

**BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ TEZLİ YÜKSEK
LİSANS PROGRAMI**

**GENİŞ DİNAMİK ALANDA YÜKSEK GÜÇ VERİMİ SAĞLAYAN
RF GÜÇ YÜKSELTEÇ TASARIMI**

HAZIRLAYAN

EGEMEN MEHTER

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ANKARA – 2024

**BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ TEZLİ YÜKSEK
LİSANS PROGRAMI**

**GENİŞ DİNAMİK ALANDA YÜKSEK GÜÇ VERİMİ SAĞLAYAN
RF GÜÇ YÜKSELTEÇ TASARIMI**

HAZIRLAYAN

EGEMEN MEHTER

YÜKSEK LİSANS TEZİ

TEZ DANIŞMANI

DR. ÖĞR. ÜYESİ MURAT ÜÇÜNCÜ

ANKARA – 2024

BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Elektronik Mühendisliği Tezli Yüksek Lisans Programı çerçevesinde Egemen Mehter tarafından hazırlanan bu çalışma, aşağıdaki jüri tarafından Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Savunma Tarihi: 12 / 06 / 2024

Tez Adı: Geniş Dinamik Alanda Yüksek Güç Verimi Sağlayan RF Güç Yükselteç Tasarımı

Tez Jüri Üyeleri (Unvanı, Adı – Soyadı, Kurumu)

İmza

Dr. Öğretim Üyesi Gökhan GÜVENSEN, Orta Doğu Teknik Üniversitesi

Dr. Öğretim Üyesi Hayrullah YILDIZ, Başkent Üniversitesi

Dr. Öğretim Üyesi Murat ÜÇÜNCÜ (Danışman), Başkent Üniversitesi

ONAY

Prof. Dr. Dilek ÇÖKELİLER SERDAROĞLU

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Tarih: ... / ... / 2024

BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS TEZ ÇALIŞMASI ORJİNALLİK RAPORU

Tarih: 26 / 06 / 2024

Öğrencinin Adı, Soyadı : Egemen MEHTER
Öğrencinin Numarası : 22010095
Anabilim Dalı : Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Programı : Elektrik-Elektronik Mühendisliği Tezli Yüksek Lisans
Programı
Danışmanın Adı, Soyadı : Dr. Öğr. Üyesi Murat ÜÇÜNCÜ
Tez Başlığı : Geniş Dinamik Alanda Yüksek Güç Verimi Sağlayan RF
Güç Yükselteç Tasarımı

Yukarıda başlığı belirtilen Yüksek Lisans tez çalışmamın; Giriş, Ana Bölümler ve Sonuç Bölümünden oluşan toplam 49 sayfalık kısmına ilişkin, 25 / 06 / 2024 tarihinde tez danışmanım tarafından Turnitin adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezimin benzerlik oranı % 5'tir.

Uygulanan filtrelemeler:

- 1.Kaynakça hariç
- 2.Alıntılar hariç
- 3.Beş (5) kelimeden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç

“Başkent Üniversitesi Enstitüleri Tez Çalışması Orijinallik Raporu Alınması ve Kullanılması Usul ve Esaslarını” inceledim ve bu uygulama esaslarında belirtilen azami benzerlik oranlarına tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Öğrenci İmzası:

ONAY

26 / 06 / 2024

Öğrenci Danışmanı

Dr. Öğr. Üyesi Murat ÜÇÜNCÜ

Canım babam Nurettin Mehter'e

TEŞEKKÜR

Yüksek Lisans çalışmalarım süresince planlı ve düzenli yönlendirmeleri ile motivasyonumu en üst seviyede tutmamı sağlayan ve bana olan inancını daima hissettiren danışman hocam Dr. Murat Üçüncü'ye,

Tezimin tasarım ve üretim aşamasında RFTR Elektronik A.Ş. üretim altyapılarını ve laboratuvarlarını kullanmama imkân sağlayan, uygulama deneyimleri ile tezimin olgunlaşmasına katkı sağlayan Dr. Vahdettin Taş ve Dr. Necip Şahan'a,

Ayrıca teknik desteklerinden dolayı Gizem Dedemoğlu'na, müdürüm Dr. Alperen Coşkun'a ve sağladıkları imkânlardan dolayı RFTR Elektronik A.Ş.'deki tüm çalışma arkadaşlarıma,

Her anımda yanımda olan ve hiç şüphe duymadan bana güç ve cesaret veren nişanlım İrem Yılmaz'a,

Tüm hayatım boyunca her zaman yanımda olup benden desteklerini esirgemeyen annem Mehlika Mehter, babam Nurettin Mehter ve kardeşim Yasemin Mehter başta olmak üzere tüm aileme çok teşekkür ederim.

ÖZET

Egemen MEHTER

Geniş Dinamik Alanda Yüksek Güç Verimi Sağlayan RF Güç Yükselteç Tasarımı

Başkent Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

2024

Kablosuz iletişimdeki son gelişmeler veri hızlarını artırmayı desteklemiştir. Bu amaçla, yüksek tepe-ortalama güç oranlarına (PAR) sahip karmaşık modülasyon teknikleri kullanılmaya başlanmıştır. Diğer yandan haberleşme cihazlarında kullanılan RF güç yükselteçleri yüksek PAR nedeniyle güç tüketimine sebebiyet vermekte, bu da batarya ve termal problemlere neden olabilmektedir. Bu nedenle boyut ve pil açısından verimli bir cihaz tasarlamak için güç yükseltecinin verimliliğini artırmak önemlidir. Klasik RF güç yükselteçleri, yalnızca doymuş güç seviyelerinde yüksek verim sağlamaktadır. Geri güç seviyelerinde, verimlilik önemli ölçüde azalır. Yüksek PAR'a sahip modülasyon tekniklerinde, geri güç seviyelerinde verimliliğin artırılması gerekmektedir. Bu amaçla çeşitli teknikler geliştirilmiştir. Bu tekniklerden umut verici bir teknik olan Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç (LMBA: Load modulated balanced amplifier) son yıllarda gündeme gelmeye başlamıştır.

LMBA tekniğinde, dengeli yükselteç topolojisine uygun tasarlanmış güç yükseltece ek olarak, dengeli yükselteçlerin çıkış yüklerini modüle etmek için sisteme üçüncü bir yükselteç dâhil edilmektedir. Bu teknik kullanılarak tepe ve düşük güç (back off power) seviyelerinde yüksek verimlilik elde edilmesi hedeflenmektedir.

Bu tez kapsamında LMBA tekniği kullanılarak 1.7 GHz – 1.9 GHz frekans aralığında 47 dBm (50 W) çıkış gücüne sahip, maksimum çıkış gücünde % 60.1 - % 63.3, 6 dB düşük çıkış gücünde % 40.5 - % 46.8 akaç verimliliğine sahip güç yükselteç tasarımı yapılmış ve üretilmiştir.

Tasarımı nihai hale getirilen yük modülasyonlu dengeli güç yükselteci ve bu güç yükseltecinin alt sistemleri üretilmiştir. Üretilen LMBA sistemi RFTR Elektronik A.Ş. tesislerinde kalibre edilmiş RF ölçüm cihazları ile test edilmiş ve çeşitli ölçümler yapılmıştır. Yapılan ölçümler neticesinde üretim sonuçları ile benzetim sonuçlarının birbirine çok yakın olduğu gözlenmiştir. Ayrıca, LMBA tekniği kullanıldığında hem maksimum çıkış gücünde hem de 6 dB düşük çıkış gücünde sistemin verimliliğinin arttığı gösterilmiştir. Ayrıca,

ABSTRACT

Egemen MEHTER

RF Power Amplifier Design Providing High Power Efficiency In A Wide Dynamic Range

Başkent University Institute of Science

Department of Electrical and Electronics Engineering

2024

Recent advancements in wireless communication have aimed to increase data rates. To achieve this goal, complex modulation techniques with high peak-to-average power ratios (PAR) have been introduced. However, RF power amplifiers used in communication devices consume high power due to high PAR, leading to battery and thermal issues. Therefore, improving the efficiency of power amplifiers is crucial to design devices that are efficient in terms of size and battery usage. Traditional RF power amplifiers provide high efficiency only at saturated power levels. Efficiency significantly decreases at back-off power levels. In modulation techniques with high PAR, it is necessary to increase efficiency at back-off power levels. Various techniques have been developed for this purpose. Load Modulated Balanced Amplifier (LMBA), which is one of these techniques, has gained attention in recent years.

In the LMBA technique, in addition to the power amplifier designed according to the balanced amplifier topology, a third amplifier is included in the system to modulate the output loads of the balanced amplifiers. The aim is to achieve high efficiency at both peak and back-off power levels.

In the scope of this thesis, a power amplifier design has been developed and manufactured using the Load Modulated Balanced Amplifier (LMBA) technique, operating in the frequency range of 1.7 GHz to 1.9 GHz with an output power of 47 dBm (50 W). The power amplifier design achieved a drain efficiency of 60.1 % - 63.3 % at maximum output power, and 40.5 % - 46.8 % drain efficiency at 6 dB output back-off power.

The load modulated balanced amplifier, along with its subsystems, has been manufactured after finalizing the design. The produced LMBA system has been tested by using calibrated RF measurement instruments at RFTR Electronics Inc. facilities, where various measurements were conducted. As a result of these measurements, it was observed that the production results closely matched the simulation results. Furthermore, it was

demonstrated that the efficiency of the system increased both at maximum output power and at 6 dB output back-off power when using the LMBA technique. Additionally, it is observed that power amplifiers designed by using the LMBA technique achieve better results compared to similar studies in the literature in terms of providing over 60 % drain efficiency at maximum output power throughout the entire operating band for power levels of at least 50 W, and over 40 % drain efficiency at 6 dB back-off power level.

KEYWORDS: Load-Modulated Balanced Amplifier (LMBA), RF Power Amplifier, Load Modulation, Output Back-Off (OBO) Efficiency

İÇİNDEKİLER

Sayfa

TEŞEKKÜR.....	i
ÖZET	ii
ABSTRACT	iv
İÇİNDEKİLER.....	vi
TABLolar LİSTESİ	viii
ŞEKİLLER LİSTESİ	ix
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ	xi
1.GİRİŞ.....	1
1.1.Motivasyon	1
1.1.1 Verimlilik – doğrusallık ödünleşmesi.....	1
1.1.2 Verimlilik – modülasyon karmaşıklığı ödünleşmesi.....	2
1.2.Tez Kapsamı.....	3
1.3.Literatür Çalışmaları	4
2.YÜK MODÜLASYONU VE GÜÇ YÜKSELTEÇLERDE VERİMLİLİK	
ARTIRMA YÖNTEMLERİ.....	6
2.1.Yük Modülasyonu.....	6
2.2.GY’lerde Verimlilik Artırma Yöntemleri	9
2.2.1. Doherty gy	10
2.2.2. Outphasing	11
3.RF GÜÇ YÜKSELTEÇ TOPOLOJİLERİ VE YÜK MODÜLASYONLU	
DENGELİ YÜKSELTEÇ	13
3.1.RF Güç Yükselteç Topolojileri.....	13
3.2.Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç (LMBA) Mimarisi.....	15
3.3.LMBA Yapısında Yük Kontrolü	18
3.4.Tek RF-Girişli Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç.....	19

3.4.1 Genlik kontrolü	19
3.4.2 Faz kontrolü	20
3.4.3 Tek rf-girişli yük modülasyonlu dengeli yükselteç mimarisi.....	21
4.TEK RF GİRİŞLİ YÜK MODÜLASYONLU DENGELİ YÜKSELTEÇ	
TASARIMI.....	22
4.1 Materyal Ve Method.....	22
4.2 Kontrol Kolu Güç Yükselteç Tasarımı	22
4.3 Ana Kol (Dengeli Yükselteç Kolu) Güç Yükselteç Tasarımı	30
4.4 Güç Bölücü Olarak Kullanılacak Yönlü Kuplör Tasarımı.....	38
4.5 Analog Kart Tasarımı	41
4.6 Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç Sisteminin Ölçüm Sonuçları	41
5.SONUÇ VE DEĞERLENDİRME	48
KAYNAKLAR.....	50

TABLÖLAR LİSTESİ

	Sayfa
Tablo 1.1 Dijital Mobil İletişim Standartlarının Özellikleri.....	3
Tablo 4.1 Dengeli Yükselteç Ölçüm Sonuçları	46
Tablo 4.2 LMBA Ölçüm Sonuçları	46
Tablo 4.3 Yapılan Diğer Çalışmalar İle Mukayese	47

ŞEKİLLER LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1 Tipik Bir Güç Yükseltecinin Kazanç ve Akaç Verimliliği Grafiği	2
Şekil 2.1 Sınıf-B Güç Yükselteci Şematiği	7
Şekil 2.2 Zamana Göre Değişen Sınıf-B Akım ve Gerilim Dalga Formu	7
Şekil 2.3 Doherty GY'nin Blok Diyagramı	10
Şekil 2.4 Doherty GY'de Ana ve Yardımcı Transistörün Yük Modülasyonu	11
Şekil 2.5 Outphasing Sisteminin Blok Diyagramı	12
Şekil 3.1 İtme-Çekme Topolojisine Sahip Güç Yükselteç Blok Diyagramı	13
Şekil 3.2 Dengeli Yükselteç Topolojisine Sahip Güç Yükselteç Blok Diyagramı	14
Şekil 3.3 LMBA Mimarisi Blok Diyagramı	15
Şekil 3.4 LMBA Mimarisinin Basitleştirilmiş Modeli	16
Şekil 3.5 Kontrol Sinyalinin Ana Transistörler Tarafından Görülen Yük Empedansına Etkisi (a) - Kontrol Gücünün Büyüklüğü Arttıkça, (b) - Kontrol Gücünün Fazı Arttıkça	18
Şekil 3.6 Ana Kol Ve Kontrol Kolunda Kullanılacak Transistörlerin Doyum Karakteristikleri	20
Şekil 3.7 Tek RF-Girişli Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç Blok Diyagramı	21
Şekil 4.1 Kontrol Kolu Güç Yükselteci İçin DC Simülasyon Devresi	23
Şekil 4.2 Kontrol Kolu Güç Yükselteci İçin DC Simülasyonu	23
Şekil 4.3 Kontrol Kolu Güç Yükselteci Giriş Eşleştirme Ağı	24
Şekil 4.4 Kontrol Kolu Güç Yükselteci Yük Çekme Analizi	25
Şekil 4.5 Kontrol Kolu Güç Yükselteci Çıkış Eşleştirme Ağı	25
Şekil 4.6 a- Kontrol Kolu Güç Yükselteci Şematiği Giriş Kısmı b- Kontrol Kolu Güç Yükselteci Şematiği Çıkış Kısmı	26
Şekil 4.7 Kontrol Kolu Güç Yükselteci Mekanik Çizimi	27
Şekil 4.8 Kontrol Kolu Güç Yükselteci	27
Şekil 4.9 Kontrol Kolu Güç Yükselteci Verimlilik & Çıkış Gücü (1700 MHz)	28
Şekil 4.10 Kontrol Kolu Güç Yükselteci Verimlilik & Çıkış Gücü (1800 MHz)	28
Şekil 4.11 Kontrol Kolu Güç Yükselteci Verimlilik & Çıkış Gücü (1900 MHz)	29
Şekil 4.12 Kontrol Kolu Güç Yükselteci Çıkış Gücü & Kazanç (1700 MHz)	29
Şekil 4.13 Kontrol Kolu Güç Yükselteci Çıkış Gücü & Kazanç (1800 MHz)	30
Şekil 4.14 Kontrol Kolu Güç Yükselteci Çıkış Gücü & Kazanç (1900 MHz)	30
Şekil 4.15 Dengeli Yükselteç İçin DC Simülasyon Devresi	31

Şekil 4.16 Dengeli Yükselteç Kolu Güç Yükselteci İçin DC Simülasyonu	31
Şekil 4.17 Dengeli Yükselteç Kolu Güç Yükselteci Giriş Eşleştirme Ağı.....	32
Şekil 4.18 Dengeli Yükselteç Kolu Güç Yükselteci Yük Çekme Analizi.....	33
Şekil 4.19 Dengeli Yükselteç Kolu Güç Yükselteci Çıkış Eşleştirme Ağı	33
Şekil 4.20 Dengeli Yükselteç Kolu Güç Yükselteci Şematığı	34
Şekil 4.21 Dengeli Yükselteç Kolu Güç Yükselteci Mekaniği	34
Şekil 4.22 Dengeli Yükselteç Kolu Güç Yükselteci.....	35
Şekil 4.23 Dengeli Yükselteç Kolu Verimlilik & Çıkış Gücü (1700 MHz).....	35
Şekil 4.24 Dengeli Yükselteç Kolu Verimlilik & Çıkış Gücü (1800 MHz).....	36
Şekil 4.25 Dengeli Yükselteç Kolu Verimlilik & Çıkış Gücü (1900 MHz).....	36
Şekil 4.26 Dengeli Yükselteç Kolu Çıkış Gücü & Kazanç (1700 MHz)	37
Şekil 4.27 Dengeli Yükselteç Kolu Çıkış Gücü & Kazanç (1800 MHz).....	37
Şekil 4.28 Dengeli Yükselteç Kolu Çıkış Gücü & Kazanç (1900 MHz).....	38
Şekil 4.29 Güç Bölücü Olarak Kullanılan Yönlü Kuplör Şematığı	39
Şekil 4.30 Yönlü Kuplör Mekaniği	39
Şekil 4.31 Yönlü Kuplör.....	39
Şekil 4.32 Araya Girme Kaybı Ve Kuplaj Faktörü Sonuçları	40
Şekil 4.33 Geri Dönüş Kaybı Ölçüm Sonuçları.....	40
Şekil 4.34 Analog Kart	41
Şekil 4.35 LMBA Prototipi.....	42
Şekil 4.36 LMBA Verimlilik & Çıkış Gücü (1700 MHz).....	43
Şekil 4.37 LMBA Verimlilik & Çıkış Gücü (1800 MHz).....	43
Şekil 4.38 LMBA Verimlilik & Çıkış Gücü (1900 MHz).....	44
Şekil 4.39 LMBA Çıkış Gücü & Kazanç (1700 MHz)	44
Şekil 4.40 LMBA Çıkış Gücü & Kazanç (1800 MHz)	45
Şekil 4.41 LMBA Çıkış Gücü & Kazanç (1900 MHz)	45

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

B1	Yardımcı Kararlılık Faktörü
dB	Desibel
dBm	Desibel Miliwatt
DC	Doğru Akım (Direct Current)
DE	Akaç Verimliliği (Drain Efficiency)
EER	Genlik Eleme Ve Kurtarma (Envelope Elimination And Restoration)
ER	Genlik Takibi (Envelope Tracking)
EVM	Vektör Manyetik Hatası (Error Vector Magnitude)
GHz	Gigahertz
GY	Güç Yükselteci
K	Rollet Kararlılık Faktörü
LINC	Doğrusal Olmayan Bileşenlerle Lineer Yükseltme (Linear Amplification Using Nonlinear Components)
LMBA	Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç (Load Modulated Balanced Amplifier)
MHz	Megahertz
MMIC	Monolitik Mikrodalga Tümlleşik Devre Teknolojisi (Monolithic Microwave Integrated Circuit)
OBO	Düşük Çıkış Gücü (Output Back-off)
PAE	Güç Eklemeli Verimlilik (Power Added Efficiency)
PAPR	Tepe-ortalama Güç Oranı (Peak To Average Power Ratio)
RF	Radyo Frekansı (Radio Frequency)
Γ	Yansıma Katsayısı
η	Akaç Verimliliği (Drain Efficiency)
ϵ	Dielektrik Sabiti
Z_0	Karakteristik Empedans
Z_L	Yük Empedansı
ω	Açısal Frekans

1. GİRİŞ

1.1. Motivasyon

Haberleşme sistemlerinde güç yükselteçleri yüksek öneme sahip cihazlardır. Güç yükselteçlerinin temel görevi girişine uygulanan sinyali yükseltmektir. Sinyal yükseltme işlemi doğru akım (DC: Direct Current) giriş gücünü, radyo frekans (RF: Radio Frequency) çıkış gücüne dönüştürmek suretiyle gerçekleştirilmektedir.

