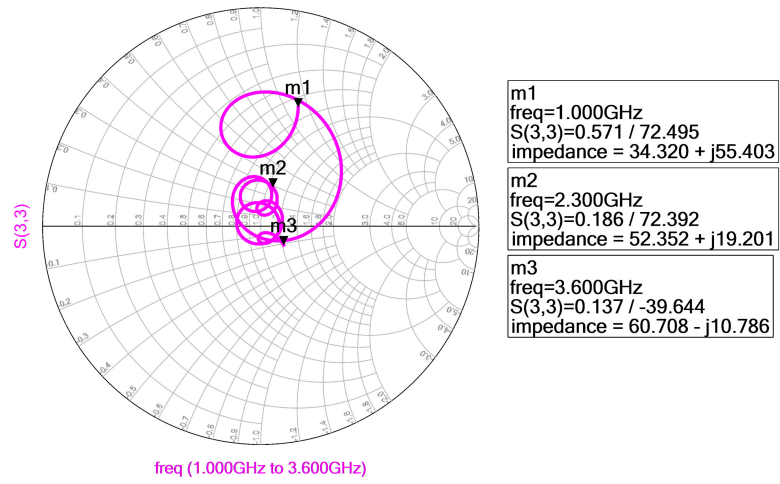
r_θ yansıma katsayısı olmak üzere, ve $A = \cosh^{-1}(r_0/r_M)$, $r_0 = (1/2) \ln(Z_L/Z_0)$, burada geçiş bandındaki maksimum dalgalanmadır. Koniklik uzunluğu arttığında ya da faktörün değeri azaldığında konikliğin kesim frekansı azalır. Reaktans ayarının amacı OMN gecikmesini kontrol etmektir.



Şekil 5.70: Geniş bantlı birleştirici devresinin şematiği.



Şekil 5.71: Geniş bantlı birleştirici EM analiz devresinin 2D görüntüsü.



Şekil 5.72: Geniş bantlı birleştiricinin yük tarafında görülen empedansları.

5.6.2 Genişletilmiş geri çekme metodunun yük modülasyonuna uygulanması

Doherty yükselteçteki ana ve yardımcı yükselteçlerin çıkışları, Klopfenstein koniklik yapılarına sahip empedans dönüştürücüler ile bağlanmıştır. Yardımcı yükselteç girişi, çıkıştaki karşılaştırılabilir gecikmeyi telafi etmek için çeyrek dalga iletim hattına sahiptir. Ana yükselteç doymunluğa ulaşır ulaşmaz, AB sınıfı yerine C sınıfında kutuplama olan yardımcı yükselteç devreye girer. Ana yükselteç çıkışında gözlemlenen etkin empedans, yardımcı yükselteçten gelen akım katkısı ile azalır. Doherty çıkış ağı, iki akım kaynağı (iki yükselticiyi temsil eden), karakteristik empedansa (Z_0) sahip çeyrek dalga iletim hattı ve çıkış yükünden (RL) oluşur. RF güç yükselteç anlık çıkışındaki güç seviyesinin, güç yükselteç maksimum (satürasyondaki) verebileceği çıkış gücü ile arasındaki farka OPBO (Güç Geri Çekme) denir. Bu Doherty GY yapıları için geri çekme Parametresinin öneminden daha önceki bölümlerde bahsedilmişti. Doherty GY’lerde geri çekmenin beklenen değeri 6 dB’dir. Bu geri çekme ne kadar iyi olursa, çok taşıyıcılı haberleşme sistemlerinde anlık yüksek veri hızlarında artan PAPR (Tepe Etkin Güç Oranı), Doherty GY’deki geri çekme miktarından azsa sistem verimli çalışmaya devam edecektir. Fakat OFDM gibi yüksek PAPR (Tepe Etkin Güç Oranı) isteyen çok taşıyıcılı sistemlerin ihtiyaç duydu oran 12 dB’lere kadar çıkabilmektedir. Bunu telafi edecek bir geri çekme değeri geleneksel Doherty GY’ler ile sağlanılamamaktadır. Bunun çözümü için genellikle birden fazla Doherty mimarileri kurulur. Bu da sistem maliyeti oldukça arttıran bir çözümdür. Bu geri çekmeyi genişletmetip verimliliğin bozulmaması için bir yöntem önerilmiştir. Bu yöntem, Doherty birleştiricide yapılan yük modülasyonda çekilecek akımların kontrolü sağlanılarak yapılmıştır. Ana ve yardımcı GY’lerin çıkış empedansları bu yük modülasyonuna uygun ayarlanmıştır.

Eğer $i_{critical}$, ana yükselteç doymunluğa ulaştığında i_{main} değeri olarak tanımlanırsa, i_{peak_min} ile ilişkili olarak řu şekilde tanımlanabilir.

$$i_{aux} = \begin{cases} 0 & \text{eğer } i_{main} < i_{critical} \\ j\gamma(i_{main} - i_{critical}) & \text{ya da } i_{main} \geq i_{critical} \end{cases} \quad (5.2)$$

Burada γ , i_{main} 'in maksimum değerinde i_{main} ile ilişkili olarak $i_{critical}$ 'ın değerini belirleyen bir Parametredir,

$$i_{critical} = \frac{1}{\gamma} i_{max_main} \quad (5.3)$$

Z_o değeri, V_{main} (5.2) ifadesine i_{aux} , (5.3) eklenerek ve Z_o için çözülerek elde edilir, bu da V_{main} 'i sabit veya doymuş bir değer yapar:

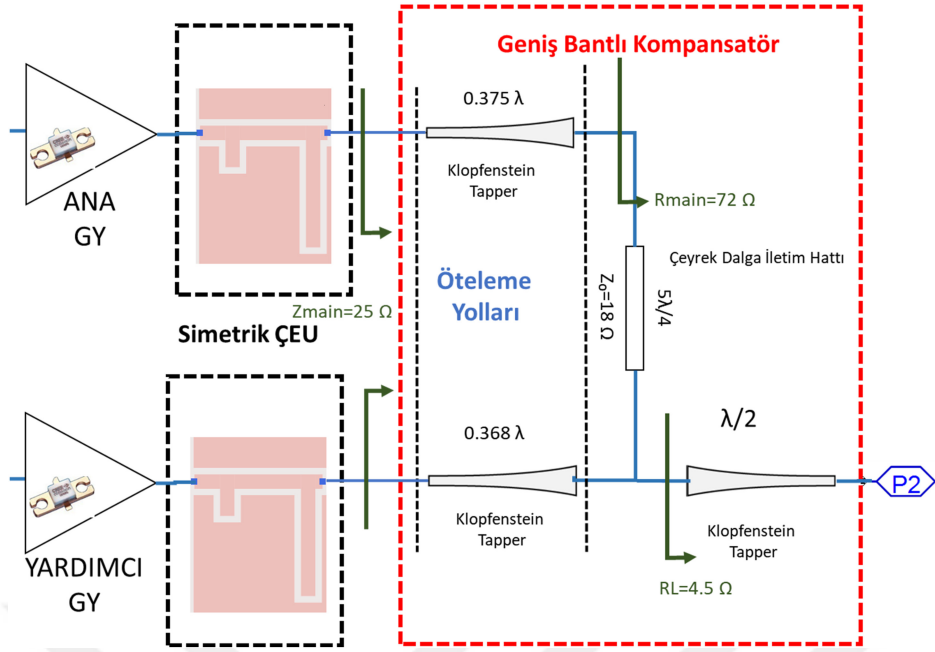
$$Z_o = \gamma R_L \quad (5.4)$$

γ , V_{main} ve V_L için ifadeler kullanılarak, iki yükselteç tarafından görülen etkin yük, düşük sürücü gücü ($i_{main} < i_{critical}$) ve tepe gücü koşulları ($i_{main} = i_{max_main}$) için analitik olarak elde edilebilir.

$$R_{main} = \begin{cases} \gamma^2 R_L & i_{main} < i_{critical} \\ \gamma R_L & i_{main} = i_{max_main} \end{cases} \quad (5.5)$$

$$R_{aux} = \frac{\gamma}{\gamma - 1} R_L \quad i_{main} = i_{max_main} \quad (5.6)$$

$\gamma > 2$ olduğunda, i_{kritik} değerinin i_{max_main} değerinin yarısı olduğu Doherty yükselteçünün klasik çalışması elde edilir. Bu, tepe gücünden 6 dB geri çekmeden başlayan bir tepe verimliliği ile sonuçlanır. (5.5) ile verilen uygun bir Z_o seçimi ve (5.3) tarafından yönetilen yardımcı yükselteçin cihaz boyutunun daha büyük akımları barındıracak şekilde ölçeklendirilmesiyle, tepe gücünden geri çekmede daha yüksek verimliliğe sahip $\gamma > 2$ ile genişletilmiş bir Doherty yükselteçi tasarlanabilir. Bundan dolayı ana GY'nin çıkışı R_{main} , 72Ω ayarlanmış olup R_L , 4.5Ω ayarlanmıştır. Yardımcı GY'nin çıkışı ise $2R_L$ olacak şekilde 9Ω 'a ayarlanmıştır.



Şekil 5.73: Geniş bantlı kompensatör blok şeması.

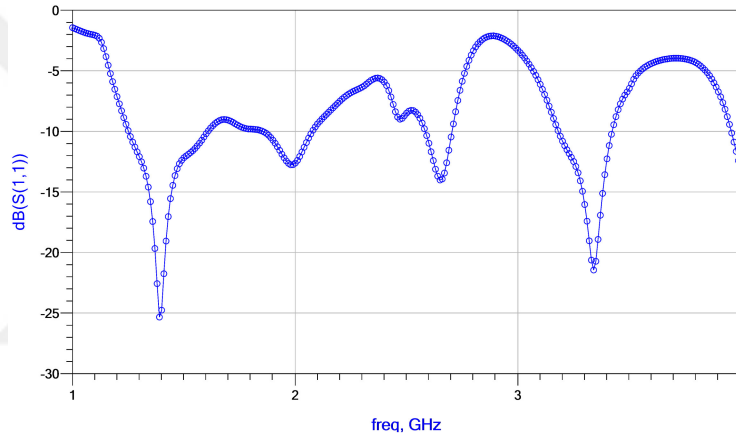
6. DOHERTY GÜÇ YÜKSELTEÇ TASARIMI VE PROTOTİP ÜRETİM SONUÇLARI

Bir önceki başlıkta, AB sınıfı, C sınıfı, güç bölücü, güç birleştirici, Klopfenstein empedans dönüştürücü ve $5\lambda/4$ iletim hatlı empedans dönüştürücüleri anlatılmıştır. Bu elemanlar birleştirilerek Doherty GY yapısı oluşturulmuştur. Tasarım aşamasına dair gösterilen devre şematikleri ve çizdirilen grafikler ADS (Advanced Design System) programında yapılmıştır. Bu bölümde, devre tasarımı 2 boyutlu kart haline getirilip tüm gerekli komponentler devre üzerine yerleştirilmiştir. Ardından ADS programındaki EM (Elektromanyetik) simülasyonu MOM (Method of Moments) çözümü kullanılarak devre analizler gerçekleştirilmiştir. Tüm simülasyonlarda, girişte tek bir ton RF işareti farklı işaret seviyelerinde ve frekanslarda olacak şekilde üretilip analiz sonuçlarına bu şekilde elde edilmiştir. Doherty GY özelliğinin 1.0 – 3.6 GHz geniş bir frekans bandında görülmesinden dolayı analiz sonuçlarının daha net gözlemlenebilmesi için, 1.0 – 2.3 GHz ve 2.4 – 3.6 GHz frekans aralıklarında olacak şekilde farklı grafiklerde çizdirilmiştir.