Modern haberleşme sistemlerinde kaynak gücünü korumak için güç yükselteçlerinin (GY) verimi önem arz etmektedir. Ayrıca, soğutma sorunlarından dolayı da güç yükselteçlerinin verimli olması istenmektedir. Kaynaktan gelen giriş gücünün yüzde kaçının Radyo Frekans (RF) gücüne dönüştürüldüğünün bir göstergesi olarak Akaç verimliliği denklem (1.1) ile tanımlanmaktadır. Diğer bir tanımlama ise güç eklemeli verimliliktir (PAE: Power Added Efficiency). PAE, RF giriş gücünü de dikkate alan bir verimlilik tanımıdır. PAE denklem (1.2) ile hesaplanmaktadır [1].

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (1.1)$$

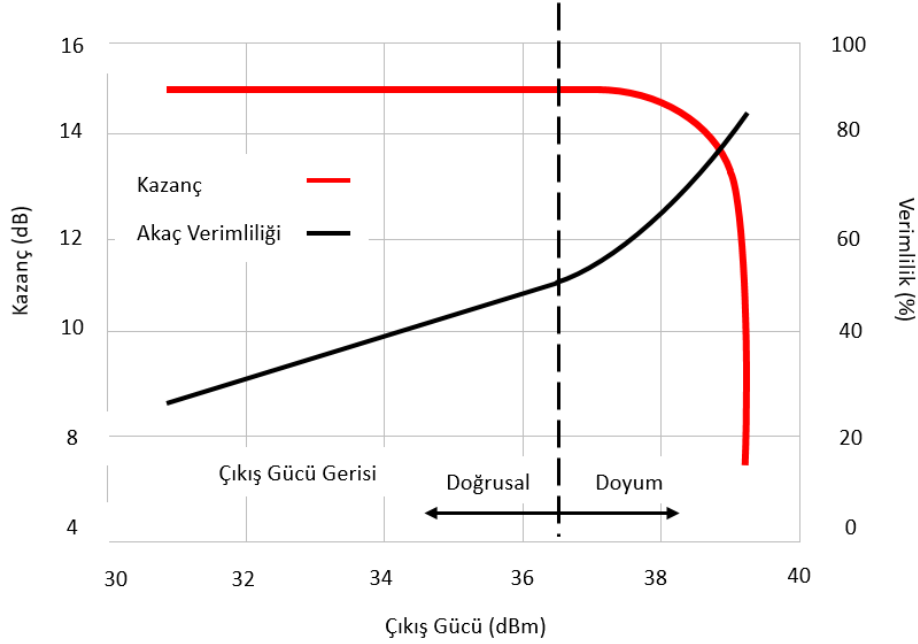
$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (1.2)$$

GY verimliliği genellikle doğrusallık, bant genişliği ve kazanç gibi diğer sistem özellikleri ile denge halindedir. Bu kriterlerin hepsini aynı anda sağlamak mümkün olmamaktadır. Genel olarak, GY tasarımları kullanılacak alan ve/veya modüle giren sinyalin türüne bağlı olarak yapılır. GY tasarımıındaki bazı temel hususlar takip eden paragraflarda özetlenmiştir.

1.1.1 Verimlilik – doğrusallık ödünleşmesi

Haberleşme sistemlerinde doğrusallık hem verici hem alıcı için önemli bir parametredir. Verici tarafında iletilecek sinyalin düzgün bir şekilde iletilmesi, alıcı tarafında ise alınan sinyalin doğru bir şekilde oluşturulması önemlidir. Bu nedenle, uydu ve hücresel baz istasyon uygulamalarında belirli doğrulama teknikleri kullanılmaktadır. Ancak bu teknikler genellikle sistem karmaşıklığına ve genel verimliliğin azalmasına neden olabilmektedir.

Güç yükselteçleri düşük güç seviyelerinde çalıştırıldığında doğrusallıkları artış gösterirken, verimlilikte ciddi bir düşüş yaşanmaktadır. Bunun nedeni geleneksel GY'ler doyum gücü olarak bilinen Psat güç seviyesinde verimli çalışacak şekilde tasarlanır. GY'lerin tipik kazanç, verimlilik, doğrusallık ilişkisi Şekil 1.1 ile gösterilmektedir. Şekil 1.1'de de görüldüğü gibi GY'lerinin çıkış gücü arttıkça doğrusallıktan uzaklaşırlar, fakat verimlilikleri artış gösterir. Diğer bir gözlem ise çıkış gücünün artmasının kazançta baskılanma oluşturduğudur [2].



Şekil 1.1 Tipik Bir Güç Yükseltecinin Kazanç ve Akaç Verimliliği Grafiği [2]

1.1.2 Verimlilik – modülasyon karmaşıklığı ödünleşmesi

Sürekli gelişmekte olan kablosuz haberleşme standartlarından ötürü sinyallere uygulanan modülasyonlar gün geçtikçe daha karmaşık hale gelmektedir. Bunun temel sebebi ise yüksek veri hızı iletimini desteklemektir. Bunun bir sonucu olarak sinyallerin tepe-ortalama güç oranı (PAPR : Peak To Average Power Ratio) artış göstermektedir. Mobil iletişim standartlarının bazı özellikleri Tablo 1.1'de verilmiştir [3]. Tablo 1.1 incelendiğinde mobil iletişim standartlarında yeni jenerasyonlara geçildikçe maksimum frekans, bant genişliği, saniyede iletilen veri miktarı artarken, PAPR değerinin de artış gösterdiği görülmektedir. Genlik kırpması ve filtreleme, kodlama ve kısmi iletim dizisi gibi çeşitli PAPR azaltma yöntemleri son birkaç on yılda geliştirilmiş olmasına rağmen [4], GY tasarımında yüksek PAPR halen bir sorun olarak devam etmektedir.

Gen.	Standard	Interface and Modulation	Max. Frequency (GHz)	Bandwidth (MHz)	Max PAPR (dB)
2G	GSM / EDGE	TDMA / FDMA, GMSK, 8PSK	1.9	0.2	3.3
3G	UMTS	W-CDMA, QPSK/64QAM	3	5	10.6
4G	LTE	OFDMA, MIMO 4x4, 64QAM	5.9	20	12
4G	LTE-Advanced	OFDMA/SC-FDMA, MIMO 8x8, CA, 64QAM	5.9	20 (100 with CA)	12
4G	WiMAX	OFDMA, MIMO 2x2, QPSK/64QAM	5.8	20	12
5G	5G	OFDMA, HetNet, massive MIMO, advanced CA, CoMP, . . .	40	>100 (800–2000)	>12

Tablo 1.1 Dijital Mobil İletişim Standartlarının Özellikleri [3]

Güç yükselteci modüle edilen sinyalin tepe noktalarını kırpmadan yükseltmek zorundadır. Bu nedenle, güç yükselteçleri verimliliğin oldukça düşük olduğu düşük çıkış gücü olan OBO (output back-off) bölgesinde çalışmaya eğilimlidir. GY'nin düşük verimde çalışması ise genel sistem verimliliğini olumsuz yönde etkilemektedir.

Bu tez kapsamında OBO bölgesinde yüksek verim ile çalışan güç yükselteç tasarımı ve prototip üretimini yaparak elde edilen sonuçları geleneksel yapıda tasarlanmış güç yükselteçleri ile karşılaştırmak amaçlanmaktadır.

1.2. Tez Kapsamı

Bu tezin ilk bölümünde GY tasarımında önemli olan Verimlilik – Modülasyon Karmaşıklığı ve Verimlilik – Doğrusallık Dengesi hakkında genel bilgi verilmektedir. Ayrıca, benzer konularda daha önce yapılan çalışmalar özetlenmiştir. İkinci bölümde, yük modülasyonu ve GY'lerinde verimlilik artırma yöntemleri açıklanmıştır. Üçüncü bölümde güç yükselteç topolojilerine değinilerek Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç (LMBA : Load Modulated Balanced Amplifier) tasarımı ile ilgili temel teorik alt yapı ele alınmıştır. Dördüncü bölümde Dengeli Yükselteç ve Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç (LMBA)

tasarımı ve prototip üretimi kapsamıştır. Beşinci bölümde elde edilen ölçüm sonuçları birbirleriyle ve literatürde yer alan benzer çalışmalar ile karşılaştırılmış ve ileriye yönelik çalışma alanları önerilmiştir.

1.3. Literatür Çalışmaları

LMBA, mevcut yük modülasyon mimarilerine yeni eklenen bir özelliktir. LMBA ilk olarak Steve C. Cripps ve arkadaşları [5] tarafından 2016 yılında geniş bir güç geri çekme aralığı ve geniş bant genişliği üzerinde aktif yük modülasyonu sağlayan bir verimlilik geliştirme tekniği olarak önerilmiştir.

Steve C. Cripps, Daniel J. Shepphard, Jeffrey Powell tarafından LMBA üzerine yaptıkları diğer bir çalışmada [6] uygun bir kontrol sinyali ile geniş bant genişliği, yüksek OBO verimliliği ve doğrusallık elde etmişlerdir. Bu çalışmada 39.5 dBm üzeri çıkış gücü, 4.5 GHz – 7.5 GHz aralığında 7 dB düşük çıkış gücünde % 60 üzeri akaç verimliliği elde edildiği belirtilmektedir.

Roberto Quaglia ve Steve C. Cripps [7] tarafından yapılan çalışmada ise 1.7 GHz – 2.5 GHz bant aralığında 63 ile 78 W arası maksimum çıkış gücü elde edilmiştir. PAE ise doyum bölgesinde % 48, 6 dB düşük çıkış gücünde % 43, 8 dB düşük çıkış gücünde % 39 olarak ölçülmüştür.

İlk Monolitik Mikrodalga Tümleşik Devre Teknolojisi (MMIC: Monolithic Microwave Integrated Circuit) kullanılarak yapılan LMBA tasarımı ise J. R. Powell ve arkadaşları [8] tarafından gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada 8 GHz – 9 GHz frekans aralığında 1.5, 5.6, ve 14.1 W çıkış güçlerinde % 37 üzeri PAE elde edildiği belirtilmektedir.

Prathamesh H. Pednekar ve Taylor W. Barton [9] tarafından ilave kontrol sinyal girişinin kaldırıldığı, kontrol sinyalinin giriş sinyalinden sentezlendiği LMBA konfigürasyonu ise “RF-Input LMBA” olarak önerilmiştir. Bu çalışmanın en büyük avantajı ilave bir kontrol sinyali girişine ihtiyaç duyulmamasıdır. Bu çalışmada 700-850 MHz frekans aralığında 41.7 dBm çıkış gücünde % 63.2 PAE, 6 dB düşük çıkış gücünde ise % 47.1 PAE ölçülmüştür.

Prathamesh H. Pednekar ve arkadaşları [10] tarafından yapılan diğer bir çalışmada RF-Input LMBA mimarisi kullanılmıştır. Bu çalışmada 1.8-3.8 GHz frekans aralığında 44 dBm çıkış gücünde % 37 - % 59 PAE, 6dB düşük çıkış gücünde ise % 29 - % 45 PAE elde edilmiştir.

Prathamesh H. Pednekar ve arkadaşları [11] tarafından yapılan diğer bir çalışmada ise RF-Input LMBA mimarisinin teorik analizi açıklanmış, yapılan çalışma başka bir tasarım topolojisi olan Doherty GY ile ilişkilendirilmiştir. RF-Input LMBA mimarisi için tasarım metodolojisi önerilmiş ve prototip üretim ile metodoloji doğrulanmıştır. Yapılan çalışmada 2.4 GHz frekansında 45.6 dBm çıkış gücünde % 60 PAE, 6 dB düşük çıkış gücünde ise % 50 PAE ölçüm sonuçları verilmiştir.

Yuchen Cao ve arkadaşları [12] tarafından yapılan çalışmada kontrol yolunda yeniden yapılandırılabilir faz kaydırma devresi içeren RF-Input LMBA mimarisi ele alınmıştır. Tasarımı ve üretimi yapılmış LMBA prototipinde 2.4 GHz frekansında 43 dBm çıkış gücünde % 69 verimlilik, 12 dB düşük çıkış gücü seviyesine kadar ise % 50 üzeri verimlilik elde edildiği gösterilmektedir.

Zheng Yin ve arkadaşları [13] tarafından Monolitik Mikrodalga Tümleşik Devre Teknolojisi (MMIC) kullanılarak tasarlanan LMBA tasarımı 8 - 12 GHz frekans aralığında çalışmaktadır. Bu frekans aralığında 43.1 dBm çıkış gücü % 52 - % 57 Akçe Verimliliğı (DE: Drain Efficiency), 6 dB düşük çıkış gücünde % 41 - % 44 DE elde ettikleri görölmektedir.

Tommaso Cappello ve arkadaşları [14] tarafından yapılan çalışmada ise hem yük modölasyonu hem de kaynak modölasyonu kullanılmıştır. RF-Input LMBA mimarisi kullanılarak dengeli yükselteç çiftinin besleme voltajı modöle edilerek Kaynak ve Yök Modölasyonlu Dengeli Yükselteç olarak adlandırılan bir mimari oluşturulmuştur.

Yunus Erdem Aras [15] tarafından yapılan çalışmada LMBA için analitik bir model sunulmuştur. Bu model ile yük modölasyonlu dengeli yükseltecin verimliliğinin ve doğrusallığının önceden tahmin edilebileceğı belirtilmektedir. Bu çalışma kapsamında LMBA tasarımı ve üretimi yapılmış, 1.7 GHz frekansında 37.5 dBm çıkış gücünde % 53 verimlilik, 6 dB düşük çıkış gücünde % 47 verimlilik ölçölmüştür.

Bu çalışmalar dikkate alınarak bu tez çalışmasında 1.7 GHz – 1.9 GHz frekans aralığında minimum 50 W (47 dBm) çıkış gücüne sahip LMBA tasarımı ve üretimi yapılmıştır. Tasarlanan ve üretilen LMBA yapısının, ileride detaylı olarak açıklanacak olan dengeli yükselteç yapısına göre hem maksimum çıkış gücünde hem de 6 dB düşük çıkış gücünde daha yüksek verime sahip olması hedeflenmiştir.

2. YÜK MODÜLASYONU VE GÜÇ YÜKSELTEÇLERİNDE VERİMLİLİK ARTIRMA YÖNTEMLERİ

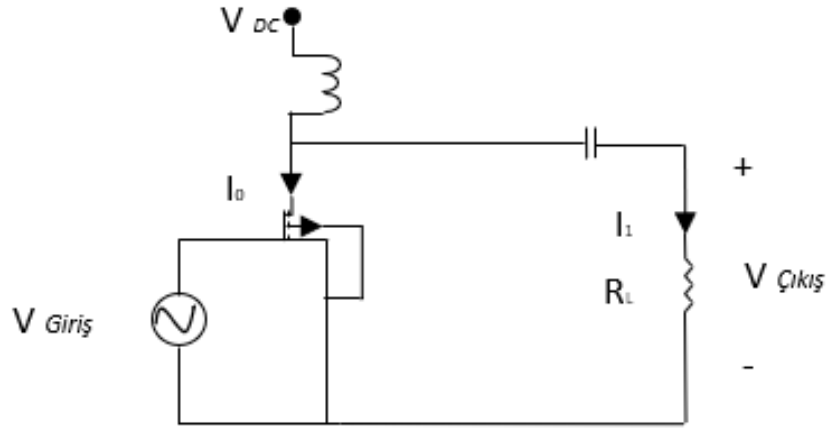
2.1. Yük Modülasyonu

Yük modülasyon teknikleri çoğunlukla karmaşık sinyal modülasyonlarının kullanıldığı mobil ve kablosuz vericilerde verici verimliliğini artırmak için uygulanır. Bu tür vericiler genellikle PAPR değeri 10-12 dB olan sinyallerin uygulandığı sistemler için tasarlanmıştır.

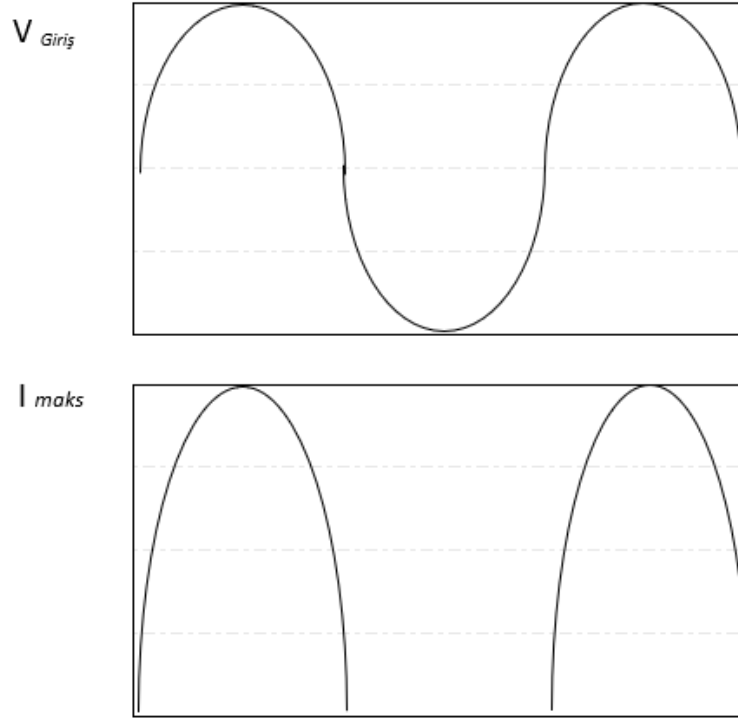
Yük modülasyon teknikleri, giriş sürücü seviyesine karşılık gelen yükü dinamik olarak değiştirme mantığına sahiptir. Bu sayede geniş çıkış gücü aralığında yüksek verimliliğin korunmasına olanak sağlanır. Temelde anlık çıkış gücüne bağlı olarak yük hattı eşleştirmesini dinamik olarak değiştirme amaçlanmaktadır. GY transistörünün gerilim salınımı, tüm çıkış güçleri için aynı seviyede tutulur. Çıkış gücündeki değişim, sadece çıkış akımındaki bir değişiklikten kaynaklanır [16].

Kısaca bahsetmek gerekirse, güç yükselteçlerinin performanslarını belirleyen çalışma sınıfları bulunmaktadır. Bunlardan Sınıf-A, Sınıf-B ve Sınıf-AB gerilim kontrollü akım kaynağı olarak doğrusal bölgede çalışan yükselteçlerdir. Sınıf-C, Sınıf-D, Sınıf-E, Sınıf-F ise doğrusal olmayan bölgede çalışır. Sınıf-C gerilim kontrollü akım kaynağı gibi çalışırken, Sınıf D, Sınıf-E ve Sınıf-F anahtarlama olarak çalışırlar. Düşük güçte verimin düştüğü Sınıf-B'nin verimlilik analizi yapılarak gösterilebilir.