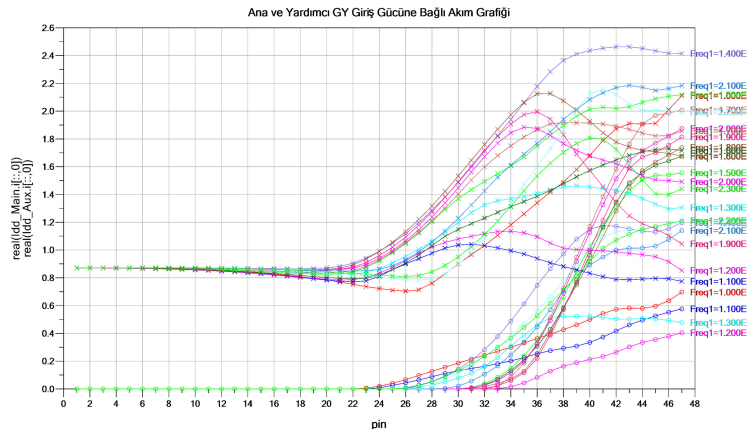
6.1 Doherty Güç Yükselteç Tasarımı

Doherty amplifikatörün drenaj verimliliğinin AB sınıfı ana GY'nin çıkış gücüne bağlı verimlilikleri ile 6 dB'lik geri çekme gücüne kadar benzer olduğu görülmektedir (Şekil 5.23, Şekil 5.24, Şekil 5.25, Şekil 5.26, Şekil 5.27). Bunun sebebi de çıkış gücü için düşük güç seviyelerinde taşıyıcı amplifikatörün drenaj verimliliğine çok yakın olmasıdır. Şekil 6.2'de 1.0 – 2.3 GHz frekans aralığında ana ve yardımcı GY'lerden giriş gücüne bağlı çekilen akım grafikleri görülmektedir. Bu şekilden görüleceği gibi C sınıfı yardımcı GY, 24 dBm'lik güçteki girişten sonra ilettime geçmektedir. Bu Doherty şemasında amaçlanan, girişteki işaret gücünün bir fonksiyonu olarak yükü dinamik olarak değiştirmektir. Gerçek anlamda amaç, verimliliği en üst düzeye çıkarmak için doğrusal akımın büyümesine izin verirken sabit bir gerilim salınımını korumaktır bu aynı zamanda lineerliği korumak anlamına da gelir. Özellikle 1.4 – 2.3 GHz

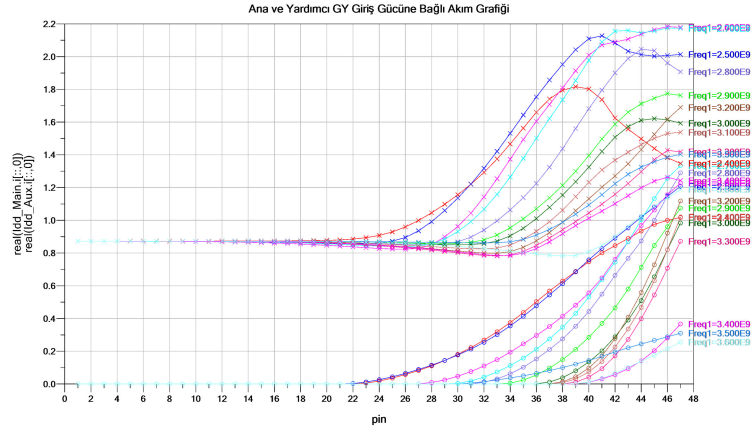
frekans aralığında yardımcı GY'den çekilen akımın satürasyona yakın bir noktada ana GY'den çekilen akımı geçtiği ve ana GY'nin akımının bu noktada sabit kaldığı görülmüştür. Bu sayede Doherty genel yapısında akım doğrusallığı artsa bile gerilim salınımı engellenmiş olup hem drenaj verimliliğinin bozulmadığı hem de lineerliğin korunduğu görülmüştür. Lineerlik bilindiği üzere, sayısal modülasyonun uygulandığı aktif devreler için olmazsa olmaz parametrelerden biridir. Şekil 6.3'te de 2.4 – 3.6 GHz frekans aralığında ana ve yardımcı GY'lerden çekilen akımlar görülmektedir. Şekil 6.1'de DGY'nin S11 parametresi sonuçları görülmektedir. Bu sonucun, 25 Ω 'luk giriş çıkış empedansındaki ana GY'nin S11 karakteristiğine benzediği görülmektedir. S parametresi küçük işaret analiz sonuçlarını içerdiği için Doherty GY'deki geniş bantta verimlilik başarımına bir gösterge niteliği taşımamaktadır.



Şekil 6.1: Doherty güç yükseltecinin S11 parametresi sonuçları.

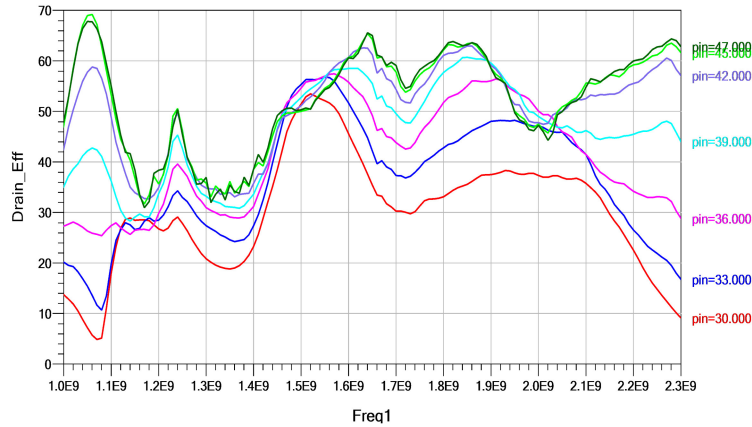


Şekil 6.2: Doherty GY tüm devrenin 1.0 – 2.3 GHz giriş gücüne (Pin) bağlı ana ve yardımcı GY'den çekilen akım sonuçları.



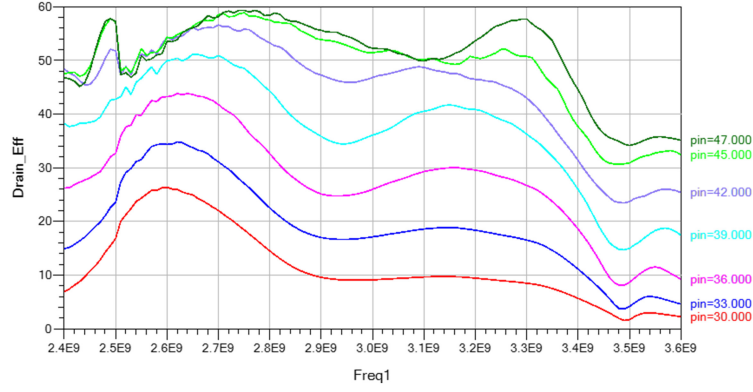
Şekil 6.3: Doherty GY tüm devrenin 2.4 – 3.6 GHz giriş gücüne (Pin) bağlı ana ve yardımcı GY'den çekilen akım sonuçları.

Doherty GY'nin giriş sürücüsünden 47 dBm'e kadar büyük işaretlerin verilmesiyle 1.0 – 2.3 GHz frekans aralığında gözlenen drenaj verimlilikleri çizdirilmiştir (Şekil 6.4). Aynı analizler 2.4 – 3.6 GHz için de gerçekleştirilmiş olup çizdirilmiştir (Şekil 6.5). Bu grafiklerden de görüleceği üzere 1 – 3.4 GHz bandında ortalama 36 dBm'lik giriş gücünde çıkış geri çekmesinin başladığı varsayılırsa, tüm frekans bandında geri çekmede %20'de başlayan drenaj verimliliklerinin %68'e kadar ulaştığı gözlenmiştir.



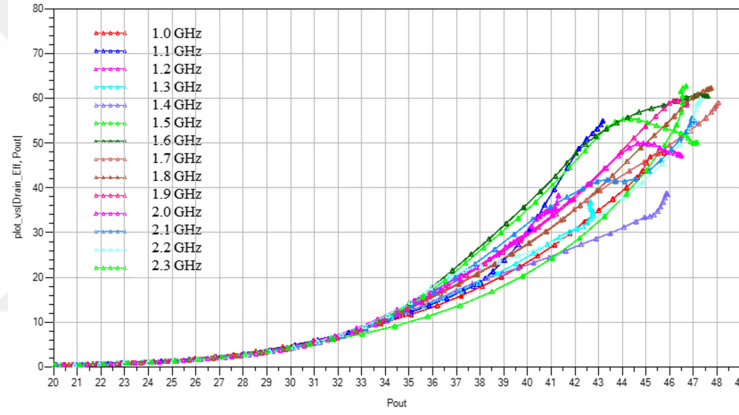
Şekil 6.4: Doherty GY tüm devrenin 1.0 – 2.3 GHz frekans bandındaki giriş gücüne (Pin) bağlı drenaj verimliliği sonuçları.

Doherty GY'nin tüm kart analizlerinin yapıldığı aşamada, yardımcı GY'nin VGS değerleri -6.85 V ayarlanmıştır. Fakat bu VGS değerlerinde satürasyon çıkış gücünün ve ulaşılan verimlilik değerlerinin, tek AB sınıfının tek başına kullanıldığı durumdaki GY'den daha düşük geldiği görülmüştür. Bundan dolayı yardımcı GY'nin VGS değeri -5 V ayarlanıp analizler tekrarlanmıştır.

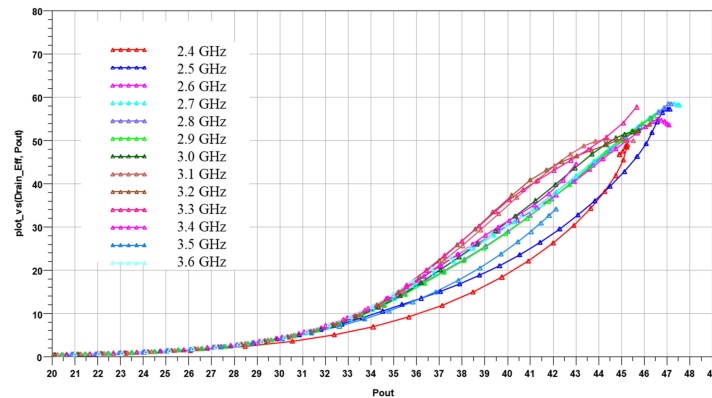


Şekil 6.5: Doherty GY tüm devrenin 2.4 – 3.6 GHz frekans bandındaki giriş gücüne (Pin) bağlı drenaj verimliliği sonuçları.

Sonuçlarda satürasyondaki ortalama güç değerlerinin 1 – 2 dB arttığı görülmüş olup, verimliliklerde bazı frekanslarda %5'e varan artışlar olduğu gözlenmiştir.

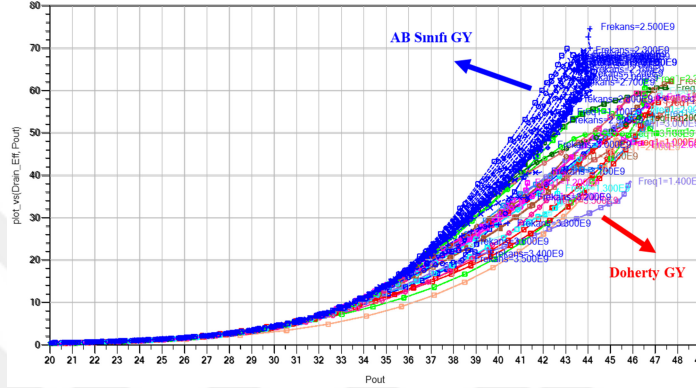


Şekil 6.6: Doherty GY tüm devrenin 1.0 – 2.3 GHz frekans bandındaki çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği sonuçları.



Şekil 6.7: Doherty GY tüm devrenin 2.4 – 3.6 GHz frekans bandındaki çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği sonuçları.

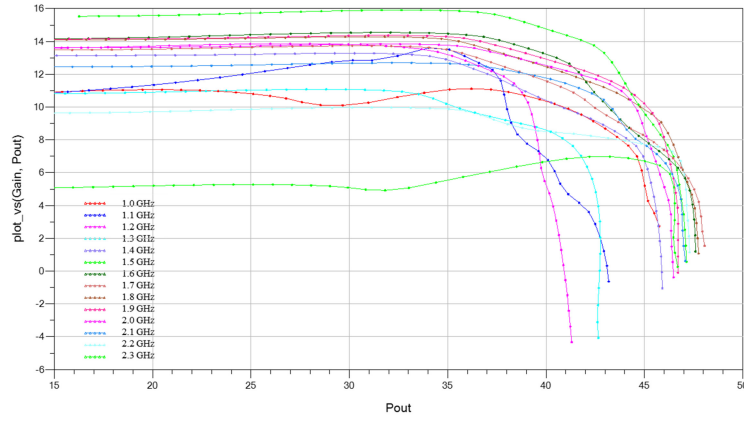
AB sınıfı GY'nin analizleri bir önceki bölümdeki tasarım aşamalarında paylaşılmıştı. Bu GY'nin de geniş frekans bandında yüksek verimlilikte çalışması için optimizasyonlar yapılmıştır. Şekil 6.6'dan görüleceği üzere 25 Ω 'luk yüke sahip AB sınıfı GY'nin tek başına çalıştırıldığında 1.0 – 2.7 GHz arası %60 üzerinde drenaj verimlilikleri sahip olduğu, bunun 3.6 GHz frekansına doğru %20'lere düştüğü ve ortalama 43 dB'mlik çıkış gücü olduğu görülmüştür. Doherty GY' de ise bu benzer verimlilik oranlarının geri çekme değerlerine kadar korunduğu gözlenmiştir.



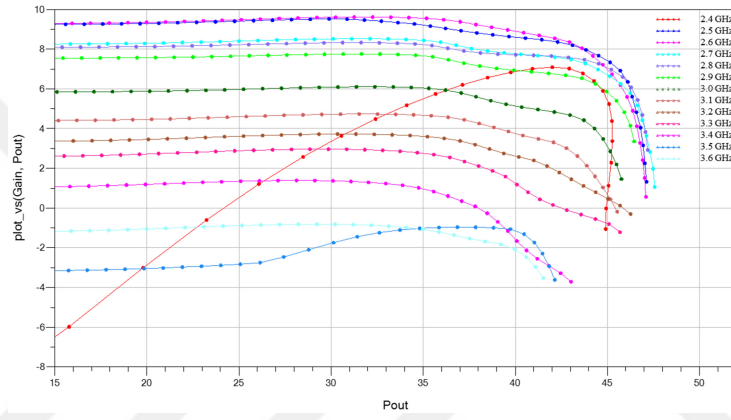
Şekil 6.8: Doherty GY ve AB sınıfı GY'nin 1.0 – 3.6 GHz frekans bandında çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği karşılaştırma sonuçları.

1.0 – 2.3 GHz ve 2.4 – 3.6 GHz frekans aralığında çıkış gücüne bağlı Doherty GY kazanç grafikleri görülmektedir (Şekil 6.9, Şekil 6.10). Bu kazanç eğrilerinin kırılıma geçtiği andaki çıkış güçlerinin, geri çekmenin başladığı ve dB cinsinden geri çekme miktarının ne kadar olduğu hakkında bilgi vermektedir. Bu grafikten de görüleceği üzere 12 dB'lık geri çekmeye kadar uzanan Doherty bölgeleri gözlenmiştir. Kazanç ve verimliliğin yansıtıldığı simülasyonlar sonucunda 2.4 GHz frekansında Doherty bölgesinde bir karakteristik gözlenmemiştir.

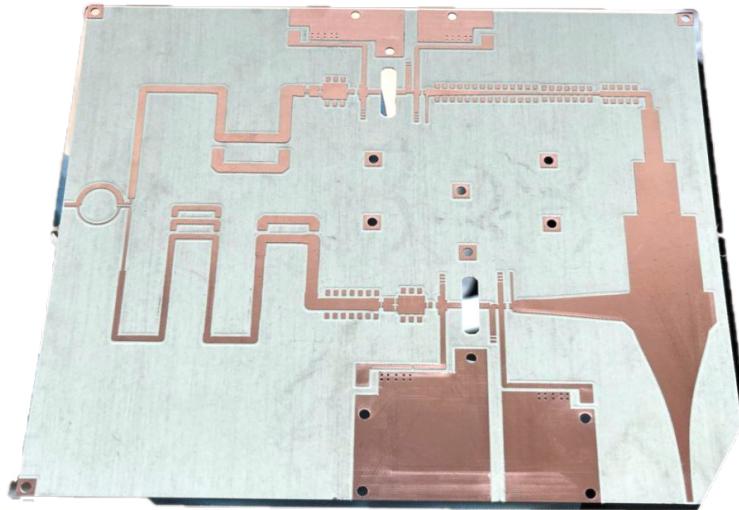
Şekil 6.11'de 0.508 mm kalınlığındaki RO4350B malzemesinden üretilen kartın ilk prototipi görülmektedir. Bu prototip kartın üretimi yeni gerçekleştirilmiş olup hızlıca test düzenek hazırlıkları ve özel üretilmiş soğutucu metal tabaka üretimleri bir yandan devam etmektedir. Bu işlemlerin tamamlanmasının ardından kartların sonuçları tezde paylaşılacaktır.



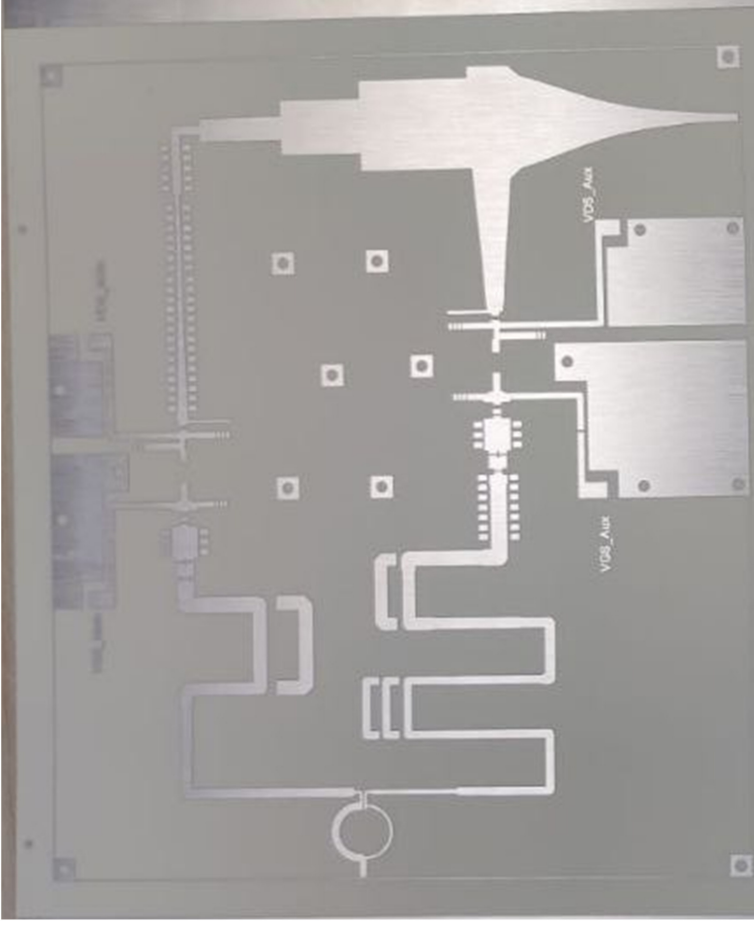
Şekil 6.9: Doherty GY tüm devrenin 1.0 – 2.3 GHz frekans bandındaki çıkış gücüne (Pout) bağlı kazanç sonuçları.



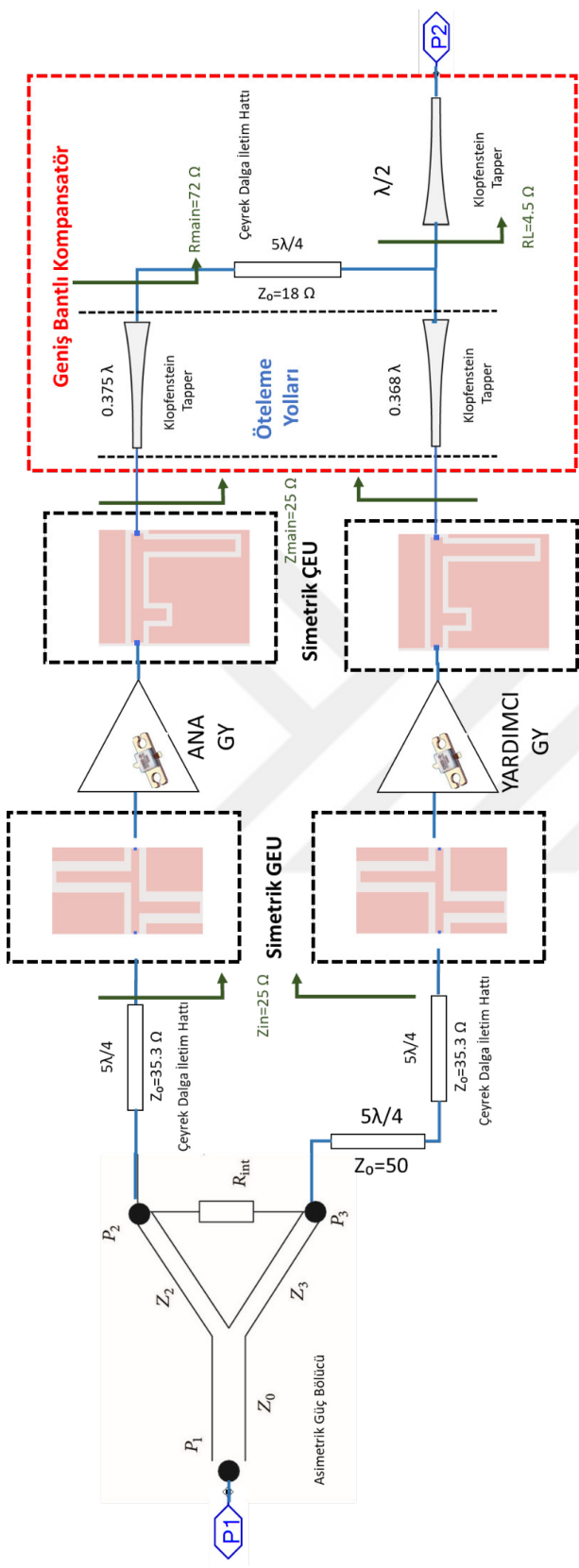
Şekil 6.10: Doherty GY tüm devrenin 2.4 – 3.6 GHz frekans bandındaki çıkış gücüne (Pout) bağlı kazanç sonuçları.