Sınıf-B'de transistörün kapı voltajı eşik voltajına eşit olacak şekilde ayarlanır. Böylece, durgun akım sıfır olarak ayarlanmış ve 180° iletim açısı oluşmuş olur. Sonuç olarak, transistör yarı zamanda aktiftir ve akaç akımı yarım sinüsoid şeklindedir. DC akım, akaç akımı ile orantılıdır. Dolayısıyla, Sınıf-B güç yükseltecinin verimi, çıkış voltajı ile değişmektedir ve idealde Sınıf-B güç yükseltecinin maksimum verimi %78.5'tir. Şekil 2.1'de Sınıf-B güç yükseltecinin şematiği, Şekil 2.2'de Sınıf-B güç yükseltecinin değişen gerilim ve akım dalga formu verilmiştir [17].



Şekil 2.1 Sınıf-B Güç Yükselteci Şematığı



Şekil 2.2 Zamana Göre Değişen Sınıf-B Akım ve Gerilim Dalga Formu

RF voltajının $V_{\text{ÇIKIŞ}} = V_{\text{DC}}$ olduğu ve giriş sürücü geriliminin $V_{\text{GİRİŞ}} = V_{\text{GİRİŞ, MAKS}}$ olduğu, yükseltecin çıkışında tam salınım olduğu varsayıldığında, yarım dalga doğrultulmuş sinüzoidal çıkış akımı $I_{\text{ÇIKIŞ}}$ maksimum değer olan I_{MAKS} 'a eşit olur. Dolayısıyla, çıkış akımının temel bileşeni ve DC bileşeni, yarım dalgalı doğrusal dönüştürülmüş sinüzoidal akımın Fourier Serisi açılımı kullanılarak Denklem (2.1) ve Denklem (2.2)'de verilen değerler bulunabilir.

$$I_1 = I_{MAKS} / 2 \quad (2.1)$$

$$I_{DC} = I_{MAKS} / \pi \quad (2.2)$$

Maksimum gerilim salınımı için en uygun yük Denklem (2.3) ile verilmiştir.

$$R_{OPT} = \frac{V_{ÇIKIŞ}}{I_1} = \frac{2V_{DC}}{I_{MAKS}} \quad (2.3)$$

Toplam harcanan DC güç, yükseltecin RF çıkış gücü ve genel verimlilik sırasıyla Denklem (2.4), Denklem (2.5) ve Denklem (2.6) 'da verilmiştir.

$$P_{DC} = V_{DC} \cdot I_{DC} = \frac{V_{DC} \cdot I_{MAKS}}{\pi} \quad (2.4)$$

$$P_{RF} = \frac{1}{2} V_{ÇIKIŞ} \cdot I_1 = \frac{V_{DC} \cdot I_{MAKS}}{4} \quad (2.5)$$

$$\eta = \frac{P_{RF}}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} \quad (2.6)$$

Denklem (2.6)'da da görüldüğü üzere Sınıf-B güç yükseltecinin maksimum teorik verimi % 78.5'dir. Çıkış gücü azaldığında verimin nasıl değişeceğini hesaplamak için sürücü voltaj seviyesindeki azalma oranı “k” olarak tanımlandığında, güç seviyesindeki azalma “k²” olur. Bu durumda, Giriş sürücü sinyalinin yeni değeri Denklem (2.7) ile hesaplanabilir.

$$V'_{GİRİŞ} = \frac{V_{GİRİŞ}}{k} \quad (2.7)$$

Doğrultulmuş sinüzoidal akım dalgasının maksimum değeri Denklem (2.8)'de verildiği gibidir. Bundan dolayı, temel çıkış akım bileşeni ve DC akım bileşeni sırasıyla Denklem (2.9) ve Denklem (2.10)'da verildiği şekilde yazılabilir.

$$I'_{MAKS} = \frac{I_{MAKS}}{k} \quad (2.8)$$

$$I'_1 = \frac{I_{MAKS}}{2k} \quad (2.9)$$

$$I'_{DC} = \frac{I_{MAKS}}{\pi k} \quad (2.10)$$

Denklem (2.3)'de verilen “R_{OPT}” kullanılarak, ki bu değer geri güç seviyesi için en

uygun empedans değildir, yeni çıkış voltaj salınımı Denklem (2.11) ile hesaplanabilir.

$$V'_{\text{ÇIKIŞ}} = R_{\text{OPT}} \cdot I'_{\text{ÇIKIŞ}} = \frac{V_{\text{DC}}}{k} \quad (2.11)$$

Bu durumda, geri güç seviyesi için güncellenen DC güç, RF çıkış gücü ve genel verimlilik değerleri sırasıyla Denklem (2.12), Denklem (2.13) ve Denklem (2.14)'te verilmiştir.

$$P'_{\text{DC}} = V_{\text{DC}} \cdot I'_{\text{DC}} = \frac{V_{\text{DC}} \cdot I_{\text{MAKS}}}{\pi k} \quad (2.12)$$

$$P'_{\text{RF}} = \frac{1}{2} V'_{\text{ÇIKIŞ}} \cdot I_1 = \frac{V_{\text{DC}} \cdot I_{\text{MAKS}}}{4k^2} \quad (2.13)$$

$$\eta = \frac{P'_{\text{RF}}}{P'_{\text{DC}}} = \frac{\pi}{4k} \quad (2.14)$$

Sonuç olarak, sürücü sinyali zarfındaki gerilim azalma katsayısı k ile Sınıf-B doğrusal yükseltecinin verimliliği azalır. Giriş güç seviyesindeki 6 dB'lik azalma (yani $k=2$) Sınıf-B yükseltecinin anlık verimliliğini maksimum değerinin %78'den %39'a, yarısına düşmesine neden olur. Benzer analizler, verimlilik azalmasının geri çekilme seviyesinin diğer lineer geleneksel güç yükselteçleri üzerindeki etkisini görmek için yapılabilir. Örneğin, Sınıf-A yükseltecinin maksimum verimliliği $\eta=1/2$ 'dir ve geri çekilme durumundaki verimlilik değeri $\eta = 1 / (2k^2)$ 'ye göre azalış gösterir. Böylece, Sınıf-A yükseltecinin verimliliği, sürüş sinyali seviyesindeki gerilim azalmasının karesiyle azalır. Dolayısıyla, Sınıf-A güç yükselteçleri, verimlilik azalması açısından geri çekilme durumları dikkate alındığında Sınıf-B güç yükselteçlerine göre daha duyarlıdır [17].

2.2. GY'lerde Verimlilik Artırma Yöntemleri

İdeal bir Sınıf-B GY'nin Akaç Verimliliği %78.5'tir. Daha yüksek verim elde etmek için farklı teknikler kullanılmaktadır. Bunlar sabit DC besleme ve sabit yüke dayanan tasarımlar olarak; Sınıf-F [18] ve Ters Sınıf-F [19] gibi harmonik ayarlamalı GY'ler, Sınıf-D [20] ve Sınıf-E [21] gibi anahtarlama GY'lerdir. Besleme modülasyonunu içeren teknikler arasında Genlik Eleme ve Kurtarma (EER: Envelope Elimination and Restoration) [22] ve Genlik Takibi (ER: Envelope Tracking) [23] bulunmaktadır. Diğer bir verimlilik artırma tekniği ise dinamik yük modülasyonuna dayanmaktadır. Bu tekniği içeren yapılara örnek olarak Doherty GY [24], Outphasing [25] ve Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç

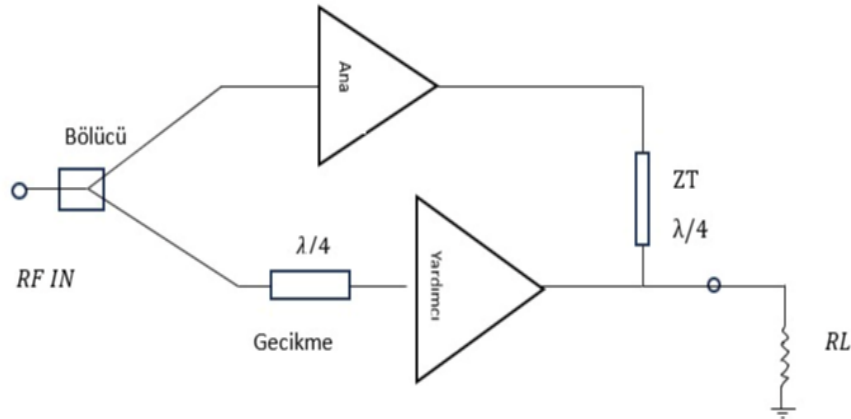
verilebilir.

Dinamik yük modülasyonuna dayalı tekniklerden Doherty ve Outphasing hakkında takip eden paragraflarda kısaca bilgi verilmiştir. Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç ayrı bir başlık altında incelenecektir.

2.2.1. Doherty gy

Doherty GY, modern baz istasyonlarında sıklıkla kullanılan bir tekniktir. Temel çalışma prensibi, iki transistör yapısının birbirleriyle etkileşime girerek genel geri çekilme verimliliğini artırmak için aktif yük modülasyonuna dayanmaktadır.

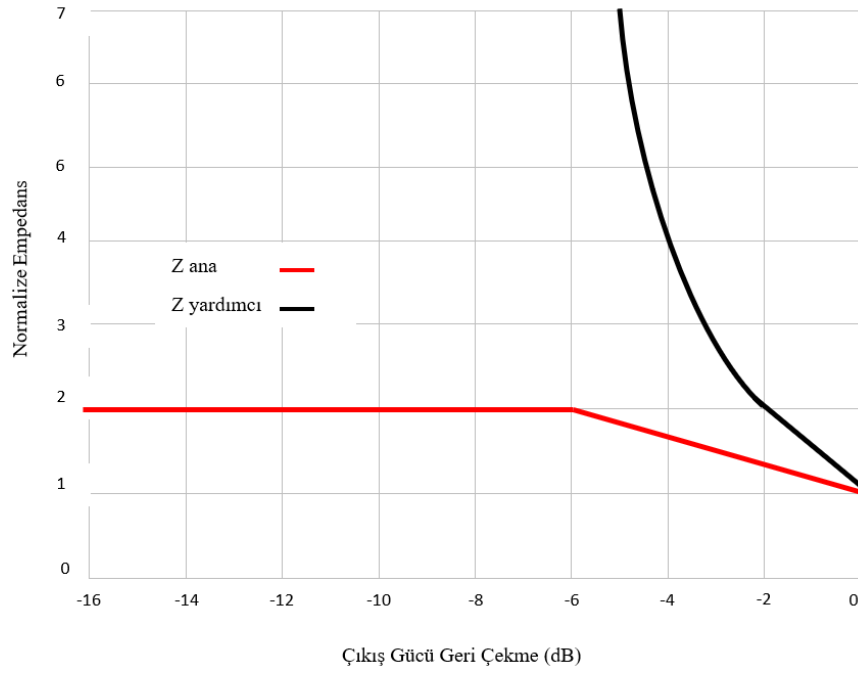
Doherty GY'nin blok diyagramı Şekil 2.3'de gösterilmiştir. Yardımcı transistör olarak adlandırılan ikinci transistör, ana transistör tarafından görülen yükü modüle eden bir sinyal üretmek için kullanılır. Çıkış birleştirici yapısı, yardımcı transistörün ana GY sinyaliyle etkileşime girerek yük modülasyonuna tabi tutulmasını sağlayacak şekilde tasarlanmıştır.



Şekil 2.3 Doherty GY'nin Blok Diyagramı [2]

Doherty GY'de ana ve yardımcı transistörün yük modülasyonu Şekil 2.4 ile gösterilmektedir. Düşük güç bölgesinde, sadece ana transistör çalışmaktadır ve yardımcı transistör, giriş sürücüsü belirli bir seviyeye ulaşana kadar kapalı tutulur. Bunun için yardımcı transistör Sınıf-C olarak ayarlanır. Bu bölgede, yük modülasyonu gerçekleşmez ve Sınıf-AB olarak ayarlanan ana transistör, giriş sürücüsüyle doğrusal iletim yapmaktadır. Yüksek güç bölgesinde, yardımcı transistör iletime başlar ve ana transistör tarafından görülen yükü modüle eder. Bu sayede ana transistörde maksimum voltaj salınımı korunarak, ana transistör için optimum verim korunmuş olur. Giriş sürücüsü seviyesi arttıkça, yardımcı transistör de ana transistör tarafından üretilen akım aracılığıyla yük modülasyonu yaşar. Bir çeyrek dalga dönüştürücüsü olan çıkış birleştirici, her iki transistörün de tepe gücünde

optimum yük empedansını görmesini sağlar.



Şekil 2.4 Doherty GY’de Ana ve Yardımcı Transistörün Yük Modülasyonu [2]

2.2.2. Outphasing

Outphasing, doğrusallığı zayıf AM yayın vericilerinin ortalama verimini ve doğrusallığını geliştirmek için ilk olarak Henri Chireix tarafından 1935'te önerilen bir tekniktir. 1974 yılında bu teknik D. C. Cox tarafından yeniden icat edilerek ‘LINC’ (Linear amplification using Nonlinear Components) (Doğrusal Olmayan Bileşenlerle Lineer Yükseltme) adı ile sunulmuştur [1]. Outphasing vericisi, zamanla değişen fazlı sinyallerle çalıştırılan iki GY’nin çıkışlarını birleştirerek genlik modülasyonlu bir sinyal üretir. Outphasing tekniğinin genel yapısı Şekil 2.5’de gösterilmektedir.

İlk olarak, sistem girişinde üretilen zarf modülasyonlu sinyalin dalga formu Denklem (2.15)’deki gibidir.

$$S_{in}(t) = A(t) \cos[wt + \phi(t)] \quad (2.15)$$

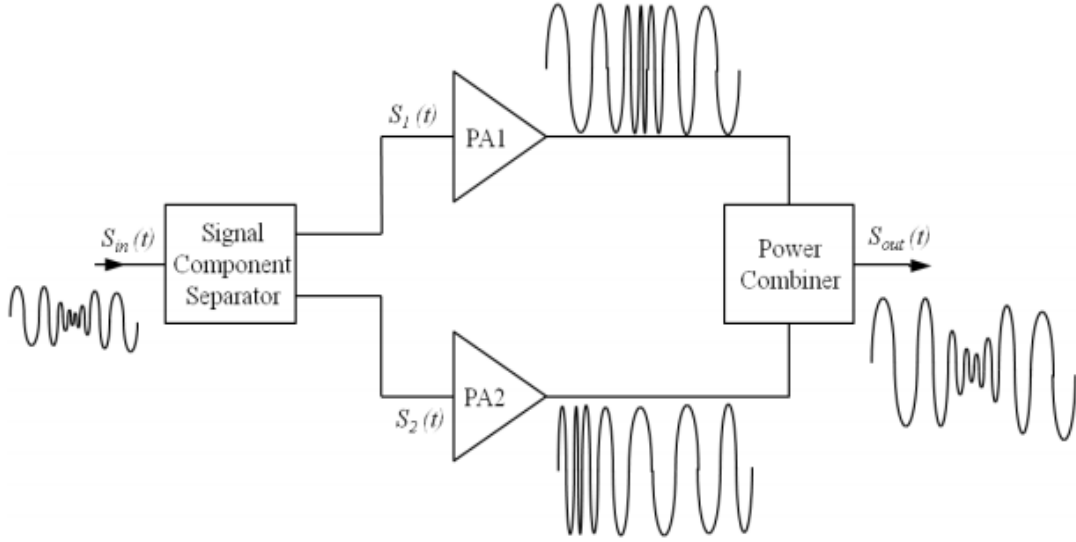
Bu sinyal Denklem (2.16) ve Denklem (2.17)’deki gibi iki faz dışı sabit genlikli sinyale ayrıştırılır.

$$S_1(t) = \cos[wt + \phi(t) + \cos^{-1}(A(t))] \quad (2.16)$$

$$S_2(t) = \cos[wt + \phi(t) - \cos^{-1}(A(t))] \quad (2.17)$$

Daha sonra, bu iki sinyal yüksek derecede doğrusal olmayan güç yükselteci vasıtasıyla yükseltilir. Oluşan çıkış sinyalleri güç birleştirici kullanılarak birleştirilir ve $S_{out}(t)$ sinyali elde edilir. $S_{out}(t)$ sinyali Denklem (2.18)'de verilmiştir.

$$S_{out}(t) = G[S_1(t) + S_2(t)] = 2GA(t)\cos(\omega t + \phi(t)) \quad (2.18)$$



Şekil 2.5 Outphasing Sisteminin Blok Diyagramı [1]

Chireix'in Outphasing sistemindeki kilit alt sistem, genlik modülasyonlu giriş sinyalini sabit zarflara sahip faz modülasyonlu iki sinyale dönüştüren Sinyal Bileşeni Ayırıcısıdır. Bu modülasyon sayesinde yüksek verim ve yüksek doğrusallık elde edilmektedir. Böylece, yükseltilecek sinyallerin zarfları sabit hale getirildiğinden ve zarfların büyüklüğü bilgi içermediğinden (genlik modülasyonlu sinyalin genlik bilgisi, faz modülasyonlu sinyallerin fazında bulunur), son derece yüksek bir tepe verimliliği ve buna bağlı olarak yüksek bir verimliliğe sahip güç yükselteçleri her iki kolda da kullanılabilir.

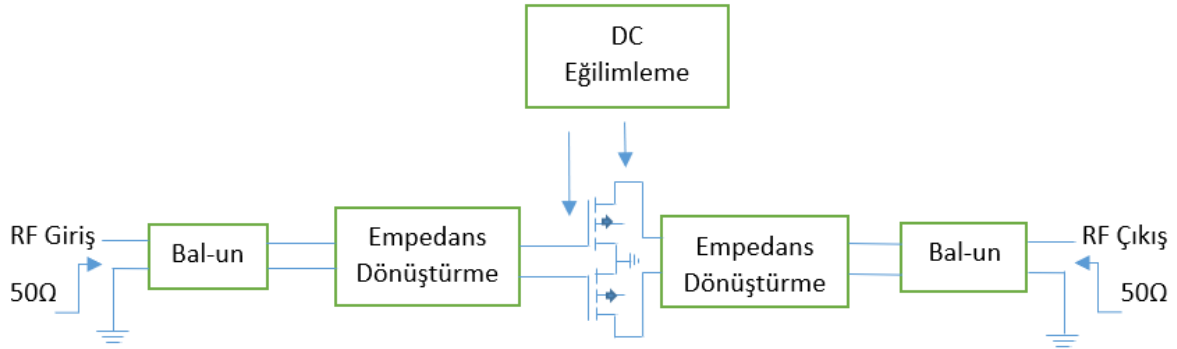
Özetle, teorik olarak Chireix'in Outphasing işlemi, bir güç yükselteç sisteminde aynı anda yüksek verimlilik ve yüksek doğrusallık elde etmek için açık, basit ve gelecek vaat eden bir çözüm sunmaktadır. Bununla birlikte, Chireix'in önerdiği Outphasing Güç Yükselteç sisteminin uygulamada kullanımı nispeten karmaşıktır. Temel sorun, iki yükselteç arasındaki kazanç ve faz dengesizliğidir. Çoğu uygulama için tipik tolerans, kazanç dengesizliği yaklaşık 0.1-0.5 dB, faz dengesizliği 0.4-2°'dir. Çoğu pratik durumda bunu başarmak neredeyse imkansızdır. Kazanç ve faz hatalarının en aza indirmek için bazı gelişmiş kalibrasyon algoritmaları önerilmiş olsa da, bu alanda daha fazla çalışma yapılmasına ihtiyaç bulunmaktadır [1].

3. RF GÜÇ YÜKSELTEÇ TOPOLOJİLERİ VE YÜK MODÜLASYONLU DENGELİ YÜKSELTEÇ

3.1. RF Güç Yükselteç Topolojileri

RF güç yükselteç tasarımında kullanılan üç topoloji bulunmaktadır. Bunlar tek uçlu, itme-çekme ve dengeli yükselteç topolojileridir. Tek uçlu yükselteç, genellikle dar bantlı tasarımlarda kullanılırken, geniş bantlı tasarımlarda diğer iki topoloji daha çok tercih edilmektedir.