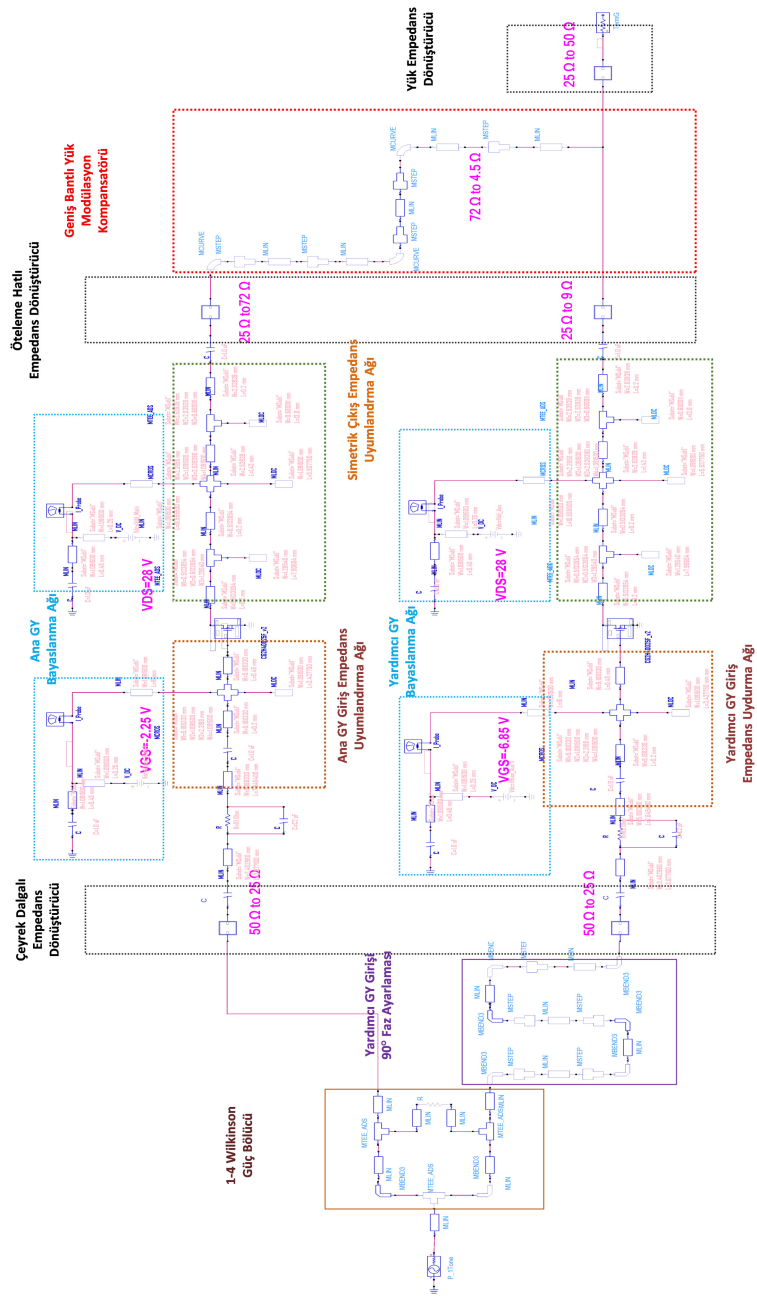
Şekil 6.11: Üretilen Doherty GY ilk prototip kartı.

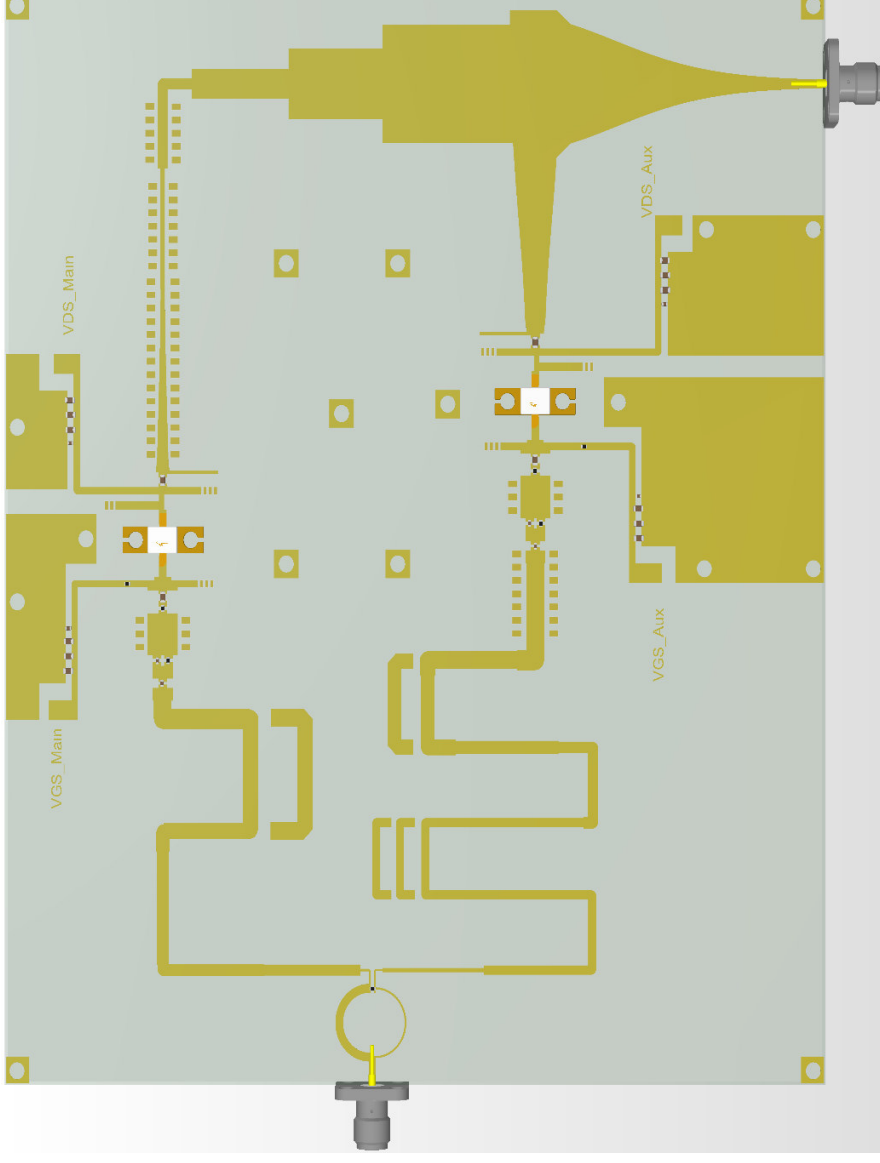


Şekil 6.12: Üretilen Doherty GY ikinci prototip kartı.



Şekil 6.13: Doherty GY tüm devrenin genel blok diyagramı.

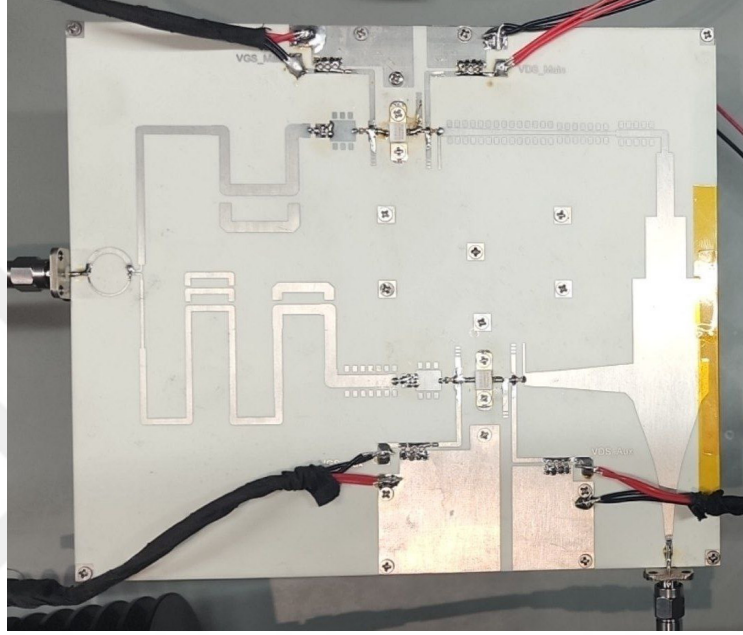




Şekil 6.15: Doherty GY kartının component dizili 3D görüntüsü.

6.2 Doherty Güç Yükselteç Prototip Kart Sonuçları

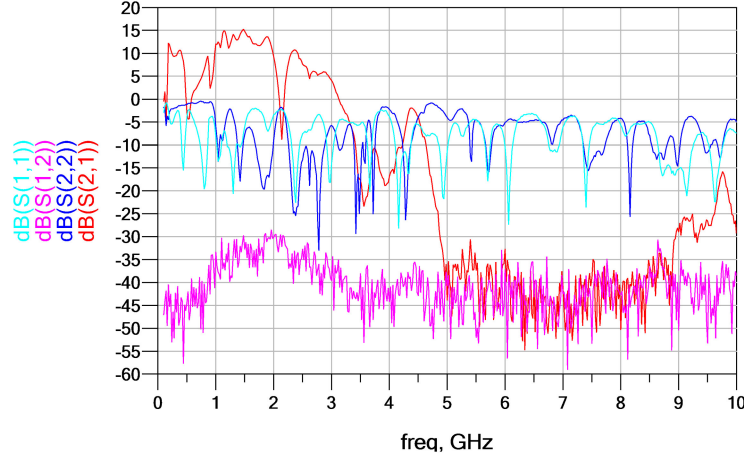
2 adet prototip RO4350B 20 mil kart ürettirilmiş olup komponent dizgi işlemleri ve termal soğutucu yüzey 1 adet kart için yaptırılmıştır. Prototip kartın testleri bu kart üzerinden yapılmıştır.



Şekil 6.16: Doherty GY prototip kartı fotoğrafı.

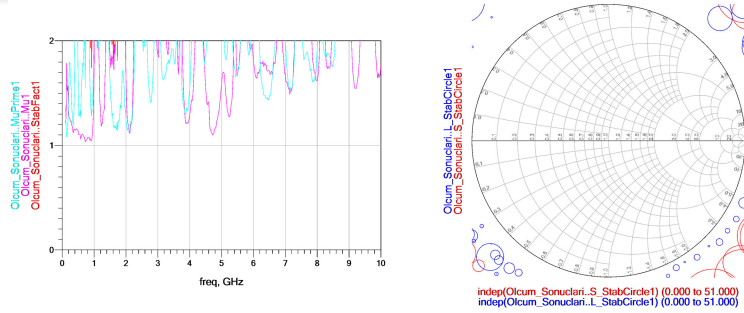
Prototip kartın ilk testinde küçük işaret ve kararlılık analizlerini yapabilmek için 0.1MHz – 20 GHz arasında çalışabilen VNA kullanılmıştır. Ölçümler için VNA'nın frekans aralığı 0.1 – 10 GHz, FFT nokta sayısı 1601, RBW 100 kHz ve portların çıkış güçleri -40 dBm'e ayarlanıp VNA'nın kalibrasyonu bu değerlerde yapılmıştır. Bant içi ve bant dışı koşulsuz kararlılığının analizlerinin yapılabilmesi için frekans aralığı 0.1 – 10 GHz ayarlanmıştır. Küçük işaret S-Parametresi analizleri de bu frekans aralığı üzerinde çalışma frekanslarına göre daraltılıp detaylıca incelenmiştir.