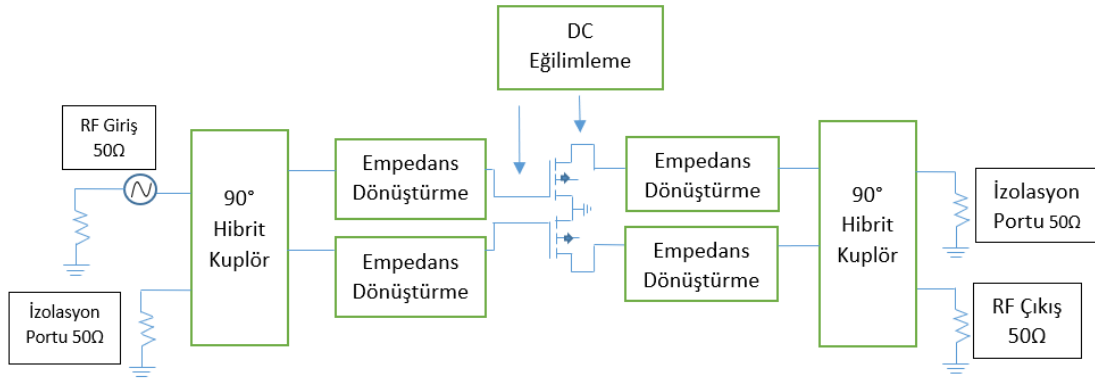
İtme-Çekme Topolojisine Sahip Güç Yükselteç Blok Diyagramı Şekil 3.1’de verilmektedir. İtme-çekme topolojisinde giriş sinyalini 180° faz dışı olacak şekilde iki eşit parçaya bölen bir güç bölücü, iki özdeş yükselteç ve bu yükselteçlerin çıkışlarını birleştiren güç birleştirici bulunur. Bu topolojinin temel elemanları güç bölücü ve birleştirici olan yapılardır ve bu yapılara bal-un (balance to unbalance) denmektedir [26]. Genel bir itme-çekme topolojisine sahip yükselteç mimarisinde güç bölme ve birleştirme işlevini sağlayan Bal-un yapısı dışında, transistörlerin kapı ve akaç gerilimlerinin ayarlanmasını sağlayan DC Eğilimleme yapısı, bağlı olduğu yüke güç aktarımını en üst düzeye çıkarmak için gerekli Empedans Dönüştürme yapısı bulunmaktadır.



Şekil 3.1 İtme-Çekme Topolojisine Sahip Güç Yükselteç Blok Diyagramı [26]

Bal-un, toprağa göre simetrik olan dengeli bir sistemi, bir tarafı toprağa bağlı olan dengesiz bir sisteme dönüştürür. İtme-çekme topolojisinde transistörler 180° faz dışı sinyallere sahiptir. İki transistörde sinyalin bir yarısını yükseltir. Bu yaklaşımın tek uçlu yükselteçlere göre geniş frekans bandı tasarımı için iki katı giriş ve çıkış empedansı, azaltılmış çift harmonikler, artırılmış çıkış gücü gibi avantajları vardır [27].

Güç yükselteç tasarımında yaygın olarak kullanılan diğer bir topoloji ise dengeli yükselteç topolojisi. Dengeli yükselteç topolojisi Şekil 3.2’de verilmiştir. Girişte bir güç bölücü, çıkışta ise bir güç birleştirici olarak kullanılan hibrit kuplör bulunmaktadır ve bu hibrit kuplörler arasında 90° faz farkı bulunmaktadır. Hibrit kuplörün izole edilmiş olan dördüncü kapısı ise 50Ω ile sonlandırılmalıdır. Bu direncin, cihazların giriş devresi tarafından yansıtılan güç ve birleştiricideki iki taraf arasındaki dengesizlikten kaynaklanan güç gibi yansıyan güç seviyelerinde bozulmayacak şekilde seçilmesi önemlidir. Genel bir dengeli yükselteç topolojisine sahip yükselteç mimarisinde güç bölme ve birleştirme işlevini sağlayan 90° Hibrit Kuplör yapısı dışında, transistörlerin kapı ve akaç gerilimlerinin ayarlanmasını sağlayan DC Eğilimleme yapısı, bağlı olduğu yüke güç aktarımını en üst düzeye çıkarmak için gerekli Empedans Dönüştürme yapısı bulunmaktadır.



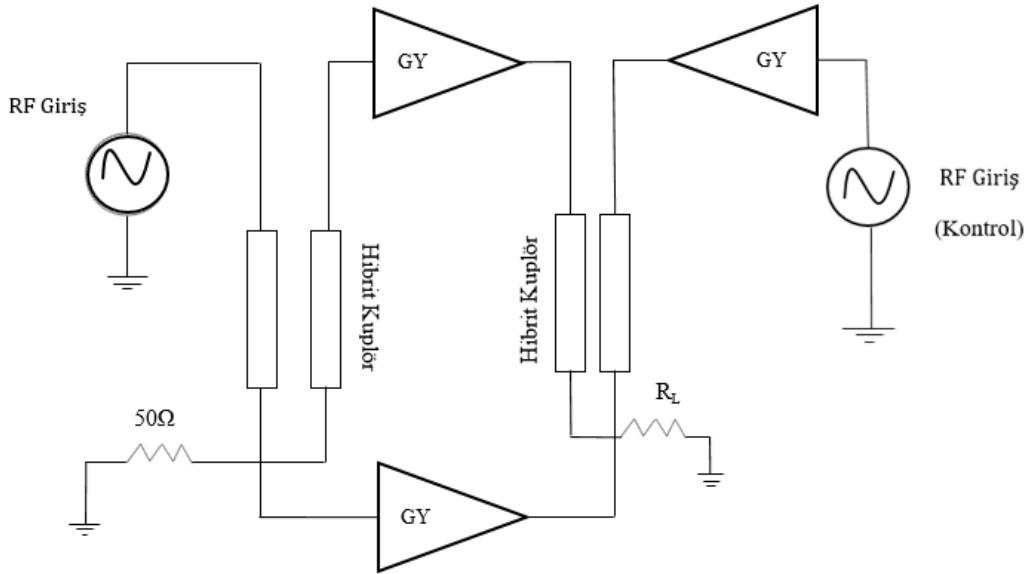
Şekil 3.2 Dengeli Yükselteç Topolojisine Sahip Güç Yükselteç Blok Diyagramı [26]

Giriş sinyali 0° ve 90° olacak şekilde ikiye bölünür. İki özdeş yükselteç kullanılarak giriş sinyali yükseltilir. Yükseltilmiş sinyaller ile 90° güç birleştirici kullanılarak sinyaller birleştirilir. Faz kayması sebebi ile, izole portta iki yükselteç tarafından oluşturulan sinyaller birbirini yok ederken, çıkış portunda oluşan sinyaller eş fazlı olup, birbirleriyle toplanarak yüksek güçlü çıkış sinyali elde edilmiş olur. Bu topoloji sayesinde tek dereceli harmonikler teorik olarak yok olurken, çift dereceli harmonikler ise 3 dB zayıflar. Dengeli yükselteç topolojisinin diğer avantajları olarak; transistörler arasındaki güçlü izolasyon, yansıyan gücün izole portlar tarafından emilmesi nedeniyle daha iyi giriş ve çıkış empedans eşleştirme karakteristiği şeklinde sıralanabilir [28], [29].

3.2. Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç (LMBA) Mimarisi

LMBA, mevcut yük modülasyon mimarilerine yeni eklenen bir tekniktir. LMBA ilk olarak Cripps tarafından 2016 yılında geniş bir güç geri çekme aralığı ve geniş bant genişliği üzerinde aktif yük modülasyonu sağlayan bir verimlilik geliştirme tekniği olarak önerilmiştir [5].

Adından da anlaşılacağı gibi, LMBA, giriş ve çıkışta hibrit kuplörler aracılığıyla birleştirilmiş iki transistör ile geleneksel dengeli bir yükselteç mimarisine dayanmaktadır [30]. Şekil 3.3’de LMBA tekniğinin temel blok diyagramı verilmiştir. LMBA tekniğinin dengeli yükselteçlerden farkı çıkış kuplörünün izole portunun sonlandırılmamış olması, sonlandırma yerine bir kontrol sinyali uygulanıyor olmasıdır. Kontrol sinyali, geleneksel pasif çıkış uyumlama devresinin yerini alan, aktif uyumlama için kullanılır.



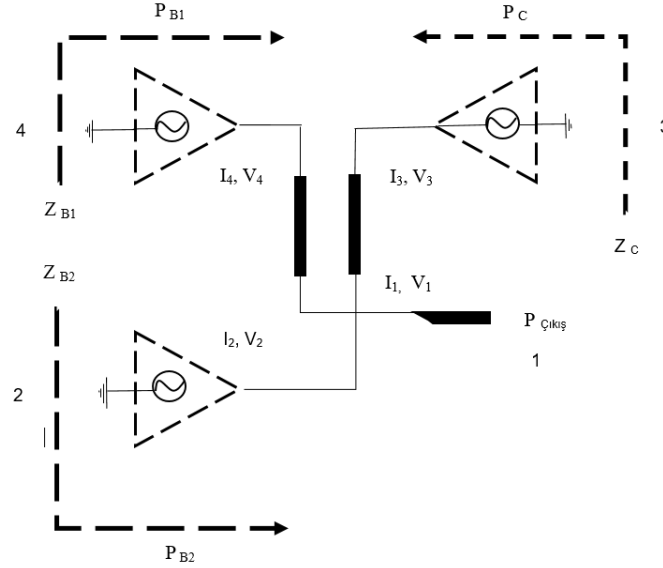
Şekil 3.3 LMBA Mimarisi Blok Diyagramı

LMBA tekniğinin Outphasing ve Doherty tekniğine göre avantajları vardır.

LMBA tekniğinde dengeli yükselteç kolundaki sinyalleri birleştiren yapı geniş bantlı çalışmaya uygundur. Diğer yandan, Outphasing ve Doherty tekniklerinde kullanılan çıkış birleştirici yapıları bant genişliğini sınırlamaktadır. LMBA tekniğinde çıkış birleştirici yapısı olarak hibrit kuplörler kullanılır. Bu sayede bir oktav üzerinde bant genişlikleri elde edilebilir.

Kontrol sinyalinin genlik ve fazını uygun şekilde değiştirerek, dengeli yükselteç kolundaki transistörlerin empedans eşleşmesi aktif olarak değiştirilebilir.

LMBA mimarisindeki yük modülasyonu Şekil 3.4'te verilen LMBA mimarisinin basitleştirilmiş modeli ve Denklem (3.1)'deki hibrit kuplöre ait 4 kapılı Z empedans matrisi ile analiz edilebilir.



Şekil 3.4 LMBA Mimarisinin Basitleştirilmiş Modeli [13]

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = Z_0 \begin{bmatrix} 0 & 0 & -j & -j\sqrt{2} \\ 0 & 0 & -j\sqrt{2} & -j \\ -j & -j\sqrt{2} & 0 & 0 \\ -j\sqrt{2} & -j & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Şekil 3.4'de verilen mimari yapıdan kolaylıkla görülebileceği gibi; LMBA mimari yapısındaki voltaj ve akımlar arasındaki ilişkiler Denklem (3.1) ile verilen matris formunda yazılabilir. Dengeli yükselteç transistörlerinin akımları eşit büyüklüktedir. Her bir akımın büyüklüğünü, I_B , ve aralarındaki faz farklarını 90° faz farkı olacak şekilde belirlediğimizde $I_2 = -I_B$ ve $I_4 = -jI_B$ olarak yazılabilir. Kontrol koluna ait akımın olduğu 3.kapının akımı ile 2.kapı arasında faz farkı ϕ ve 3.kapının akım genliği I_C olacak şekilde $I_3 = -jI_C e^{j\phi}$ olarak yazılabilir. Bu akım değerleri Denklem (3.1)'de yerine konur ise giriş kapıları olan 1. ve 2. kapıdan görülen empedanslar Z_{B1} ve Z_{B2} , kontrol kolunun enjekte edildiği kapı olan 3. kapıdan görülen empedans Z_C olarak elde edilebilir. Z_{B1} ve Z_{B2} Denklem (3.2)'de, Z_C Denklem (3.3)'de verilmiştir.

$$Z_{B1} = Z_{B2} = Z_B = Z_0 \left(1 + \sqrt{2} \frac{I_C e^{j\phi}}{I_B} \right) \quad (3.2)$$

$$Z_C = Z_0 \quad (3.3)$$

Burada Z_0 kuplörün karakteristik empedansını ifade etmektedir. Denklem (3.2) ve Denklem (3.3)'de verilen formüller incelendiğinde dengeli yapıdaki transistörlerin çıkışındaki yükün, kontrol sinyalinin büyüklüğü ve fazının değiştirilerek modüle edilebileceğidir. Bundan sonra her kapıya ait güç türetilir. 1. ve 2. kapıdaki güç Denklem (3.4)'de verildiği şekilde, kontrol sinyalinin enjekte edildiği 3. kapıdaki güç ise Denklem (3.5)'de verildiği gibi hesaplanabilir.

$$P_{B1} = P_{B2} = \frac{1}{2} Z_0 (I_B^2 - \sqrt{2} I_B I_C \cos \phi) \quad (3.4)$$

$$P_C = \frac{1}{2} I_C^2 Z_0 \quad (3.5)$$

$$\alpha = \frac{P_C}{P_{B1}} = \frac{P_C}{P_{B2}} = \frac{|Z_B/Z_0 - 1|^2}{2 \operatorname{Re}[\frac{Z_B}{Z_0}]} \quad (3.6)$$

α , kontrol gücünün dengelenmiş yapıdaki bir yükseltecin gücüne oranıdır. Denklem (3.6)'da verildiği şekilde hesaplanabilir. Z_B , giriş kapılarından görülen empedanslar olan Z_{B1} ve Z_{B2} 'yi temsil etmektedir. Buna karşılık gelen yansıma katsayısının mutlak değeri olan ρ Denklem (3.7)'de verildiği gibi yazılabilir [13].

$$\rho = \frac{Z_B/Z_0 - 1}{Z_B/Z_0 + 1} \quad (3.7)$$

ρ ile güç oranı olan α arasındaki ilişki Denklem (3.8)'de verilmiştir.

$$|\rho|^2 = \frac{\alpha}{(2+\alpha)} \quad (3.8)$$

Kontrol gücü ile tek bir dengeli yükselteç gücü oranı olan α , yük modülasyonunun konumunu karakterize etmek için bir dizi yansıma katsayısı dairesi üzerinde eşleştirilebilir [5]. α sabit bir değer olduğunda, karşılık gelen yansıma katsayısının mutlak değeri ρ , yarıçapı $\sqrt{\alpha/(\alpha + 2)}$ olan daire üzerindedir. Kontrol gücü ile dengeli yükselteç gücü arasındaki faz farkı, θ , arttıkça yansıma katsayısı Empedans Smith Abağı üzerinde saat yönünde döner.

3.3. LMBA Yapısında Yük Kontrolü

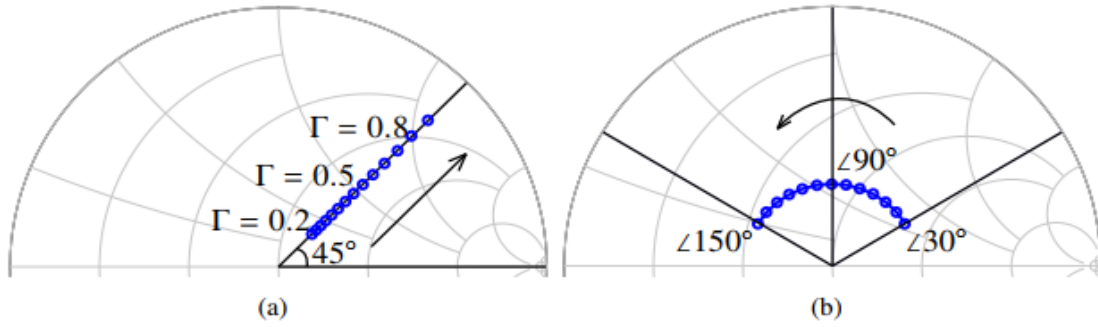
Dengeli yükselteç kolundaki transistörlerin empedans eşleşmesi ile kontrol sinyalinin genlik ve fazı arasındaki ilişki denklem (3.9) ile verilen yansıma katsayısı (Γ) ile açıklanabilir. Genel olarak, N-kapılı bir RF ağında, i.'nci kapı için Γ , normalize edilmiş gerilim dalgaları olan, a_i ve b_i parametrelerinin bir oranı olarak Denklem (3.1)'de verildiği gibi tanımlanmaktadır [31].

$$\Gamma = \frac{b_i}{a_i} \quad (3.9)$$

Burada $a_i = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{oi}}}$ ve $b_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{oi}}}$ 'dir. a_i iletilen dalga genliği, b_i ise geri yansıyan dalga genliğidir. V_i^+ ve V_i^- RMS voltajları Z_{oi} ise normalize edilmiş empedanstır.

Ana transistörler tarafından bakıldığında kontrol sinyali, yansıyan dalga olarak görülmektedir. Ana transistörler tarafından oluşturulan sinyal ise iletilen sinyaldir. Bu durumda ana sinyalin durumuna göre, kontrol sinyalinin büyüklüğü ve fazı kontrol edilerek, ana transistörün yansıma katsayısı ve gördüğü yük değiştirilebilir.

Kontrol sinyalinin faz ve genliğine göre dengeli transistörlerin Γ değerindeki değişim Şekil 3.5'de gösterilmektedir.



Şekil 3.5 Kontrol Sinyalinin Ana Transistörler Tarafından Görülen Yük Empedansına Etkisi (a) - Kontrol Gücünün Büyüklüğü Arttıkça, (b) - Kontrol Gücünün Fazı Arttıkça [2].

Şekil 3.5.a'da görüldüğü üzere kontrol sinyalinin göreceli fazı sabit tutulup, büyüklüğü artırıldığında dengeli transistörlerin yansıma katsayısının büyüklüğü artar.

Şekil 3.5.b'de ise kontrol sinyalinin faz değişiminin sonucu gösterilmektedir. Bu analizde ise kontrol sinyalinin göreceli büyüklüğü sabit tutulur. Dengeli transistör gücünün fazına göre ($\angle P_{ana}$), kontrol sinyalinin gücünün fazı ($\angle P_{kontrol}$) arttıkça ana transistör Gamma Phase ($\angle \Gamma$) değeri Empedans Smith Abağı üzerinde saat yönünün tersine doğru hareket eder [2].

3.4. Tek RF-Girişli Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç (Single/RF-Input LMBA)

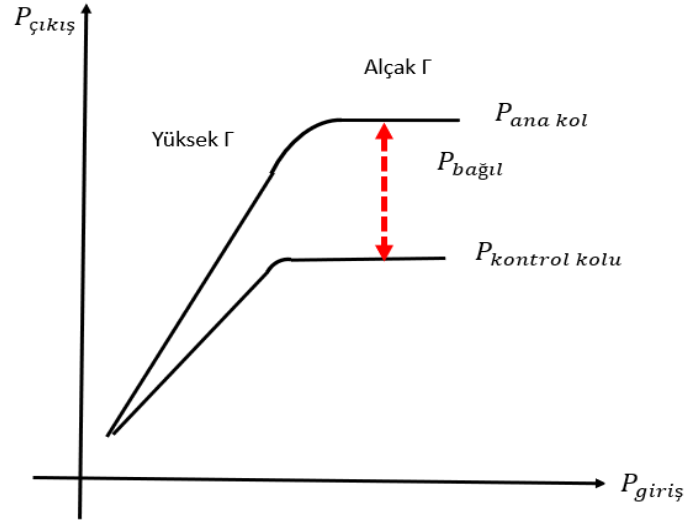
LMBA tekniği ilk ortaya çıktığında kontrol sinyali dışarıdan harici olarak verilen bir sinyaldir. Fakat çoğu haberleşme sistemlerinde tek bir RF giriş sinyali olması istenir. Bunun için kontrol sinyali modüle edilmiş RF girişinden üretilen ve böylece ilave olarak RF giriş sinyaline ihtiyaç duymayan Tek RF-Girişli Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç geliştirilmiştir. Bunu yapabilmek için giriş RF sinyali kontrol koluna da uygulanır. Kontrol koluna uygulanmış sinyalin genliği ve fazı değiştirilerek dengeli yükselteç kolundaki transistörlerin aktif yük modülasyonu sağlanmış olur.