Kararlılık analizleri için 0.1 – 10 GHz frekans aralığına bakılmış olup üretilen prototip Doherty GY kartının S-Parametresi sonuçları görülmektedir (Şekil 6.17). Koşulsuz kararlılığın sağlanması için tasarım süreçlerinde her iki transistörün giriş kısmında kararlılık ağı için paralel bağlı 6 ohm direnç ve 1.7 pF kondansatör kullanılmıştır. Ayrıca kararlılığın artırılması amacıyla bu paralel kararlılık ağına seri 10 ohm



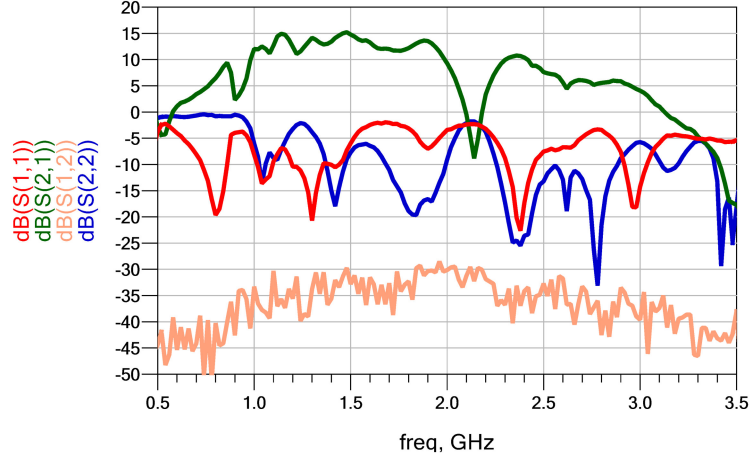
Şekil 6.17: Doherty GY prototip kartının s-parametresi 0.1 – 10 GHz ölçüm sonuçları.

direnç kullanılmıştır. Fakat kartın testleri esnasında paralel kararlılık ağında 6 ohm direncin kararlılık için yeterli olmadığı ve aynı şekilde paralel 1.7 pF kondansatöründe S21 değerinde simülasyonlara göre düşüşe sebep olduğu görülmüştür. Bunun üzerine paralel hattaki direnç 10 ohm ve kondansatör 5.1 pF ile değiştirilmiştir. Bu değişikliklerin ardından koşulsuz kararlılık analizlerinin başarıyla sonuçlandığı görülmüştür.



Şekil 6.18: Doherty GY prototip kartının koşulsuz kararlılık ölçümleri.

Kararlılık testleri, analizleri ve geliştirmeleri sonucunda birkaç komponentinde değişiklik yapılan prototip kartın testlerine 0.5 – 3.5 GHz frekans aralığında küçük işaret S-parametresi ölçümleri ile devam edilmiştir. Tasarım sürecinde CG2H40025F transistöründe VGS değerleri ana GY ve yardımcı GY için sırasıyla -2.4 V ve -6.86 V kullanılmıştır. Fakat s-parametresi ölçümleri esnasında VGS değişimlerine bağlı elde edilen durağan akımlarına ve kazançlara göre optimum VGS değerleri belirlenmiştir. Doherty GY'nin girişine -40 dBm'lik küçük işaret uygulandığı bilindiğinden yardımcı

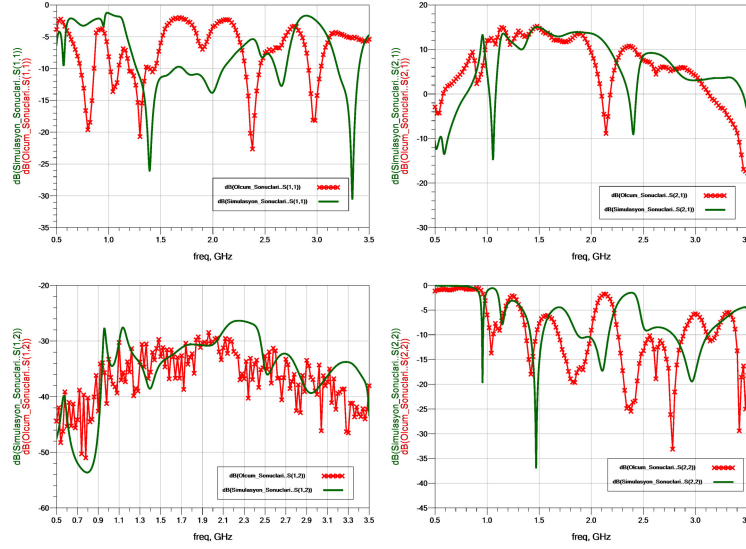


Şekil 6.19: Doherty GY prototip kartının s-parametresi ölçüm sonuçları.

GY'nin açık devre olarak görüneceği anlaşılabacaktır. Simulasyonlarda yardımcı GY'nin sonsuz empedans özelliği gösterdiği görülmüşken kartın ölçümünde yardımcı GY'nin VGS'sine bağlı gösterdiği empedans değerlerinin küçük işaretde sonsuz olmadığı ve s-parametre sonuçlarına etki ettiği gözlemlenmiştir. Bundan dolayı yardımcı GY'nin sonsuz empedansa yakın bir karakteristik gösterdiğinden ötürü optimum VGS değeri -3.1 V olarak seçilmiştir. Ana GY'nin VGS değeri tasarım aşamasında belirlenen -2.4 V değerinin de ölçümlerde uygulandığında uygun s-parametresi değerlerine ulaşıldığı görülmüştür.

Ölçümlerin Doherty GY tasarım sürecinde giriş devresi uyumlandırmasının ilk komponenti olan 3.3 pF'lık kondansatörün prototip kartta kullanılması durumunda yüksek frekansta S21 değerlerinde 3 dB'ye varan kayıplara sebep olduğu görüldüğünden 6 pF'lık kondansatör ile değişimi yapılmıştır. Bu değişikliğin ardından S11 parametresinin de iyileştiği ve S21 değerlerinin simulasyonlar ile benzer geldiği gözlenmiştir.

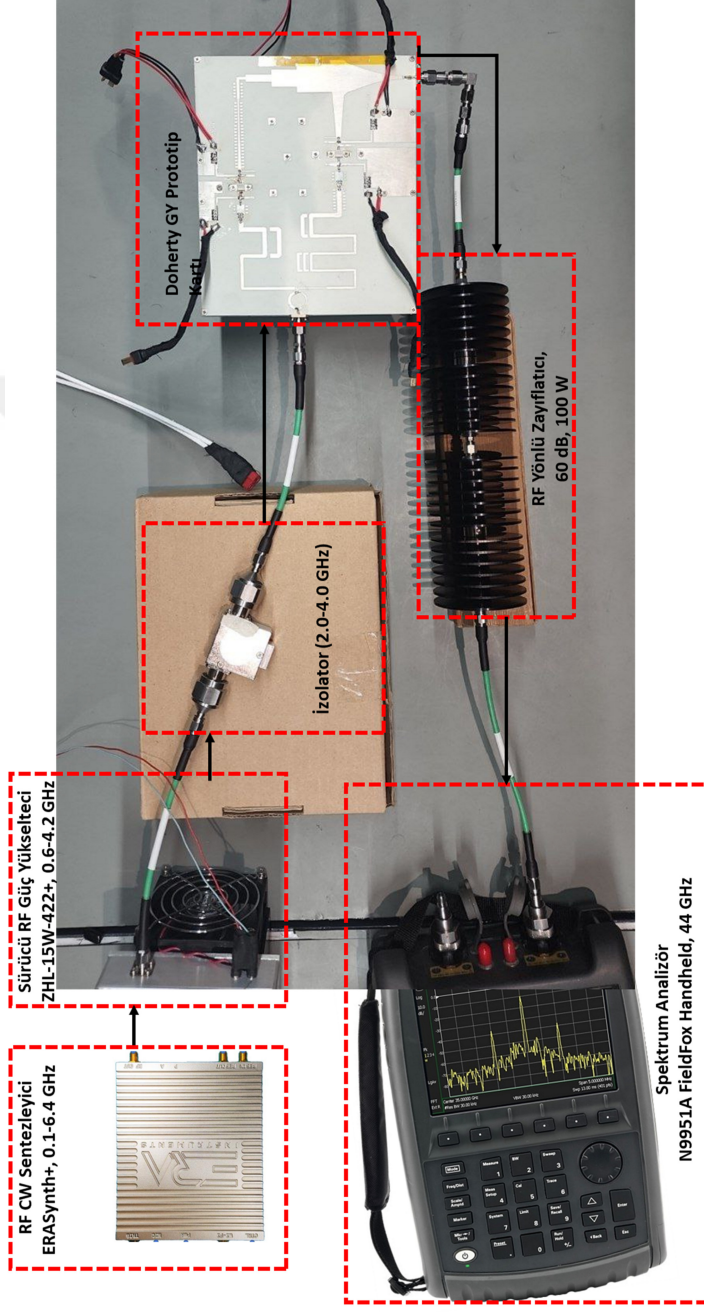
S-Parametre sonuçları prototip kart için nihai halini alırken simulasyon sonuçları ile karşılaştırması yapılmıştır. Şekil 6.20'de bu karşılaştırma gösterilmektedir. Şekilden görüleceği üzere simulasyonlara göre 300 – 400 MHz kadar bir negatif yönde frekans kayması gözlenmiştir. Ölçümlerdeki S11 karakteristiğinin, simulasyondakine benzediği yalnızca yaklaşık 300 MHz geriden bu karakteristiği takip ettiği görülmektedir. DGY prototip kartının büyük işaretdeki Doherty karakteristiğinin



Şekil 6.20: Doherty GY prototip kartının s-parametresi ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırması.

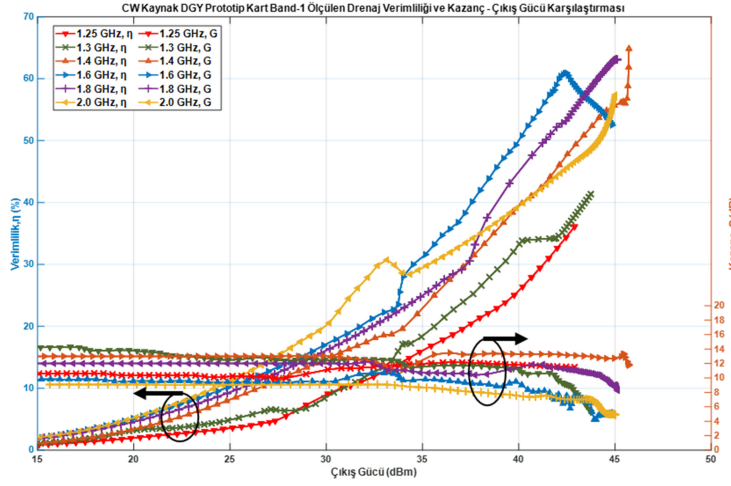
görülmesi beklenen çalışma frekans bandının da bu frekans kayması doğrultusunda kayacağı tahmin edilmiştir.

Çift bantlı DPA'yı küçük işaretde s-parametre ölçümlerin yapıldığı VGS değerlerinde ve dizili komponentlerin mevcut olduğu aynı durum koşulları altında büyük işaret sürekli dalga (CW) ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Bu koşullar altında, yardımcı transistörü açmak için yardımcı VGS'si -3.1 V sabit tutulduğunda frekansa bağlı verilmesi gereken giriş gücü 26–42 dBm arasında değişkenlik göstermiştir. Şekil 6.21'de prototip DGY kartının büyük işaret ölçümlerinin yapıldığı test düzeneğinin fotoğrafı ve malzeme tanımlamaları gösterilmiştir.



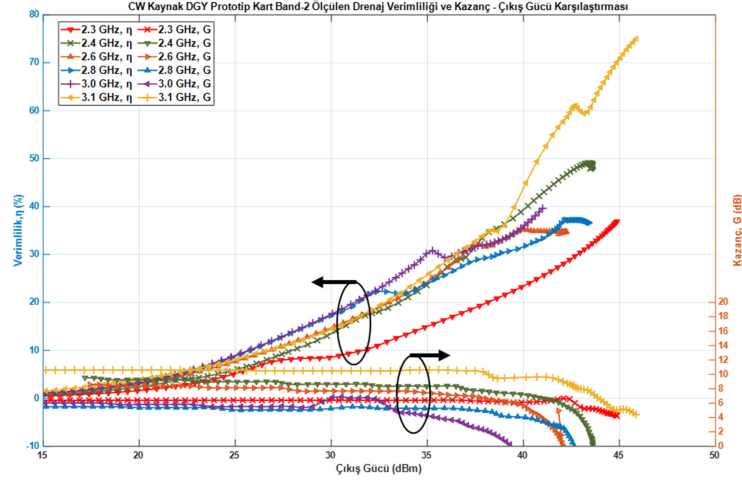
Şekil 6.21: Doherty GY prototip kartı büyük işaret test düzeniği.

Doherty GY'nin giriş sürücüsünden 47 dBm'e kadar büyük işaretlerin verilmesiyle 1.0 – 2.3 GHz frekans aralığında gözlenen drenaj verimlilikleri çizdirilmiştir (Şekil 6.22). Şekil 6.23'te aynı analizler 2.4 – 3.6 GHz için de gerçekleştirilmiş olup çizdirilmiştir. Bu grafiklerden de görüleceği üzere 1 – 3.1 GHz bandında ortalama 36 dBm'lik giriş gücünde çıkış geri çekmesinin başladığı varsayılırsa, tüm frekans bandında geri çekmede %15'de başlayan drenaj verimliliklerinin %68'e kadar ulaştığı gözlenmiştir. Prototip DGY kartında ilk olarak ilk frekans bandı olarak nitelendirilen 1.25 ile 2.0 GHz aralığındaki DGY Band-1'in büyük işaret koşullar altında CW işaretinin uygulandığı tekli frekanslarda verimlilik ve kazanç tepkileri karakterize edilmiştir. Şekil 6.23'de bu ölçümler gösterilmektedir.



Şekil 6.22: Doherty GY ve AB sınıfı GY'nin 1.25 – 2.0 GHz frekans bandında çıkış gücüne (P_{out}) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç ölçüm sonuçları.

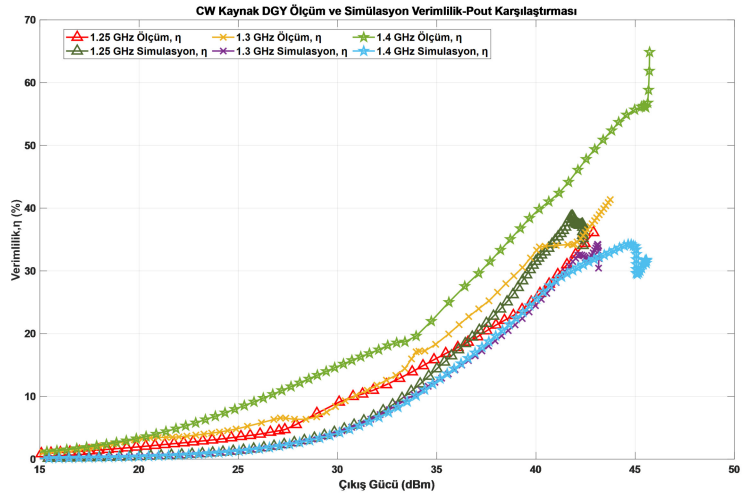
Prototip DGY kartında ilk olarak ilk frekans bandı olarak nitelendirilen 2.3 ile 3.1 GHz aralığındaki DGY Band-1'in büyük işaret koşullar altında CW işaretinin uygulandığı tekli frekanslarda verimlilik ve kazanç tepkileri karakterize edilmiştir. Şekil 6.23'te bu ölçümler gösterilmektedir.



Şekil 6.23: Doherty GY ve AB sınıfı GY'nin 2.3 – 3.1 GHz frekans bandında çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği ve kazanç ölçüm sonuçları.

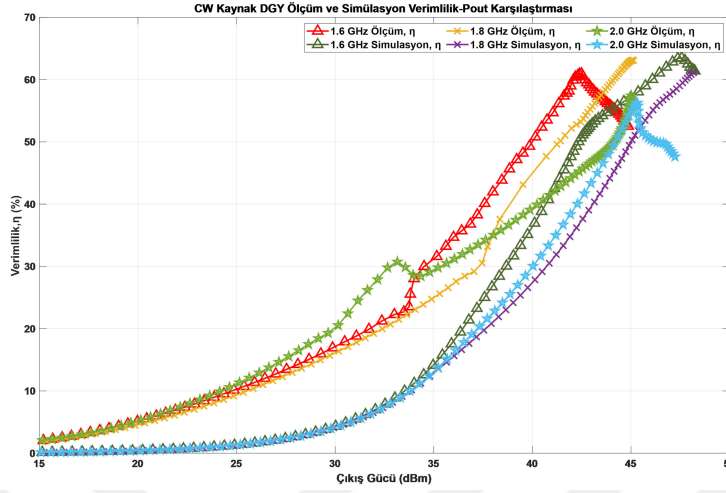
Bu grafiklerden de görüleceği üzere 1.25 – 3.1 GHz tüm frekans bandının genelinde geri çekmedeki drenaj verimliliğinin %15 – %60, satürasyondaki drenaj verimliliğinin ise %35 – %75 arasında olduğu gözlenmiştir. Çıkış geri çekmenin 12 dB'ye kadar uzandığı görülmüştür.

Şekil 6.24'te 3 farklı frekansta CW uygulandığı durumda elde edilen drenaj verimliliklerinin simülasyon ve ölçüm sonuçları görülmektedir. 1.4 GHz frekansındaki Doherty karakteristiğinin geri çekmenin ve ulaşılan drenaj verimliliğinin daha fazla olduğu gözlemlenmiştir.



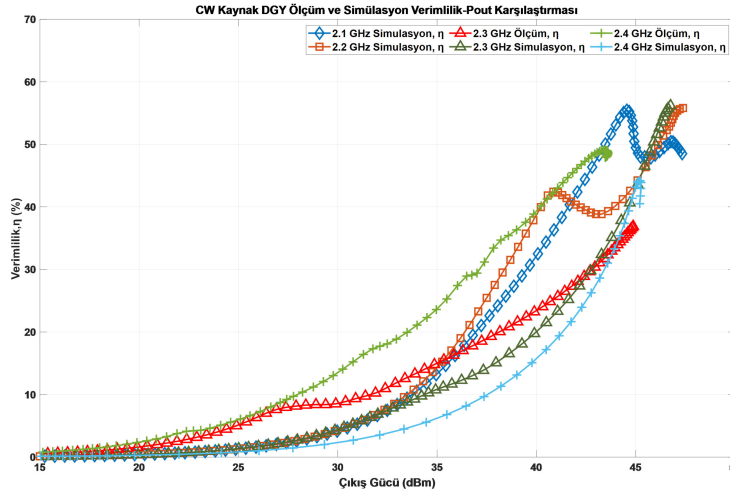
Şekil 6.24: Doherty GY ve AB sınıfı GY'nin 1.25 – 1.4 GHz frekans bandında çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği simülasyon ve ölçüm karşılaştırma sonuçları.

Ölçümler sonucunda 1.8 GHz ve 2.0 GHz'deki verimlilik karakteristiğinin benzediği görülmüş olup frekanstaki kaymanın bu frekanslarda yaklaşık olarak negatif yönde 200 MHz olduğu tahmin edilmektedir.



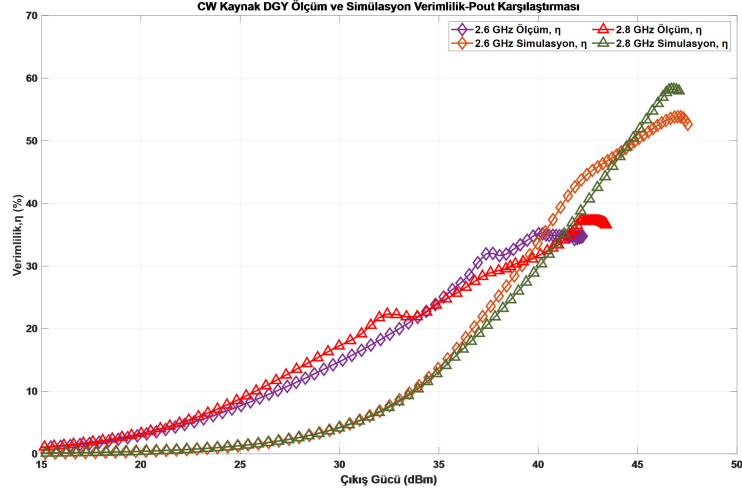
Şekil 6.25: Doherty GY ve AB sınıfı GY'nin 1.6 – 2.0 GHz frekans bandında çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği simülasyon ve ölçüm karşılaştırma sonuçları.

Şekil 6.26'da prototip kartta frekans kaymasından dolayı bantların arasında kalan bölgede ölçüm sonucu iyi alınamamıştır fakat simülasyon sonuçları ile karşılaştırma yapabilmek adına 2.1 GHz ve 2.2 GHz verimlilik grafikleri de gösterilmiştir.



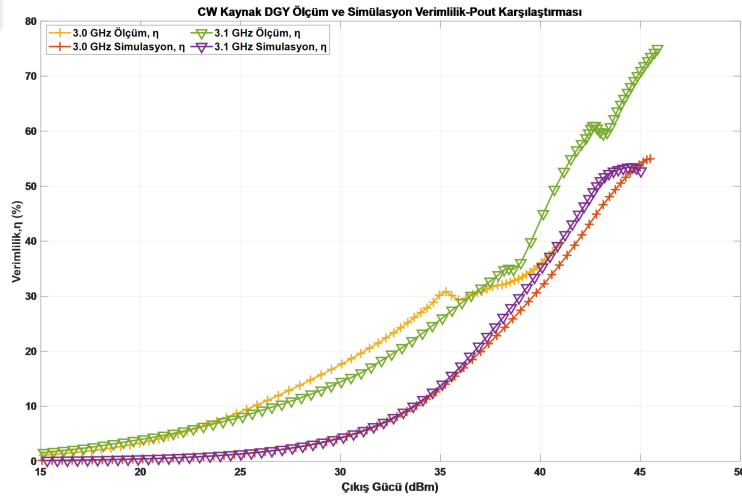
Şekil 6.26: Doherty GY ve AB sınıfı GY'nin 2.1 – 2.4 GHz frekans bandında çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği simülasyon ve ölçüm karşılaştırma sonuçları.

2.4 GHz ölçümü ile 2.6 GHz simülasyon ölçümünde satürasyon noktasında ulaşılan verimlilik değerlerinin birbirlerine yakın olduğu ve Doherty karakteristiklerinin de benzediği gözlenmiştir.



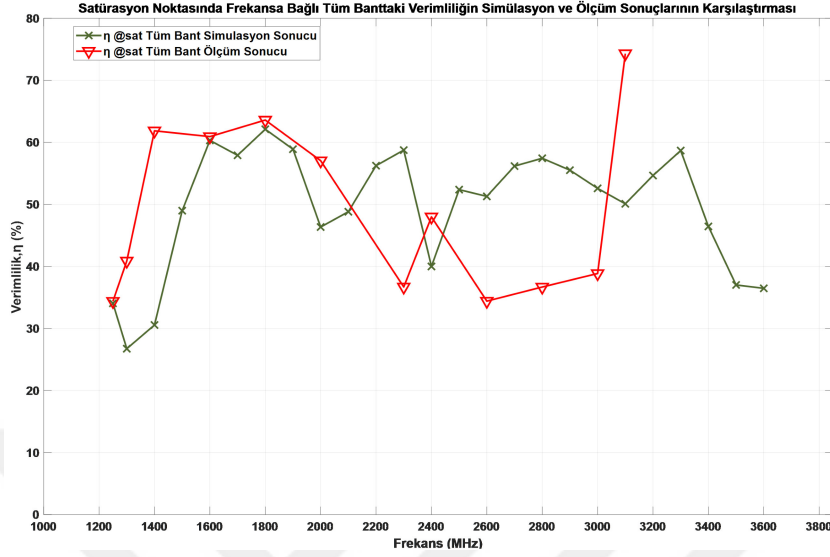
Şekil 6.27: Doherty GY ve AB sınıfı GY'nin 2.1 – 2.4 GHz frekans bandında çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği simülasyon ve ölçüm karşılaştırma sonuçları.