Modüle edilmiş RF giriş sinyalinden kontrol sinyali üretimi genlik kontrolü ve faz kontrolü olarak iki başlıkta incelenebilir.

3.4.1 Genlik kontrolü

Geri güç verimliliğini artırmak için dengeli yükselteçte bulunan transistörler çıkıştaki voltaj salınımları maksimum seviyede olacak şekilde modüle edilmelidir. Bunu başarabilmek için en uygun empedans değerleri de her güç seviyesi için değişkenlik göstermektedir. Bu empedansları belirleyebilmek için yük çekme simülasyonları yapılır. Bu simülasyonlarda ise kullanılacak transistörün üreticisi tarafından sağlanan modeller kullanılmaktadır.

Yük çekme analizleri, geri güç seviyesindeki verimliliğin korunabilmesi için giriş güç seviyesi arttıkça dengeli transistörler olan ana transistörler tarafından görülen Γ değerinin azalması gerektiğini göstermektedir [2]. Diğer bir deyişle, dengeli transistörlerin bulunduğu ana kol gücü arttıkça, kontrol kolu gücünün ana kol gücüne göre azalması gerekmektedir.



Şekil 3.6 Ana Kol Ve Kontrol Kolunda Kullanılacak Transistörlerin Doyum Karakteristikleri [2]

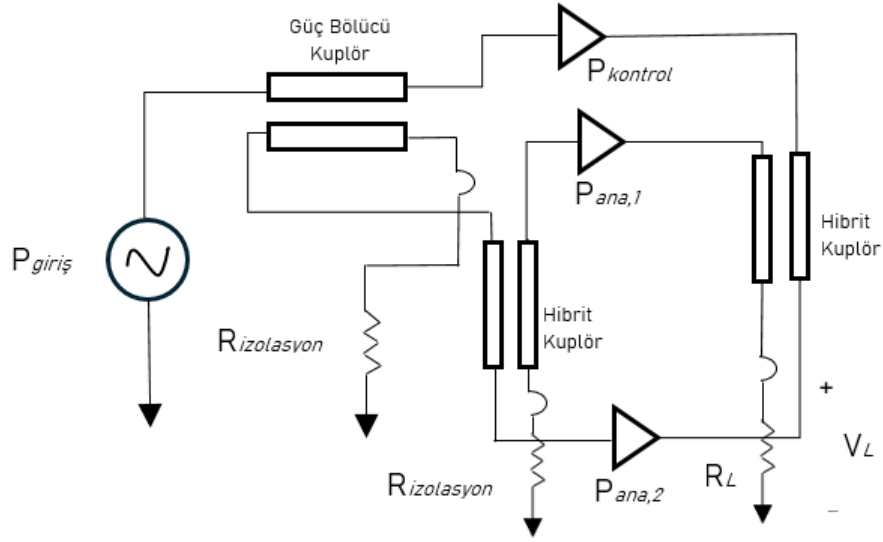
Burada dikkat edilmesi gereken kısım, kontrol kolu gücünün mutlaka azalması gerekmediğidir. Azalması gereken güç, ana kol gücüne göre kontrol kolunun göreceli gücüdür. Bunu başarabilmenin yolu da güç yükselteçlerinin sıkışma karakteristiklerinden yararlanmaktır. Ana kolda ve kontrol kolunda farklı doyum karakteristikleri olan transistörler kullanılır. Kontrol kolunda ana kola göre daha önce doyuma ulaşan transistör kullanılarak istenilen durum elde edilir (Şekil 3.6). $P_{bağlı}$, ana kol gücünün, kontrol kolu gücüne göre oranını ifade etmektedir. Her iki kol gücü de doğrusal şekilde giriş gücü arttıkça artarken, ana kolda bulunan dengeli yükselteç transistörleri tarafından görülen Γ değeri yüksek iken, kontrol kolu gücü doyuma ulaşmaya başladıkça $P_{bağlı}$ artmaya, Γ düşmeye başlar. Bu sayede kontrol kolunun genliği sayesinde LMBA mimarisinde aktif yük modülasyonu yapılmış olur.

3.4.2 Faz kontrolü

Bölüm 3.3’de belirtildiği üzere kontrol kolunun, ana kol sinyaline göre göreceli fazı LMBA mimarisinde aktif yük modülasyonunu gerçekleştirir. Bunu yapabilmenin en pratik yolu, kontrol kolunun girişine bir faz kaydırıcı devresi eklemektir. Faz kaydırıcı kullanılarak, ana koldaki dengeli yükselteçlerin gördüğü Γ değeri kolaylıkla değiştirilebilir.

3.4.3 Tek rf-girişli yük modülasyonlu dengeli yükselteç mimarisi

Tek RF-Girişli Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç mimarisinin blok diyagramı Şekil 3.7’de verilmiştir. Bu mimariye göre tek bir RF giriş sinyali uygulanır. Bu sinyal, bir güç bölücü veya bölücü amacıyla kullanılabilecek kuplör vasıtasıyla iki sinyale bölünür. Bu sinyallerden biri ana kola, diğeri ise kontrol koluna uygulanır. İstenen genlik karakteristiğinin sağlanabilmesi için kontrol kolu Sınıf-B olarak ayarlanır. Hibrit kuplörlerin izolasyon kapısı 50Ω ($R_{izolasyon}$) direnci ile sonlandırılır. Elde edilen toplam güç, çıkıştaki R_L yüküne aktarılır. Tek RF-Girişli Yük Modülasyonlu Dengeli Yükseltecin dinamik aralığı, kontrol kolundaki transistörün doyuma başladığı güç seviyesine göre belirlenmektedir.



Şekil 3.7 Tek RF-Girişli Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç Blok Diyagramı [9]

4. TEK RF GİRİŞLİ YÜK MODÜLASYONLU DENGELİ YÜKSELTEÇ TASARIMI

4.1 Materyal ve Method

Bu tez kapsamında minimum 50 W (47 dBm) çıkış gücüne sahip, 1700-1900 MHz aralığında yük modülasyonlu dengeli bir güç yükselteç (LMBA) tasarımı ve üretimi hedeflenmiştir. Kontrol kolunun çıkış gücü ve fazı değiştirilerek ana koldaki transistörlerin gördüğü empedans değiştirilerek sistemin veriminin artırılması amaçlanmaktadır.

LMBA tasarımında simülasyonlar için AWR Design Environment yazılım paketi, mekanik tasarım için ise Solidworks yazılım paketi kullanılmıştır.

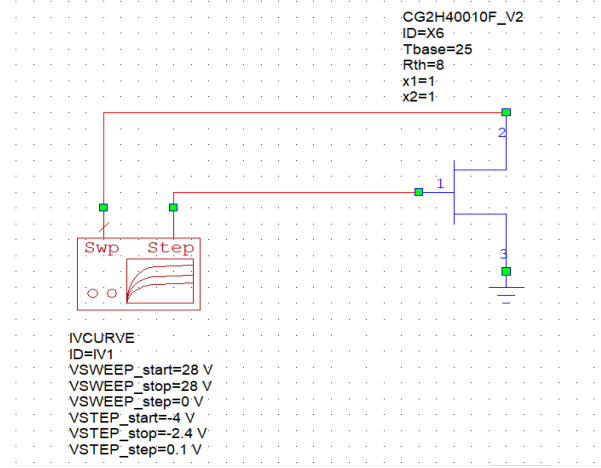
Tasarlanacak LMBA mimarisinin alt sistemleri olarak Kontrol Kolu Güç Yükselteci, Ana Kol (Dengeli Yükselteç Kolu) Güç Yükselteci ve Güç Bölücü olarak kullanılacak Yönlü Kuplör tasarımı yapılacaktır. Bu alt sistemlerin tasarımında standart FR4 taban malzemesi yerine yüksek frekanslar için tasarlanmış Rogers firmasının RO4003C taban malzemesi kullanılacaktır. RO4003C taban malzemesinin, FR4 taban malzemesine göre avantajları; daha az kayıplı olması, daha yüksek çalışma sıcaklığında çalışabilmesi ve sabit bir dielektrik katsayısını sağlamasıdır.

4.2 Kontrol Kolu Güç Yükselteç Tasarımı

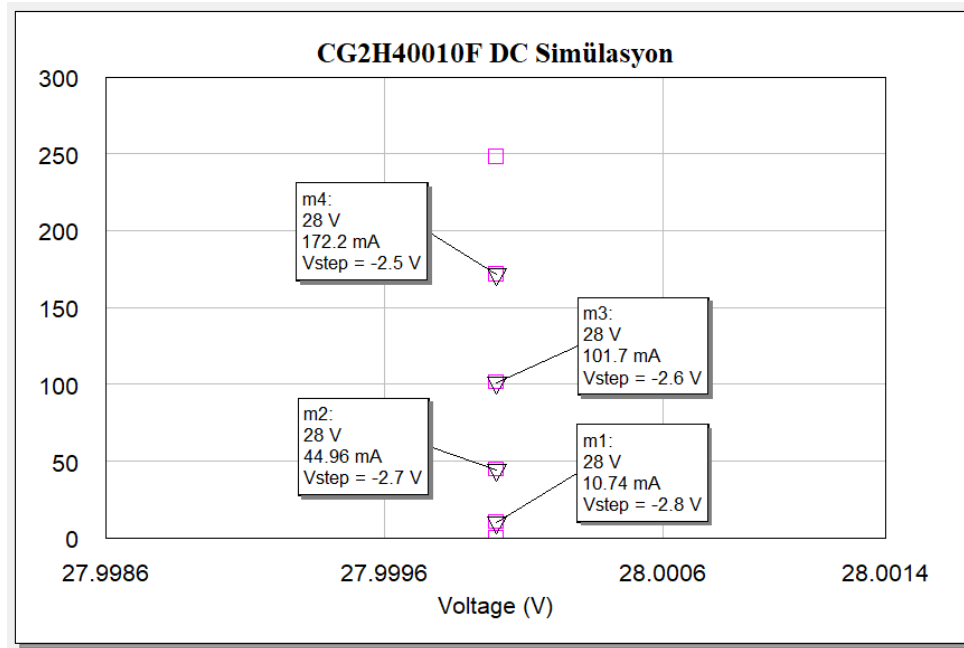
Bölüm 3'te anlatıldığı üzere kontrol kolu ve ana kol için transistör seçimleri kritiktir. Aktif yük modülasyonunu başarılı bir şekilde yapabilmek için kontrol kolundaki transistörlerin, ana koldaki transistörlere göre daha önce doyuma ulaşması gerekir. Bunun için kontrol kolunda kullanılan transistörün çıkış gücünün, ana kolda kullanılacak transistörlere göre daha düşük olacak şekilde seçilmesi gerekmektedir. Yapılan market araştırmasında tez kapsamındaki isterleri en iyi karşılayacak şekilde; kontrol kolunda Macom firmasının 10 W çıkış gücüne sahip CG2H40010F kodlu transistörü, ana koldaki transistörler için ise 25 W çıkış gücüne sahip CG2H40025F kodlu ürünü kullanılmıştır.

Kontrol kolunda minimum 10 W çıkış gücü hedeflenmektedir. Kontrol kolunda faz değişimini sağlayabilmek için Mini-Circuits firmasının JSPHS-23+ faz kaydırıcı entegresi kullanılmıştır.

Seçilen transistörün kapı voltajının ayarlanması gerekmektedir. Tasarım için yapılan simülasyon çalışmalarında Macom firmasının sağladığı transistörlerin doğrusal olmayan modelleri kullanılmıştır. Şekil 4.1’de CG2H40010F kodlu transistör için kurulan DC simülasyon devresi, Şekil 4.2’de ise kapı gerilimine göre durgun akaç akımının değişimi gösterilmektedir.

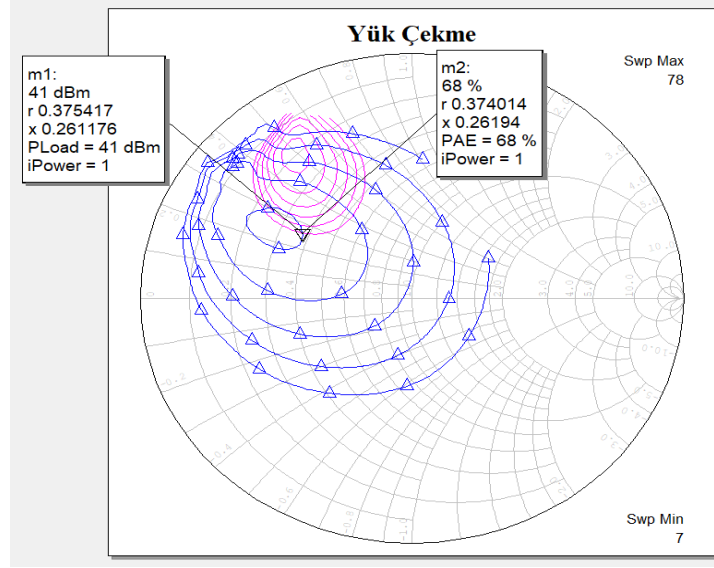


Şekil 4.1 Kontrol Kolu Güç Yükseltici İçin DC Simülasyon Devresi



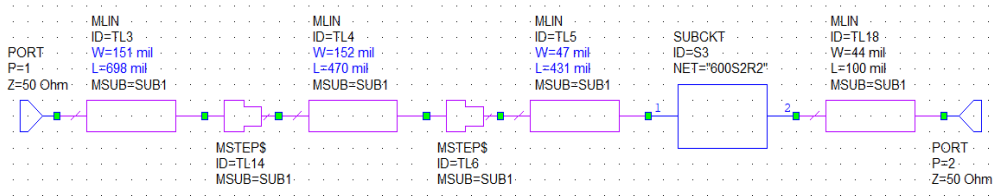
Şekil 4.2 Kontrol Kolu Güç Yükseltici İçin DC Simülasyonu

Güç yükseltcinin Sınıf-B olarak çalışabilmesi için durgun akımın olmaması gerekmektedir. Bunun için kapı gerilimi olarak -2.8 V uygulanmıştır.



Şekil 4.4.Kontrol Kolu Güç Yükselteci Yük Çekme Analizi

Bu sonuçlara göre normalize edilmiş en uygun çıkış empedansı $0.375 + j 0.26$ olarak belirlenmiş ve tasarım bu empedans değerine uygun olarak yapılmıştır. Kararlılık, çıkış gücü ve verim gibi parametrelere dikkat edilerek kontrol kolunda kullanılması planlanan güç yükseltecinin tasarımı yapılmış, bu kapsamdaki çıkış eşleştirme ağı Şekil 4.5’de verilmektedir.

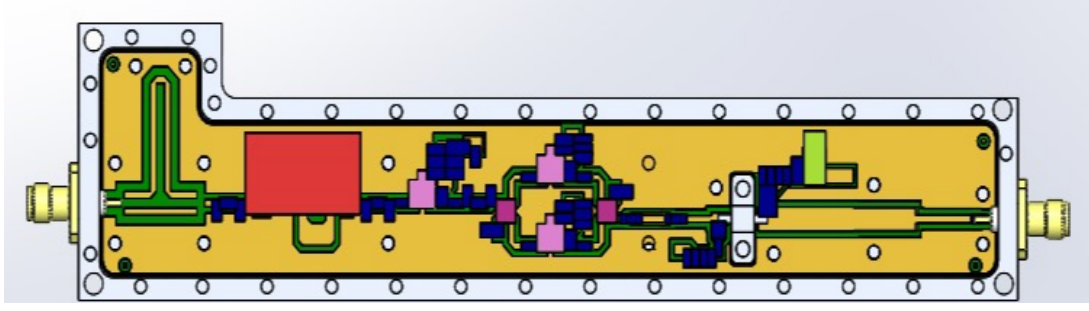


Şekil 4.5 Kontrol Kolu Güç Yükselteci Çıkış Eşleştirme Ağı

Elde edilen sonuçlara incelendiğinde, kontrol kolunun 40-41 dBm çıkış gücünde ortalama 14 dB kazancı olacağı, diğer bir deyişle girişten 26-27 dBm gücünde bir sinyal uygulanması gerekeceği gözükmemektedir. JSPHS23+ Faz Kaydırıcı entegresi üretici verileri incelendiğinde maksimum giriş gücünün 20 dBm olduğu görülmüştür. Güç yükselteç tasarımından hemen önce JSPHS23+ Faz Kaydırıcı entegresi kullanılamayacağı için faz kaydırıcı entegre ile güç yükselteç tasarımı arasında iki adet daha düşük çıkış gücüne sahip güç yükselteci kullanılabileceğine karar verilmiştir. Bu kapsamda Mini Circuits firmasının GVA-123+ ürünü ile PHA-102+ ürünleri kullanılabileceğinin uygun olacağı değerlendirilmiştir. Tasarımda bu yükselteçlerin S parametre dosyaları eklenerek Kontrol Kolu Güç Yükselteci

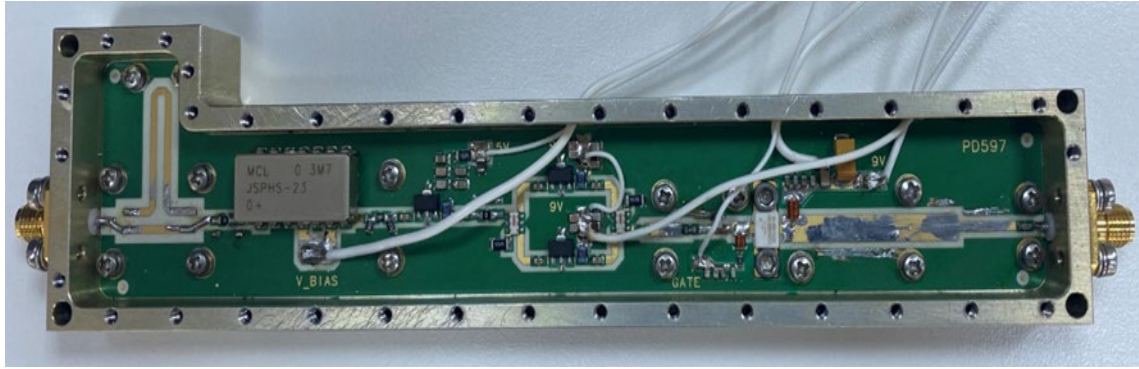
[illegible]

26



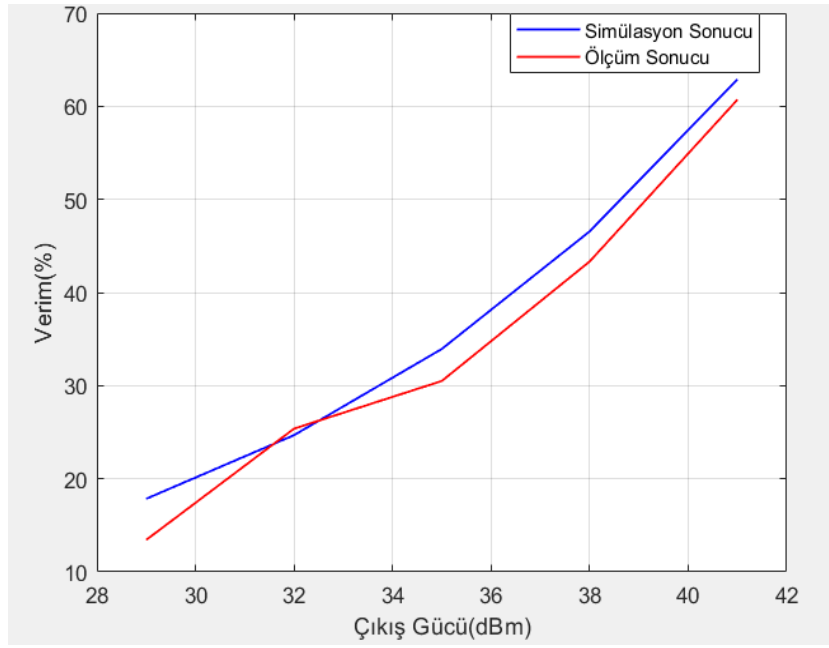
Şekil 4.7 Kontrol Kolu Güç Yükseltici Mekanik Çizimi

Tasarımı tamamlanan Kontrol Kolu Güç Yükseltçinin üretimi de yapılmıştır. Üretimi yapılan Kontrol Kolu Güç Yükseltici Şekil 4.8’de verilmiştir.