Şekil 6.28'de, DGY kartının satürasyondaki çalışmasına karşılık gelen 35 – 42 dBm aralığında sabit bir CW giriş gücü altında çift bantlı DPA'nın frekansa bağlı drenaj verimliliğinin %35 ile %75 arasında olduğu ve karakteristiğinin simülasyon sonuçlarıyla 300 MHz'lik negatif yönde kayma ile benzerlik gösterdiği gözlenmiştir.

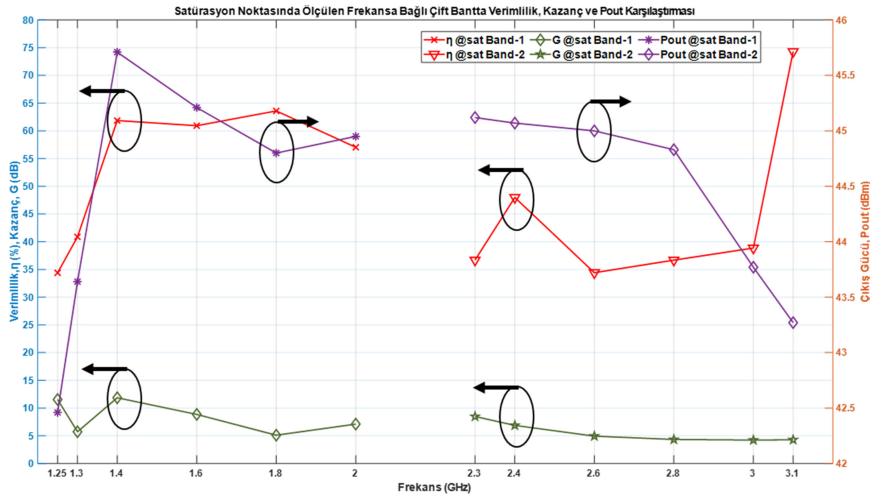


Şekil 6.28: Doherty GY ve AB sınıfı GY'nin 3.0 – 3.1 GHz frekans bandında çıkış gücüne (Pout) bağlı drenaj verimliliği simülasyon ve ölçüm karşılaştırma sonuçları.

Şekil 6.29’da satürasyonda elde edilen çıkış gücü ve kazanç eğrilerinden görüleceği üzere Band-1 başlangıç ve Band-2’nin bitiş frekanslarına kadar en az 42.5 dBm’lik çıkış gücü 5 dB’lik kazanç elde edildiği gözlemlenmiştir.

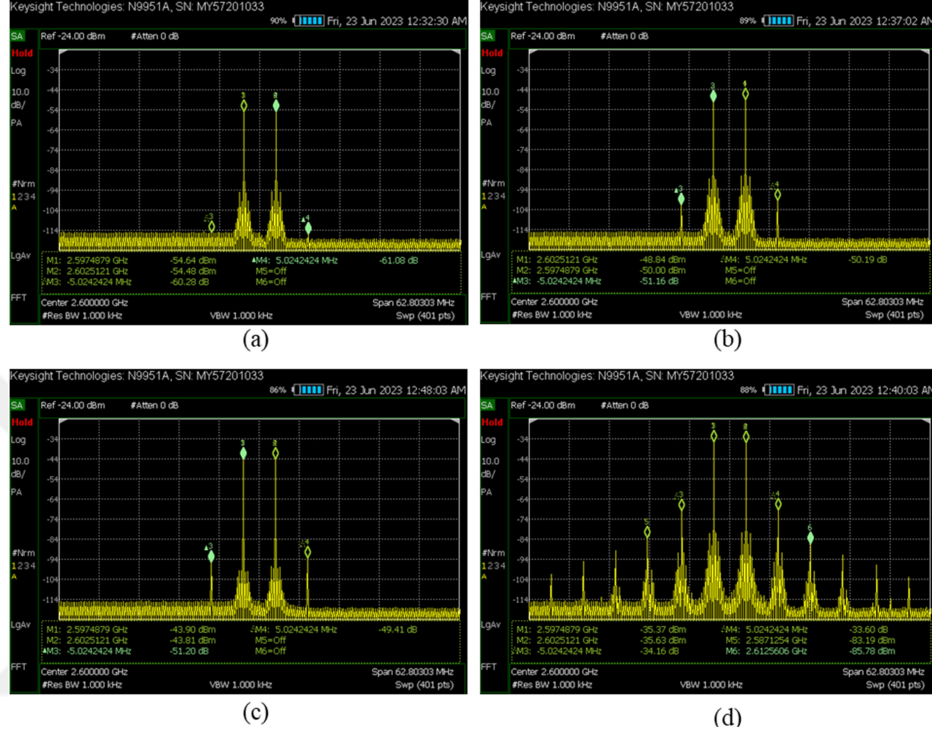


Şekil 6.29: Doherty GY satürasyon noktasında frekansa bağlı drenaj verimliliğinin simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırması.



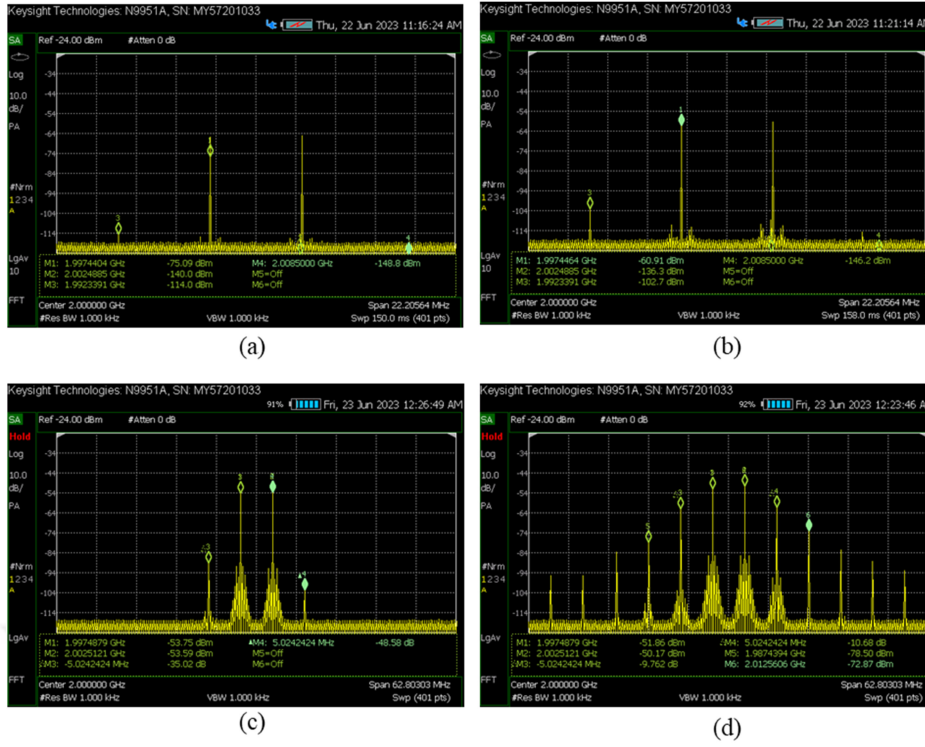
Şekil 6.30: Doherty GY prototip kartının satürasyon noktasında frekansa bağlı drenaj verimliliği, kazanç ve çıkış gücü ölçüm sonuçları.

Bir sonraki testlerde intermodulasyon ölçümleri yapılmıştır. Büyük işaret ölçümlerinde intermodulasyona bakabilmek için ikinci bir CW kaynak ve güç birleştirici kullanılıp DGY prototip kartının girişine toplanmış 2 tonlu CW işaret verilmiştir. Burada görülmek istenen IMD3 değerleri olduğu için ayrıca tek tonlu büyük işaret testlerindeki tüm frekanslarda ölçüm alınmamıştır.

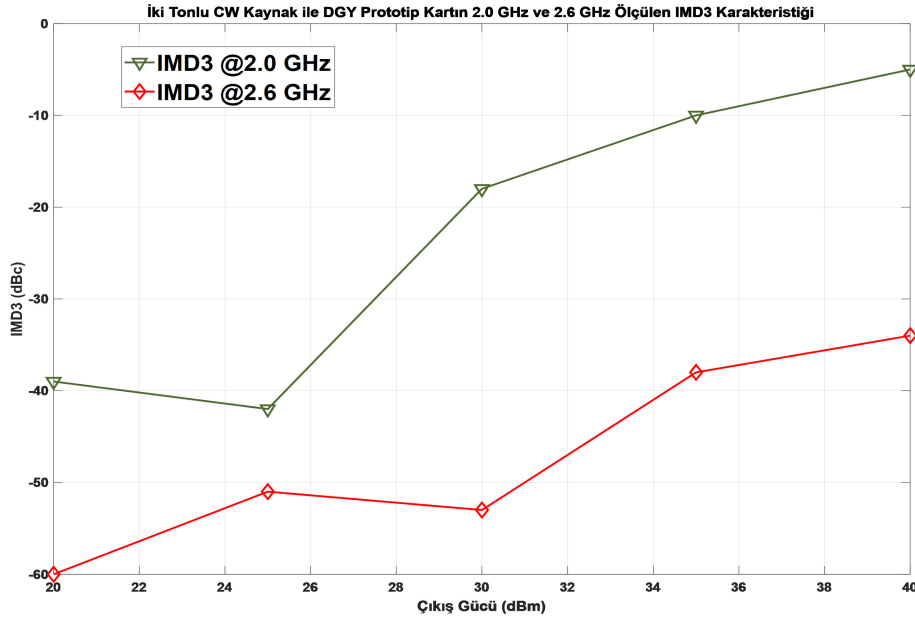


Şekil 6.31: (a) 2-ton CW Doherty 2.6 GHz, 10 dBm RFin, IMD3 spektrumu; (b) 2-ton CW Doherty 2.6 GHz, 15 dBm RFin, IMD3 spektrumu; (c) 2-ton CW Doherty 2.6 GHz, 20 dBm RFin, IMD3 spektrumu; (d) 2-ton CW Doherty 2.6 GHz, 30 dBm RFin, IMD3 spektrumu.

Şekil 6.33'e bakıldığında DGY'nin büyük işaret ölçümlerinde merkez frekansın 2.0 GHz'e kaydığı gözlenmiş olduğundan bu frekanstaki IMD3 değerlerine ve LTE Band-7'nin merkez frekansı 2.6 GHz'te IMD3 değerlerine bakılmıştır. IMD3 değerlerinde görüldüğü üzere 2.6 GHz frekansında geri çekmeden satürasyondaki çıkış gücüne kadar IMD3 değerlerinin toleranslar dahilinde küçük geldiği ve LTE için uygun olduğu düşünülmektedir. 2.0 GHz için Doherty bölgesinde iyi bir verimlilik performansı alınmasına karşılık IMD3 değerlerinin biraz yüksek geldiği gözlenmiştir.



Şekil 6.32: (a) 2-ton CW Doherty 2.0 GHz, 10 dBm RFin, IMD3 spektrumu; (b) 2-ton CW Doherty 2.0 GHz, 15 dBm RFin, IMD3 spektrumu; (c) 2-ton CW Doherty 2.0 GHz, 20 dBm RFin, IMD3 spektrumu; (d) 2-ton CW Doherty 2.0 GHz, 25 dBm RFin, IMD3 spektrumu.



Şekil 6.33: Doherty GY prototip kartının 2-ton CW 2.0 GHz ve 2.6 GHz çıkış gücüne bağlı IMD3 sonuçları.

7. SONUÇ

GaN tabanlı bir geniş bant Doherty güç yükselteç geliştirmek ve karakterize etmek için 1.0 – 3.6 GHz frekans bandı kullanılmıştır. Doherty temel şemasını kullanan kolay bir strateji, tasarımın temelini oluşturmaktadır. Geniş bant davranışı elde etmek için, hem ana hem de yardımcı yükselteçlerin çıkış uyumlandırma ağları Klopfenstein konik uyumlandırma ağları kullanılarak gerçekleştirilir. Geleneksel topolojide kullanılan çeyrek dalga dönüştürücünün Klopfenstein konik uyumlandırma ağı ile değiştirilmesi ve pratik bir prototipin gerçekleştirilmesiyle, drenaj verimliliğinin korunabildiği ve DPA bant genişliğinin geleneksel topolojiye kıyasla artırılabilceği gösterilmiştir. Buna ek olarak bir de çok taşıyıcılı haberleşme sistemlerinde ihtiyaç duyulan yüksek çıkış geri çekmesi için özel bir yük modülasyon şeması da kullanılmıştır. Bu tasarımın bir diğer faydası da, konikliğin çıkış reaktansını değiştirilmesini sağlayarak grup gecikmesinde kompleks olmayan modifiyeler yapılmasına olanak sağlamasıdır. Çıkış birleştirici, karakteristik empedans ve faz ofset değerinin mümkün olan en iyi kombinasyonlarına sahip konik empedans dönüştürücüleri ve yük empedanslarından oluşur. Bu, yüksek çıkış gücü seviyelerinde yük modülasyonunun ve yüksek geri çekmenin mevcut olmasını sağlamak için yapılır.

Doherty GY'nin 2 adet CG2H40025F transistörlerle uygulandığı tez tasarım kartının, EM analizlerinde tüm frekans bandı 1.0 – 3.6 GHz için geri çekmede %20'den, satürasyonda %38.5'den daha yüksek verimlilik olduğu 63 W'a kadar bir çıkış gücü olduğu sonucuna varılmıştır. Simülasyonların bir sonucu olarak bu, beklenenden daha yüksek bir doymuş verimlilikle sonuçlanmaktadır. Doherty GY'de yük modülasyonu yapılması zorunlu olduğu için bu yük modülasyonunu sağlayan iletim hatlarının geniş bantta etkin olmadığı biliyoruz. Fakat bu tezde gösterilen Doherty mimarisi kullanıldığında AB sınıfı GY'de elde edilen verimlilik değerlerinin 4 – 12 dB geri çekmelere kadar uzayacak şekilde korunabildiği görülmüştür. Mobil haberleşme

bantlarından Wi-Fi, LTE ve 5G'nin bazı bantları için yüksek verimlilikli geniş bantlı bir Doherty GY'nin tasarlanıp üretilebileceği ortaya konulmuştur.



KAYNAKLAR

- [1]**D. Baek and Y. Kim**, (2008) "Symmetric Microstrip Interdigital Capacitor-Compensated High Directivity Directional-Coupler," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, No. 11.
- [2]**X.H. Fang**, (2014), "Extension of high-efficiency range of Doherty amplifier by using complex combining load," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 62 2038 (DOI: 10.1109/ TMTT.2014.2333713).
- [3]**F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Potheary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal**, (2002) "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 814–826.
- [4]**X. Chen**, (2016), "A broadband Doherty power amplifier based on continuous mode technology," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 64.
- [5]**Abdalah Barakat, M. Thian, V. Fusco, S. Bulja, and L. Guan**, (2017) "Toward a more generalized Doherty power amplifier design for broadband operation," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, pp. 846–859.
- [6]**H. Deguchi, N. Ui, K. Ebihara, K. Inoue, N. Yoshimura and H. Takahashi**, (2009), "A 33W GaN HEMT Doherty Amplifier with 55% Drain Efficiency for 2.6GHz Base Stations," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1273-1276.
- [7]**Ayora, M. J. M., Martinez, M. A., Garcia, J. A., Tosina, J. R., Cadenas, C. C.** (2012). Linearization and EVM enhancement of an efficient class J amplifier for 3G and 4G mobile communication signals, In *Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC)*, 2012 Workshop, 1-4. IEEE
- [8]**S. Jung, O. Hammi and F.M. Ghannouchi**, (2009), "Design Optimization and DPD Linearisation of GaN-Based Unsymmetrical Doherty Power Amplifier for 3G Applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 9, pp. 2105-2113.
- [9]**Bukvic, B. ve Ilic, M. M.** (2017b). Reconfigurable and tunable efficient power amplifiers for transmitters in telecommunication devices, *Telecommunication Forum (TELFOR)*, 2017 25th, 1-8. IEEE.
- [10]**C. Cassan, J. Jones and O. Lembeye**, "A 2-stage 150W 2.2 GHz Dual path LDMOS RF Power Amplifier for High Efficiency Applications," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 655- 658, June 2008, Atlanta, GA.
- [11]**Chan, C.K.T. and Toumazou, C.**, (2001). "Design of a Class E power [20] amplifier with nonlinear transistor output capacitance and finite DC-

feed inductance," in Proceedings of The IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. 1, pp. 129-132.

- [12]**Aaen, P. H., Pla, J. ve Wood, J.** (2007). Modeling and Characterization of Rf and Microwave Power Fets. USA: Cambridge University Press.
- [13]**Chudobiak, M.J.**, (1994) "The use of parasitic nonlinear capacitors in Class E [15] amplifiers," in IEEE Transactions on Circuit and Systems-1: Fundamental Theories and Applications, vol. 41, pp. 941-944.
- [14]**Jorge Julian Moreno Rubio**, (2018), "Design of an 87% Fractional Band-width Doherty Power Amplifier Supported by a Simplified Bandwidth Estimation Method".
- [15]**Cui, X.** (2007). Efficient radio frequency power amplifiers for wireless communications. The Ohio State University.
- [16]**Dan Fishler**, (2020), "Supply Modulation Behavior of a Doherty Power Amplifier".
- [17]**D. Baek and Y. Kim**, (2008) "Symmetric Microstrip Interdigital Capacitor-Compensated High Directivity Directional-Coupler," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 50, No. 11.
- [18]**Andersson, C.** (2013). High Efficiency Microwave Amplifiers and SiC Varactors Optimized for Dynamic Load Modulation (Doctoral dissertation). Retrieved from: Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden.
- [19]**Bui, H. D.** (2008). A Doherty power amplifier with collector current and voltage controls. University of Massachusetts.
- [20]**D. Gustafsson, C. M. Andersson and C. Fager**, "A Modified Doherty Power Amplifier With Extended Bandwidth and Reconfigurable Efficiency," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.61, no.1, pp.533-542, Jan. 2013.
- [21]**Xuan Anh Nghiem**, (2015), "Broadband sequential power amplifier with Doherty-type active load modulation".
- [22]**D. Kang, D. Kim, Y. Cho, B. Park, J. Kim and B. Kim**, (2011) "Design of Bandwidth-Enhanced Doherty Power Amplifiers for Handset Applications," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 59, no. 12, pp. 3474-3483.
- [23]**D. Kang, D. Kim, J. Moon and B. Kim**, "Broadband HBT Doherty Power Amplifiers for Handset Applications," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 58, no. 12, pp. 4031-4039, Dec. 2010.
- [24]**D. Y. Wu and S. Boumaiza**, (2012) "A Modified Doherty Configuration for Broadband Amplification Using Symmetrical Devices," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 60, no. 10, pp. 3201-3213.
- [25]**Hanna, T., Deltimple, N. ve Frégonèse, S.** (2017). A wideband highly efficient class J integrated power amplifier for 5G applications, New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2017 15th IEEE International, 325- 328.

- [26]**Fan Meng**, (2018), “A New Approach to Design a Broadband Doherty Power Amplifier via Dual-Transformation Real Frequency Technique”.
- [27]**F. Wang, A.H. Yang, D.F. Kimball , L.E. Larson, PM. Asbeck**, (2005) “Design of wide bandwidth envelope tracking power amplifiers for OFDM applications” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 53.
- [28]**Peisen Cheng**, (2021), “A Broadband Asymmetrical GaN MMIC Doherty Power Amplifier with Compact Size for 5G Communications”.
- [29]**Earlbacher, T.** (2014). Lateral Power Transistors in Integrated Circuits. Switzerland: Springer.
- [30]**F. H. Raab**, (1986) “Average efficiency of power amplifiers,” in Proc. RF Technol. Expo, Anaheim, CA, pp. 474–486.
- [31]**Gideon Naah, Songbai He, Weimin Shi, Caoyu Li and Shaddrack Yaw Nusenu**, (2019), “Harmonic-tuned continuum mode active load modulation output combiner for the design of broadband asymmetric Doherty power amplifiers”. IET Microwaves Antennas Propag. 13.
- [32]**Gilmore, R., & Besser, L.** (2003) Practical RF circuit design for modern wireless systems - volume II - active circuits and systems. MA: Artech House.
- [33]**Guillermo Gonzalez**, (1984) “Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design”, PRENTICE-HALL, INC.
- [34]**Grebennikov, A., Sokal, N. O. & Franco, M. J.** (2012). Switchmode RF and microwave power amplifiers. Academic Press.
- [35]**H. Sano, N. Ui and S. Sano**, (2007) "A 40W GaN HEMT Doherty Power Amplifier with 48% Efficiency for WiMAX Applications," Proc. of IEEE CSIC, pp. 1-4.
- [36]**H. T. Jeong, M. H. Yeon, S. W. Kim and I. S. Chang**, (2004), "Design of the Doherty Amplifier with Push-pull Structure Using Bal-un Transformer," in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 2, pp. 851-854.
- [37]**Inder J. Bahl**, (2009), “Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers”, John Wiley & Sons, NY.
- [38]**JMeng Li**, (2020), “Bandwidth Enhancement of Doherty Power Amplifier Using Modified Load Modulation Network”.
- [39]**Jagadheswaran, U. R., Ramiah, H., Mak, P. ve Martins R. P.** (2016). A 2-m InGaP/GaAs class-J power amplifier for multi-band LTE achieving 35.8-dB gain, 40.5% to 55.8% PAE and 28-dBm linear output power, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 64, 1, 200-209.
- [40]**J. Sevic**, (2020), The Load-Pull Method of RF and Microwave Power Amplifier Design. John Wiley Sons, Inc.
- [41]**Freescall Semiconductor**. (2008). RF Power Field Effect Transistors – Document Number: MRF6S27015N. Technical Data.

- [42]**Jingchang Nan**, (2021), "A Broadband Doherty Power Amplifier With a New Load Modulation Network".
- [43]**G. Sun and R. H. Jansen**, (2012) "Broadband Doherty Power Amplifier via Real Frequency Technique," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 60, no. 1, pp. 99-111.
- [44]**Jing Xia**, (2020), "Design of a 12 dB back-off asymmetric Doherty power amplifier using reactive output impedance".
- [45]**Juha Pennanen**, (2020), "Envelope Tracking for Cellular RF Power Amplifiers, Technical Article".
- [46]**K. J. Smith, K. W. Eccleston, P. T. Gough, and S. I. Mann**, (2008), "The effect of FET soft turn-on on a Doherty amplifier," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 50.
- [47]**M. Akbarpour, M. Helaoui, and F. Ghanouchi**, (2012), "Transformer-less loadmodulated (TLLM) architecture for efficient wideband power amplifiers," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 60, no. 9, pp. 2863– 2874.

ÖZGEÇMİŞ

Adı SOYADI: Kaan KOCA

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans:** 2019, Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği

MESLEKİ DENEYİMLER VE ÖDÜLLER:

- 2019 yılı itibariyle Baykar SAVUNMA firmasında RF ve Mikrodalga Mühendisi olarak çalıştı.

DİĞER YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- K. Koca, H.S. Savci, and S. Kent, “A Wideband High-efficiency Doherty Power Amplifier for LTE”, April, 2023.