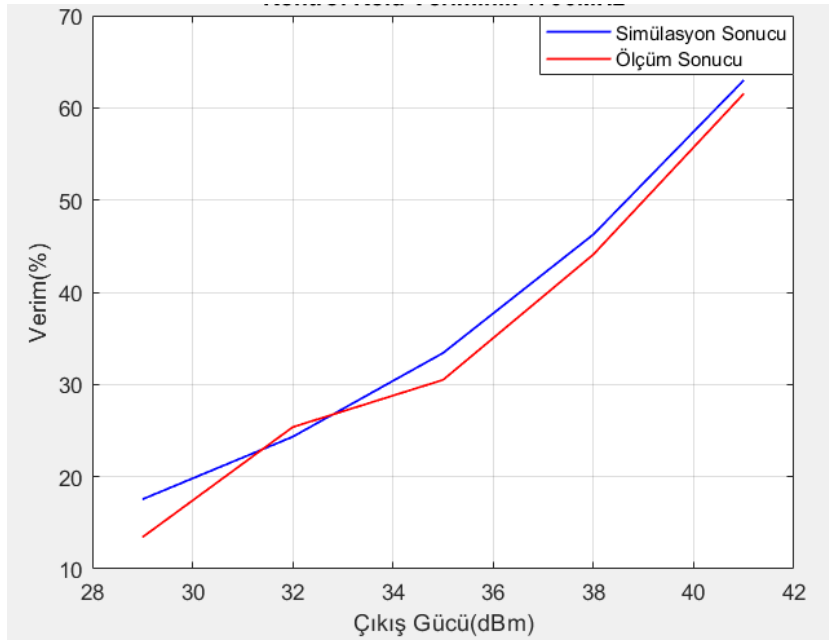


Şekil 4.8 Kontrol Kolu Güç Yükseltici

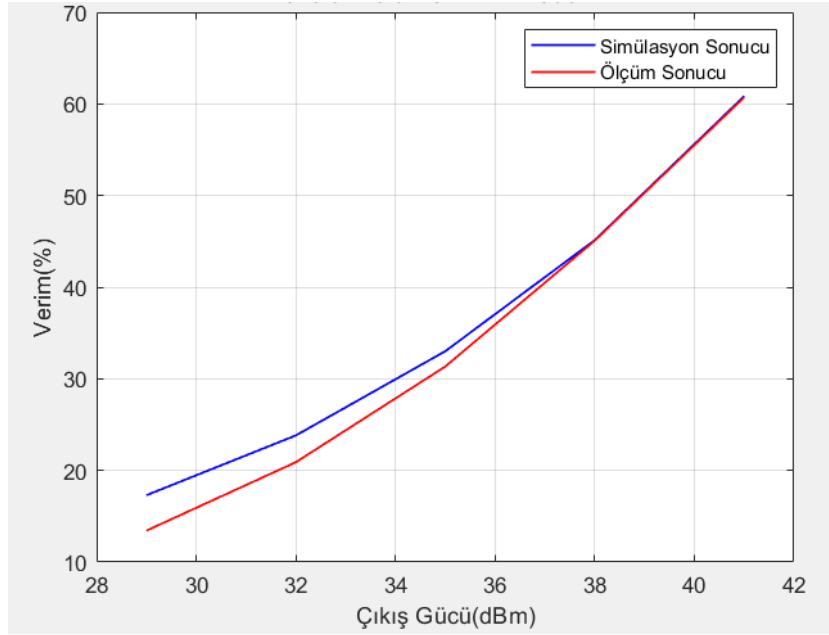
Üretim tamamlandıktan sonra laboratuvar ortamında RF Sinyal Jeneratörü, DC Güç Kaynağı, Güç Ölçer kullanılarak verimlilik ve kazanç değerleri 1700,1800 ve 1900 MHz ‘de ayrı ayrı ölçülmüştür. Üretilen kart kullanılarak gerçek ortamda yapılan ölçümler tasarım ortamındaki simülasyon sonuçları ile mukayese edilmiştir. Bu kapsamda elde edilen çıkış gücü/akaç verimliliği grafikleri Şekil 4.9-Şekil 4.11’de verilmiştir. Şekil 4.9-Şekil 4.11’de de görüldüğü üzere Kontrol Kolu Güç Yükseltçinin verimlilik değerlerine ilişkin tasarım ve üretim sonuçları birbirine yakın çıkmıştır.



Şekil 4.9 Kontrol Kolu Güç Yükselteci Verimlilik & Çıkış Gücü (1700 MHz)

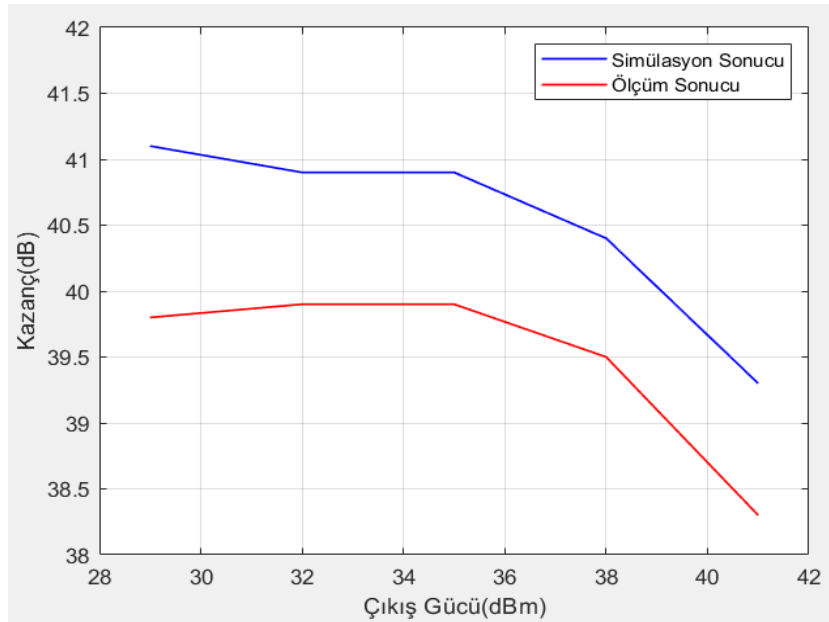


Şekil 4.10 Kontrol Kolu Güç Yükselteci Verimlilik & Çıkış Gücü (1800 MHz)

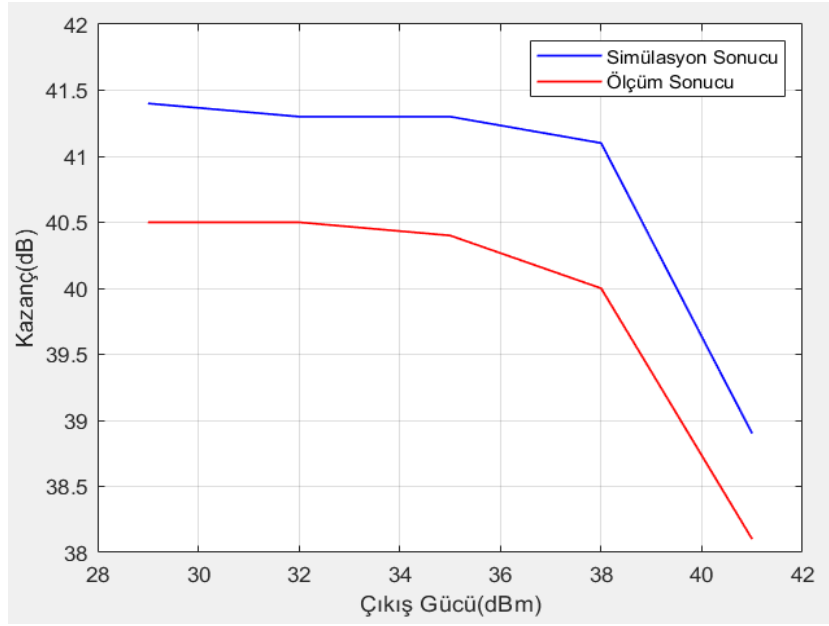


Şekil 4.11 Kontrol Kolu Güç Yükselteci Verimlilik & Çıkış Gücü (1900 MHz)

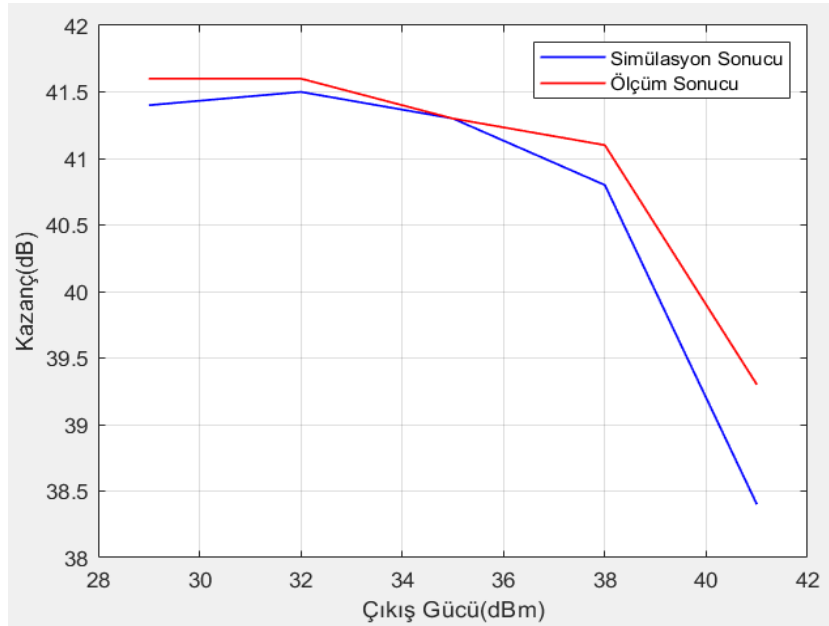
Verimlilik sonuçları mukayese edildikten sonra Kontrol Kolu Güç Yükselteci çıkış gücü ile kazanç sonuçlarının simülasyon ile ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır. Kontrol Kolu Güç Yükseltecinin çıkış gücü/kazanç grafikleri Şekil 4.12-Şekil 4.14'te verilmiştir. Kontrol Kolu Güç Yükselteci kazanç sonuçlarında tasarım ile ölçüm sonuçları arasında yaklaşık 0.5-1 dB arasında farklar oluşmuştur. Ortaya çıkan bu farkın RF yolundaki ayrık elemanlardan ve baskı devre kartından kaynaklandığı değerlendirilmektedir. Kontrol kolunun tasarımı ve tek başına ölçümleri bu şekilde tamamlanmıştır.



Şekil 4.12 Kontrol Kolu Güç Yükselteci Çıkış Gücü & Kazanç (1700 MHz)



Şekil 4.13 Kontrol Kolu Güç Yükselteci Çıkış Gücü & Kazanç (1800 MHz)

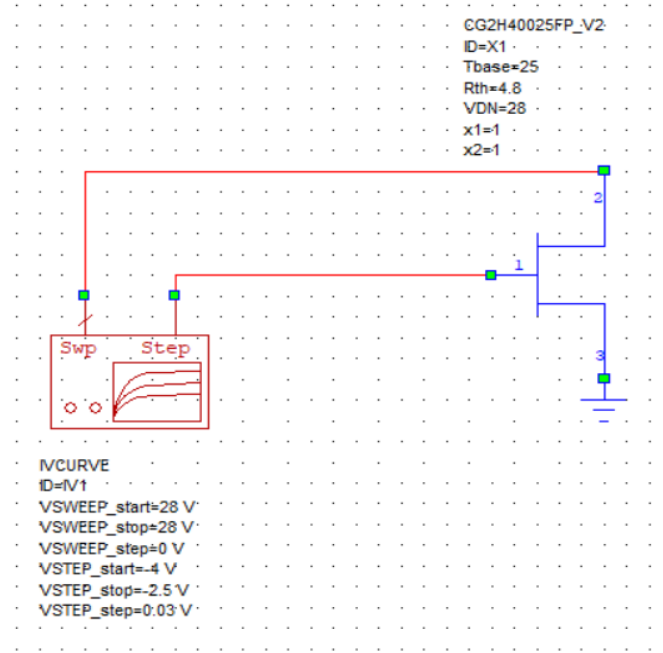


Şekil 4.14 Kontrol Kolu Güç Yükselteci Çıkış Gücü & Kazanç (1900 MHz)

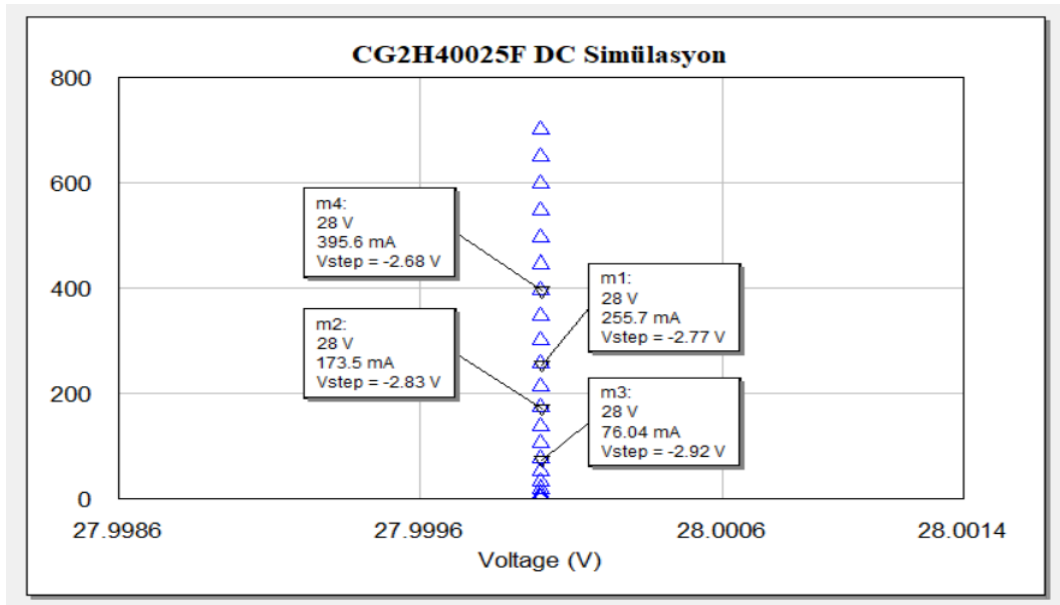
4.3 Ana Kol (Dengeli Yükselteç Kolu) Güç Yükselteç Tasarımı

Dengeli yükselteç kolunun tasarımında transistör olarak Macom firmasının CG2H40025F transistörleri, hibrit kuplör olarak Innovative Power Products firmasının IPP-7032 ürünü kullanılmıştır. Kontrol kolunda hedef güç olarak minimum 40 W çıkış gücü hedeflenmiştir.

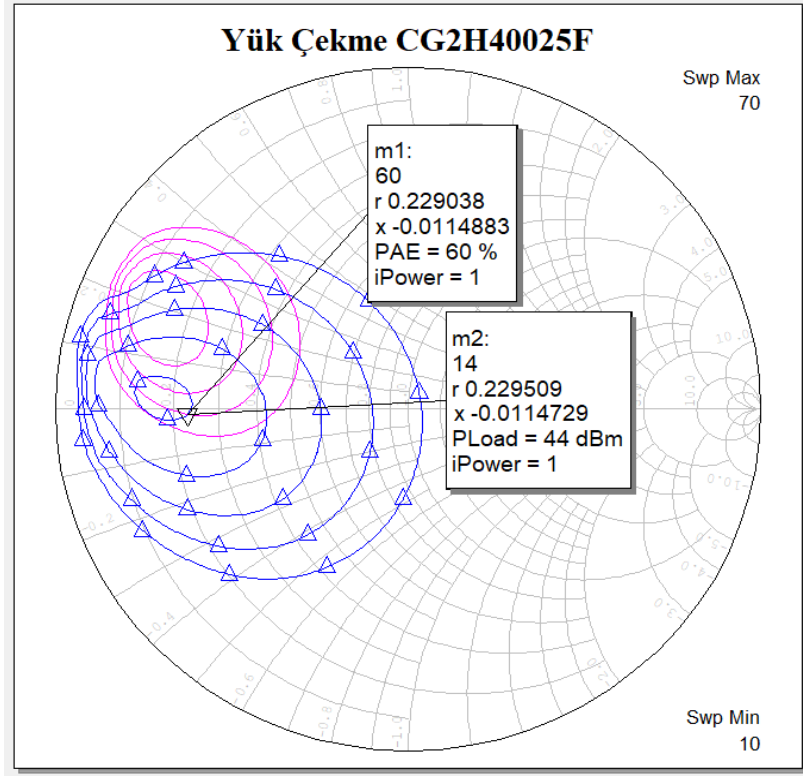
Seçilen transistörün kapı voltajını ayarlayarak Sınıf-AB alışması sağlanmıştır. Bunun için üretici firmanın önerdiği şekilde durgun akım 250 mA olarak ayarlanmıştır. Tasarımda simülasyon alışmaları Macom firmasının sağladığı transistörlerin doğrusal olmayan modeli kullanılarak yapılmıştır. Şekil 4.15’de CG2H40025F transistörü için kurulan DC Simülasyon devresi, Şekil 4.16’da ise kapı gerilimine göre durgun akaç akımının değışimi gösterilmektedir.



Şekil 4.15 Dengeli Yükselteç İçin DC Simülasyon Devresi

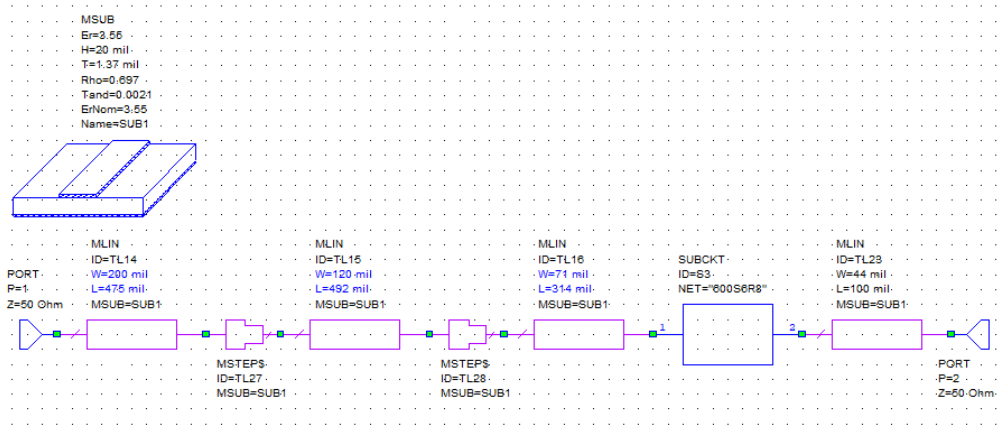


Şekil 4.16 Dengeli Yükselteç Kolu Güç Yükselteci İçin DC Simülasyonu



Şekil 4.18 Dengeli Yükselteç Kolu Güç Yükselteci Yük Çekme Analizi

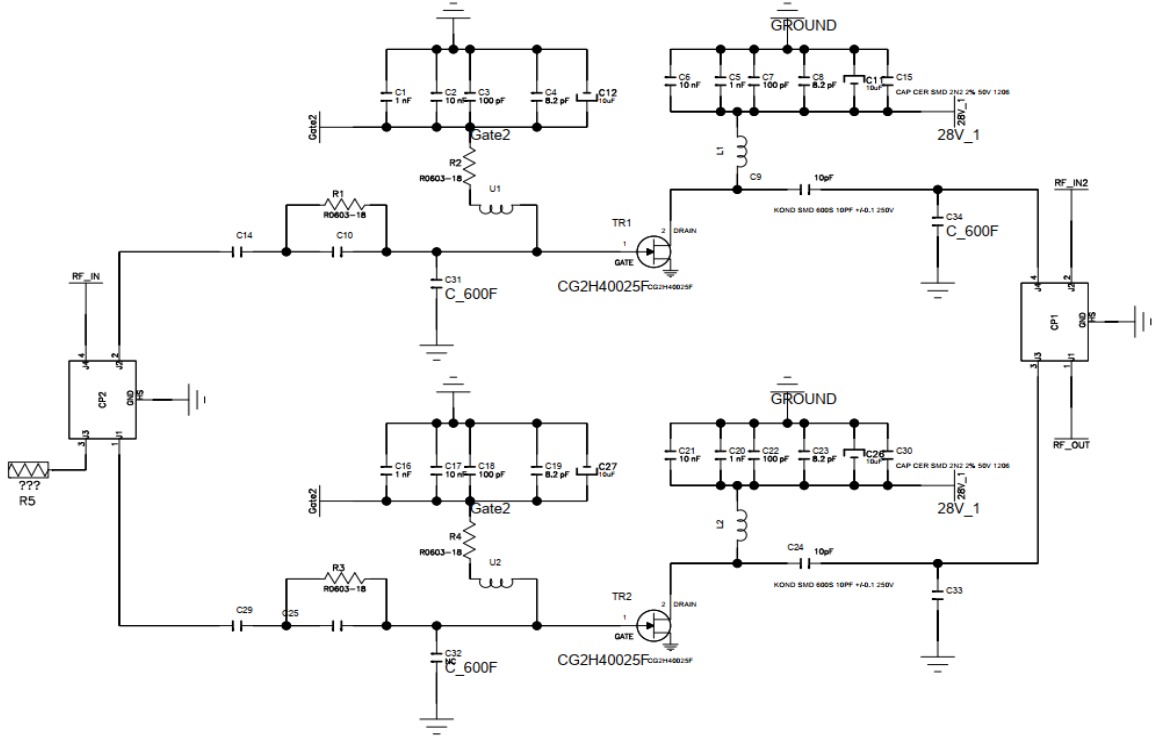
Bu sonuçlara göre en uygun normalize edilmiş çıkış empedansı $0.229 - j0.011$ olarak belirlenmiş ve tasarım bu empedans değerine uygun olarak yapılmıştır. Kararlılık, çıkış gücü ve verim gibi parametrelere dikkat edilerek dengeli yükselteç kolunda kullanılması planlanan güç yükseltecinin tasarımı yapılmış, çıkış eşleştirme ağı Şekil 4.19’da verilmiştir.



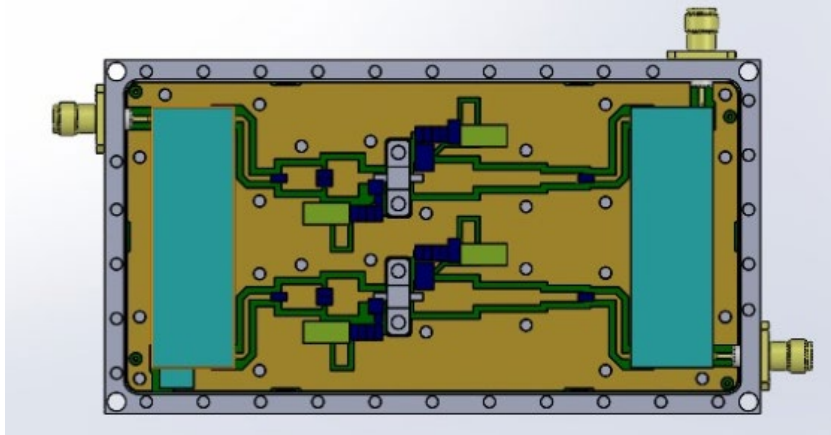
Şekil 4.19 Dengeli Yükselteç Kolu Güç Yükselteci Çıkış Eşleştirme Ağı

Dengeli yükselteç kolu için yapılan simülasyonlar tek transistör için yapılmış olup, Innovative Power Products firmasının IPP-7032 hibrit kuplör ürünü kullanılarak bu yapı dengeli yükselteç topolojisine uygun hale getirilmiştir.

Karta ait şematik Şekil 4.20’de, mekanik Şekil 4.21’de verilmiştir.



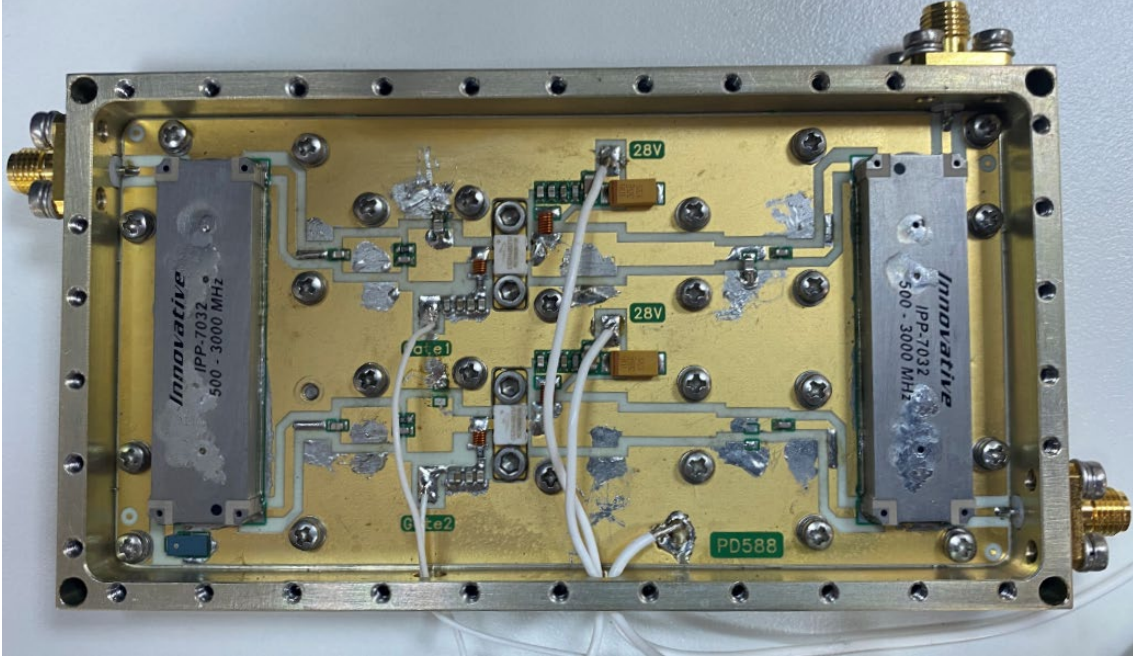
Şekil 4.20 Dengeli Yükselteç Kolu Güç Yükseltici Şematiği



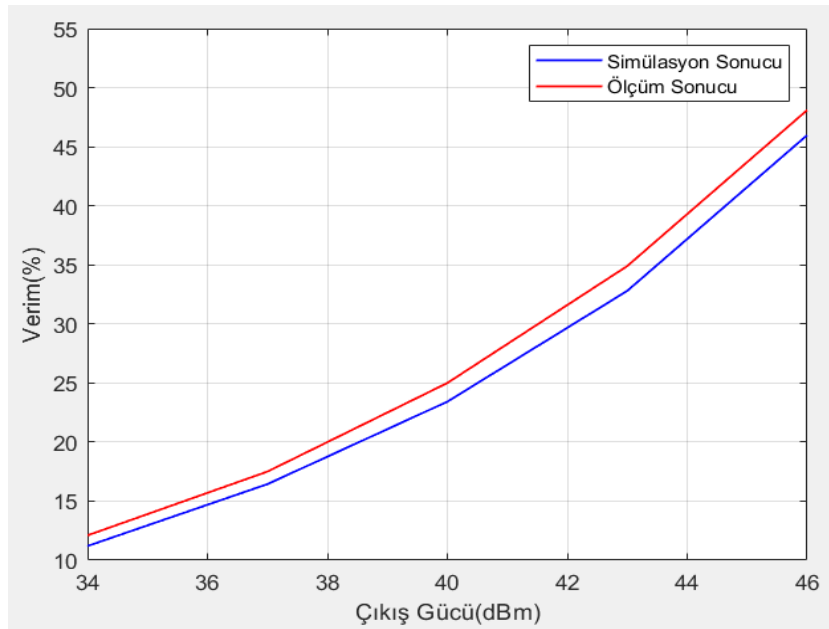
Şekil 4.21 Dengeli Yükselteç Kolu Güç Yükseltici Mekaniği

Tasarımı tamamlanan dengeli güç yükseltcinin üretimi de yapılmıştır. Üretimi yapılan Dengeli Yükselteç Kolu Güç Yükseltici Şekil 4.22’de verilmiştir. Üretim tamamlandıktan sonra Laboratuvar ortamında RF Sinyal Jeneratörü, DC Güç Kaynağı, Güç Ölçer kullanılarak verimlilik ve kazanç değerleri 1700,1800 ve 1900 MHz ‘de ayrı ayrı ölçülmüştür. Üretilen kart kullanılarak gerçek ortamda yapılan ölçümler tasarım ortamındaki simülasyon sonuçları ile mukayese edilmiştir. Bu kapsamda elde edilen Dengeli Yükselteç

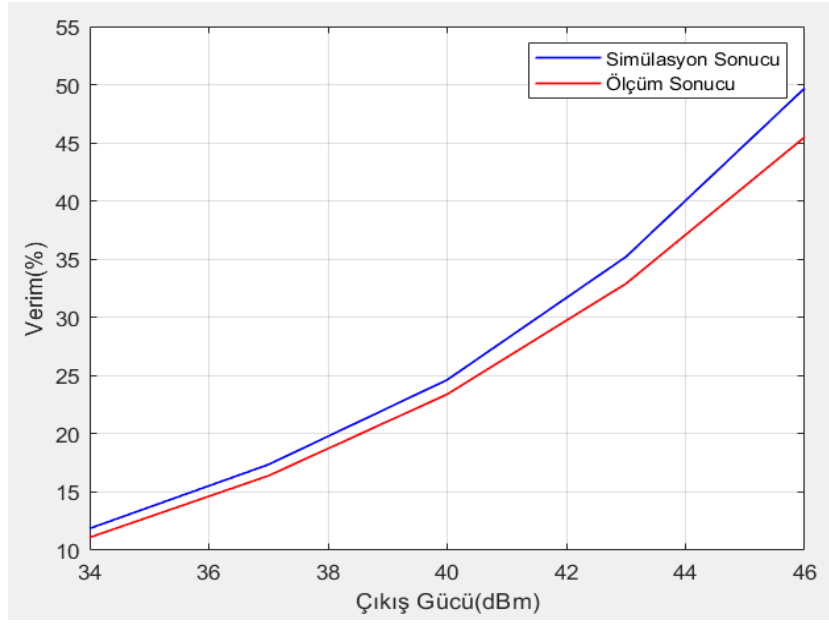
Kolu Güç Yükseltecinin çıkış gücü & akaç verimliliği grafikleri Şekil 4.23-Şekil4.25'te verilmiştir. Sonuçlar incelendiğinde simülasyon sonuçları ile ölçüm sonuçlarının birbirine yakın çıktığı görülmektedir.



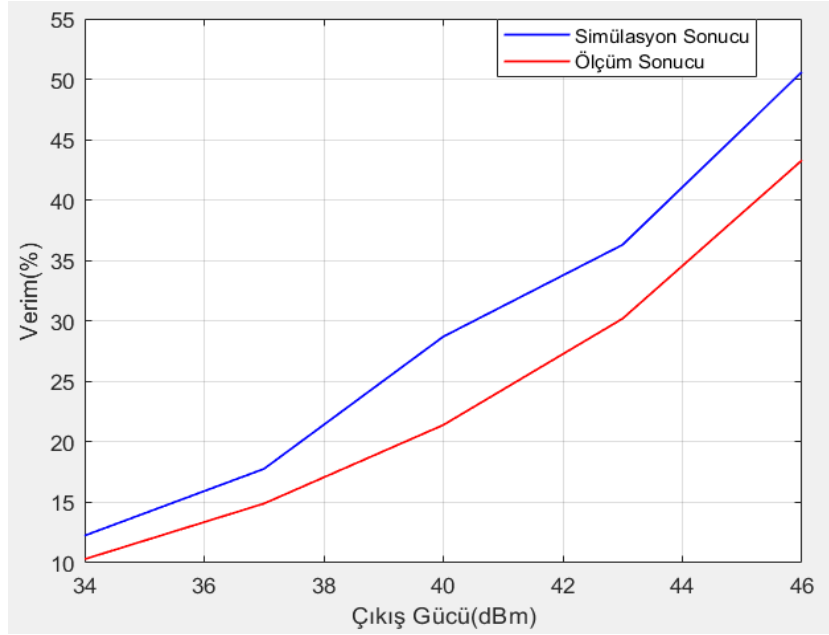
Şekil 4.22 Dengeli Yükselteç Kolu Güç Yükselteci



Şekil 4.23 Dengeli Yükselteç Kolu Verimlilik & Çıkış Gücü (1700 MHz)

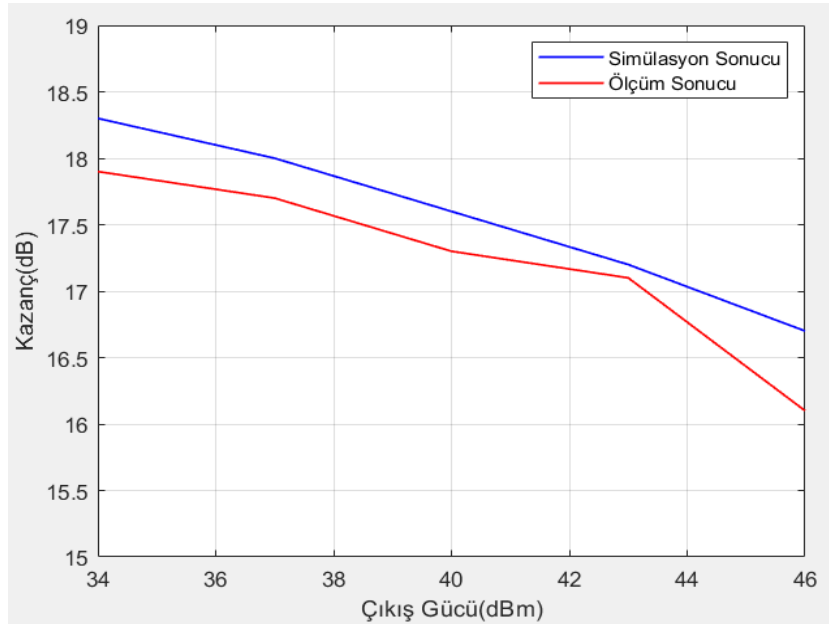


Şekil 4.24 Dengeli Yükselteç Kolu Verimlilik & Çıkış Gücü (1800 MHz)

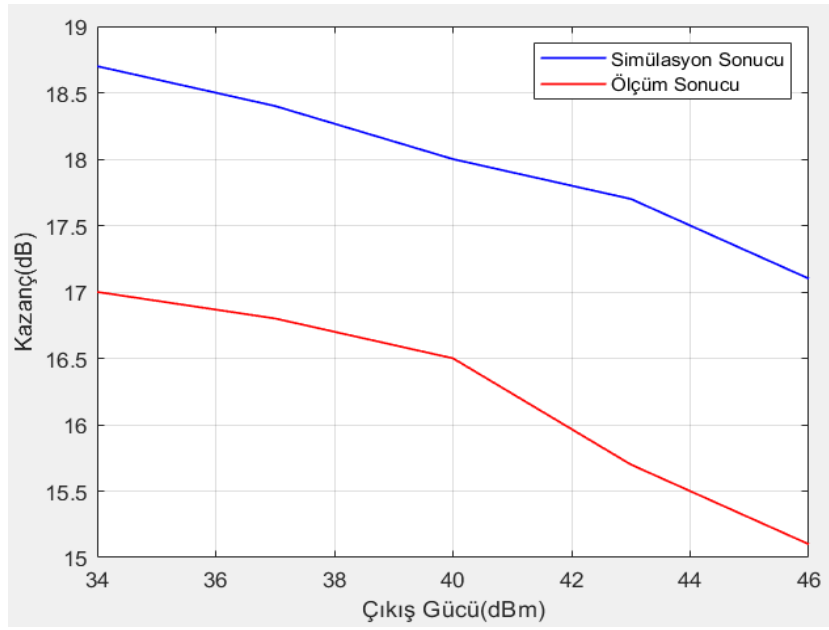


Şekil 4.25 Dengeli Yükselteç Kolu Verimlilik & Çıkış Gücü (1900 MHz)

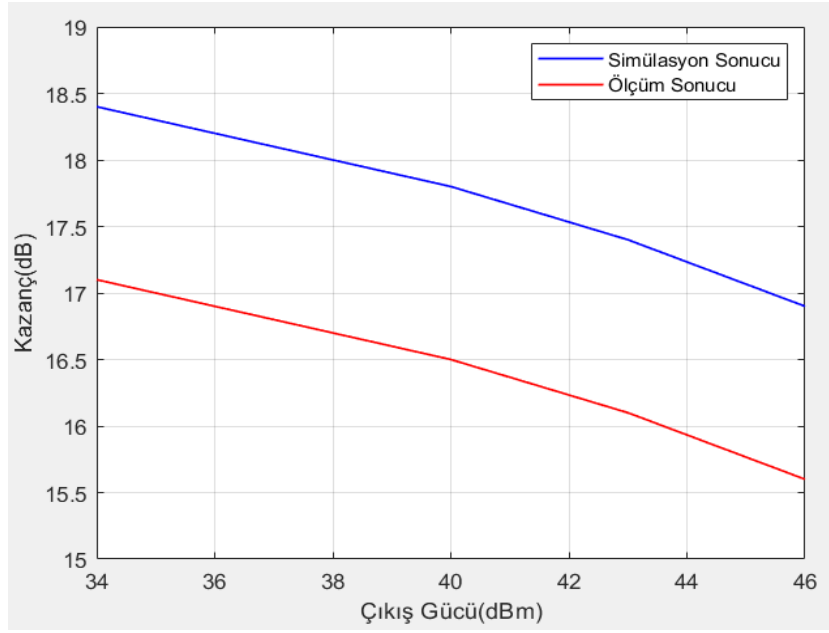
Dengeli yükselteç kolu verim sonuçları incelendikten sonra kazanç sonuçları karşılaştırılmıştır. Dengeli Yükselteç Kolu Güç Yükseltecinin çıkış gücü/kazanç grafikleri Şekil 4.26 - 4.28’de verilmiştir. Elde edilen sonuçlara bakıldığında simülasyon sonuçlarıyla ölçüm sonuçları arasında 1-1.5 dB kazanç farkı çıktığı görülmektedir. Bu fark RF yolundaki ayırık elemanlardan ve baskılı devre kartından kaynaklanabilmektedir.



Şekil 4.26 Dengeli Yükselteç Kolu Çıkış Gücü & Kazanç (1700 MHz)



Şekil 4.27 Dengeli Yükselteç Kolu Çıkış Gücü & Kazanç (1800 MHz)



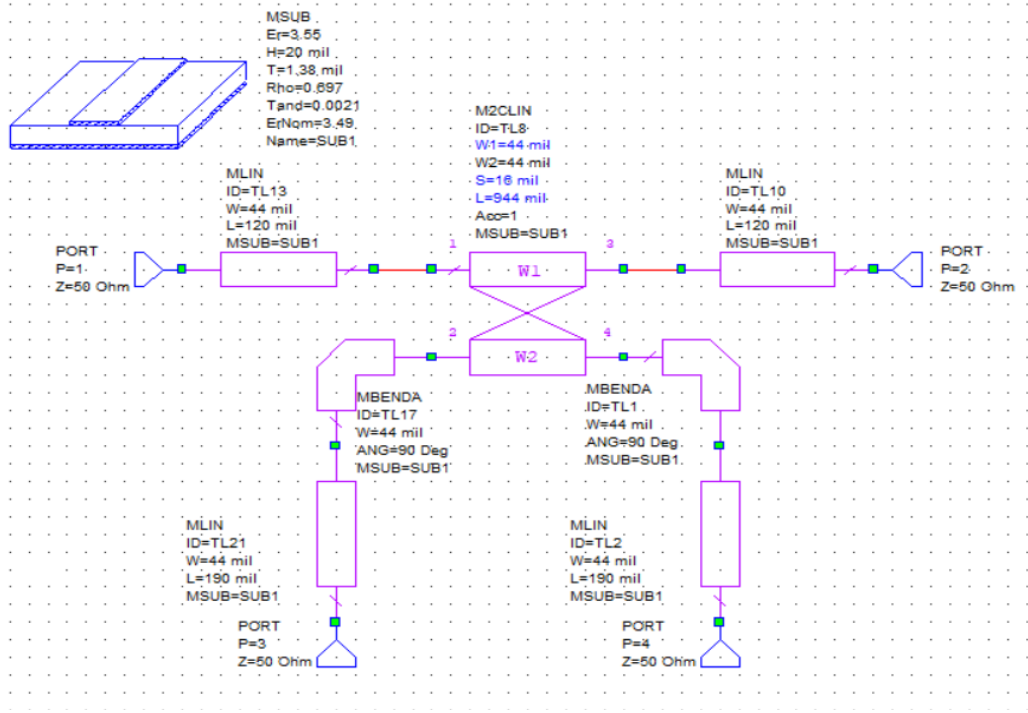
Şekil 4.28 Dengeli Yükselteç Kolu Çıkış Gücü & Kazanç (1900 MHz)

Elde edilen sonuçlara bakıldığında simülasyon sonuçlarıyla ölçüm sonuçları arasında 1-1.5 dB kazanç farkı çıktığı görülmektedir. Bu fark RF yolundaki ayırık elemanlardan ve baskılı devre kartından kaynaklanabilmektedir. Dengeli yükselteç kolunun tasarımı ve tek başına ölçümleri bu şekilde tamamlanmıştır.

4.4 Güç Bölücü Olarak Kullanılacak Yönlü Kuplör Tasarımı

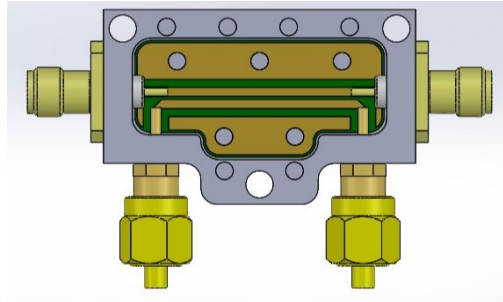
Yapılan simülasyonlar neticesinde kontrol kolu giriş gücü ile dengeli yükselteç kolu giriş gücü arasında yaklaşık 30 dBm fark olacağı görülmüştür. Bu farkın çok olmasından ötürü eşit güçlü iki bölücü tasarımı yapmak yerine minimum 15 dB bağlaşıma sahip yönlü kuplör tasarımı yapıp, eşit olmayan güç bölücü kullanılması tercih edilmiştir.

Kuplör tasarımının şematiği Şekil 4.29'da verilmiştir.



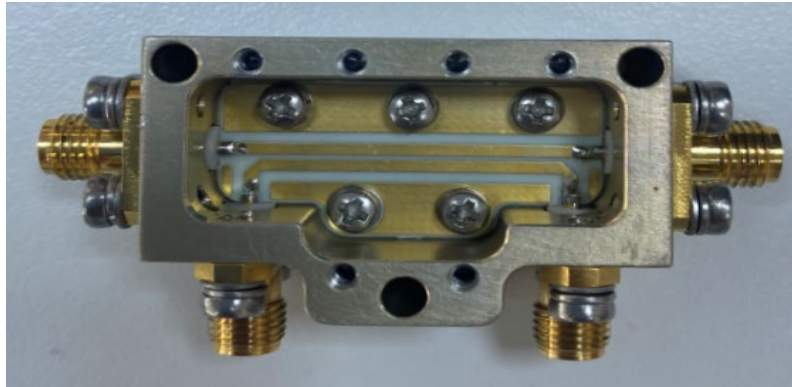
Şekil 4.29 Güç Bölücü Olarak Kullanılacak Yönlü Kuplör Şematiği

Kuplör mekanikğine ait görsel Şekil 4.30’da verilmiştir.



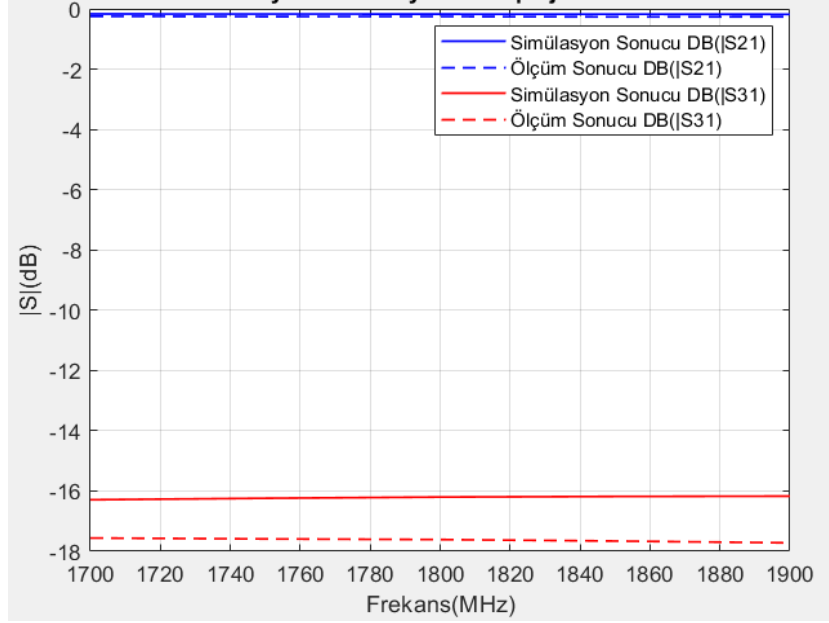
Şekil 4.30 Yönlü Kuplör Mekanikği

Üretimi yapılan kuplör Şekil 4.31’de görülmektedir.

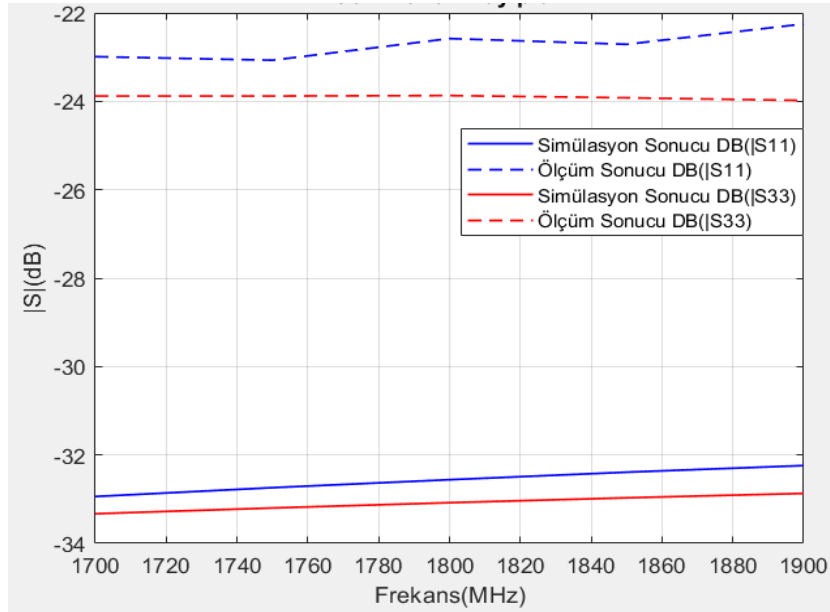


Şekil 4.31 Yönlü Kuplör

Tasarımda elde edilen araya girme kaybı, geri dönüş kaybı ve kuplaj faktörü simülasyon ve ölçüm sonuçları Şekil 4.32-4.33'te verilmiştir. Elde edilen sonuçlarda kuplaj faktöründe simülasyon ile ölçüm sonuçlarında yaklaşık 1 dB fark bulunmaktadır. Burada amacımız kontrol kolu ile dengeli yükselteç kolu arasındaki giriş gücü arasında ortalama 15 dB fark oluşturmak olduğu için arada oluşan 1 dB fark önemli değildir. Geri dönüş kaybı için de minimum 20 dB elde edecek şekilde yapılacak tasarım yeterlidir.



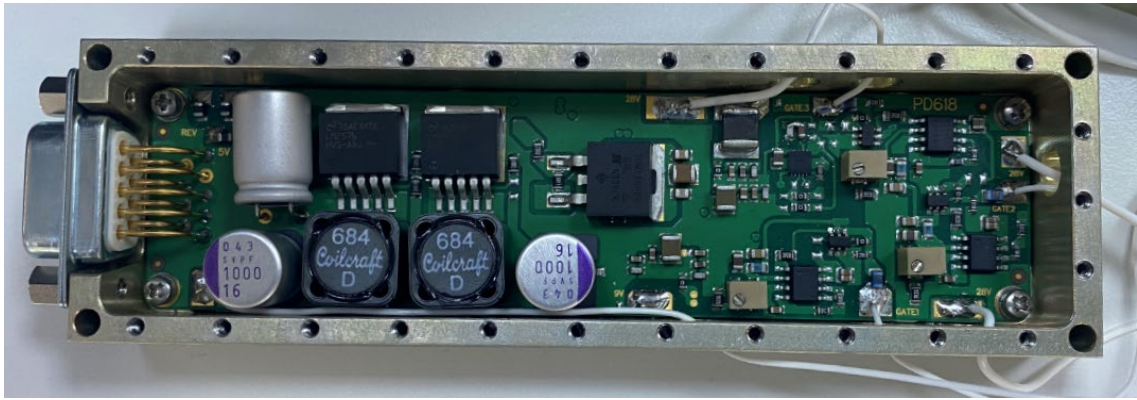
Şekil 4.32 Araya Girme Kaybı Ve Kuplaj Faktörü Sonuçları



Şekil 4.33 Geri Dönüş Kaybı Ölçüm Sonuçları

4.5 Analog Kart Tasarımı

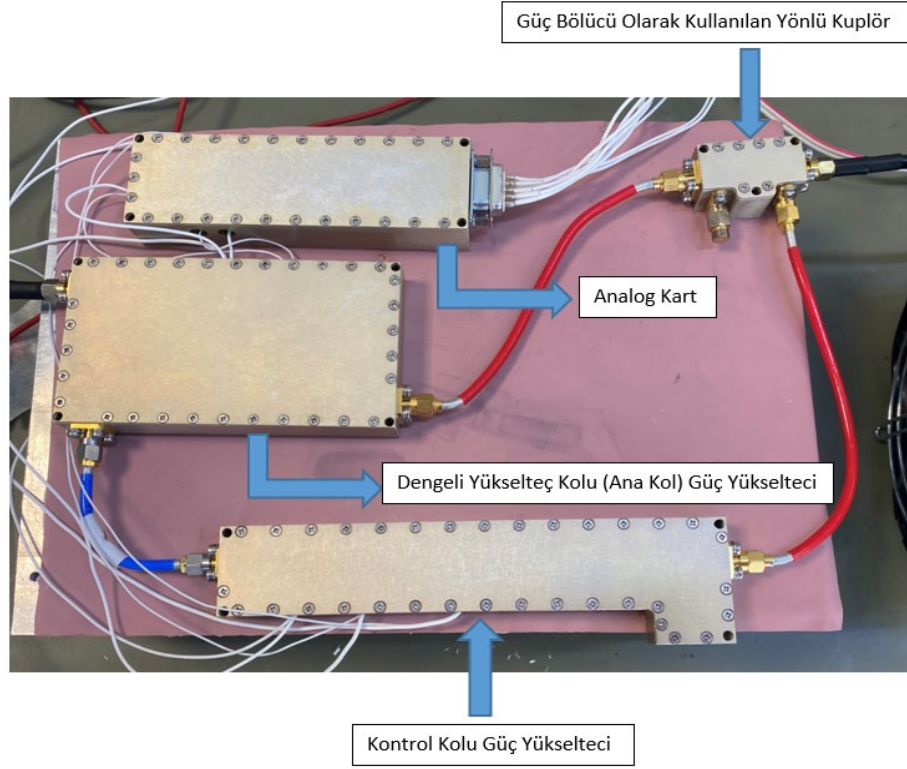
Tasarlanan Tek RF Girişli Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç yapısında 5V, 9V, -5V, 28V'a ihtiyaç bulunmaktadır. Burada; transistörlere ait akaç voltajları için 28V, voltaj bölücü yapısı ile transistörlerin kapı voltajlarını ayarlayabilmek için -5V, GVA123+ ve PHA102+ entegrelerini kullanabilmek için sırasıyla 5V ve 9V'a ihtiyaç duyulmaktadır. Bu voltajları tek bir güç kaynağından sağlayabilmek için analog bir kart tasarımı yapılmıştır. Bu sayede bütün kapı voltajları ve akaç voltajları tek bir güç kaynağı kullanılarak elde edilmiştir. Belirtilen ihtiyaçları karşılayıp, üretilen analog kart Şekil 4.34'te verilmiştir.



Şekil 4.34 Analog Kart

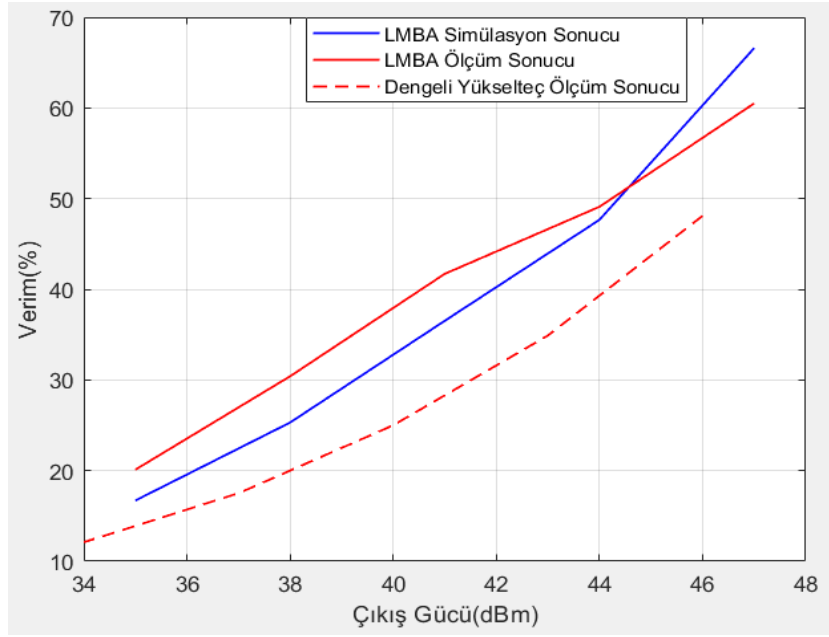
4.6 Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç Sisteminin Ölçüm Sonuçları

Önceki alt bölümlerde detaylı olarak açıklanan Kontrol Kolu Güç Yükselteci, Dengeli Yükselteç Kolu (Ana Kol) Güç Yükselteci, Güç Bölücü Olarak Kullanılan Yönlü Kuplör ve Analog Kart kullanılarak bu tez kapsamında tasarımı ve üretimi hedeflenen LMBA prototip olarak gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen LMBA Şekil 4.35'de gösterilmektedir.

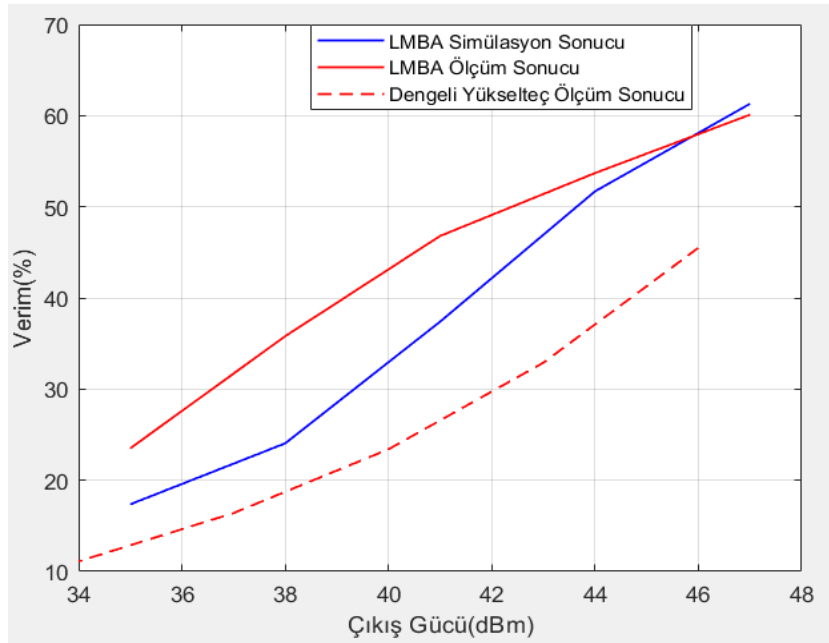


Önceki alt bölümlerde detaylı açıklandığı üzere, “Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç” (LMBA) sisteminde kullanılan yapılar tek başına ölçülmüş ve istenilen sonuçlar elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar incelendiğinde dengeli yükselteç tek başına ölçüldüğünde 46 dBm çıkış gücünde ortalama %43-48 aralığında bir akaç verimliliği, 6 dB düşük çıkış gücünde ise ortalama % 21-25 akaç verimliliği ile çalıştığı görülmektedir.

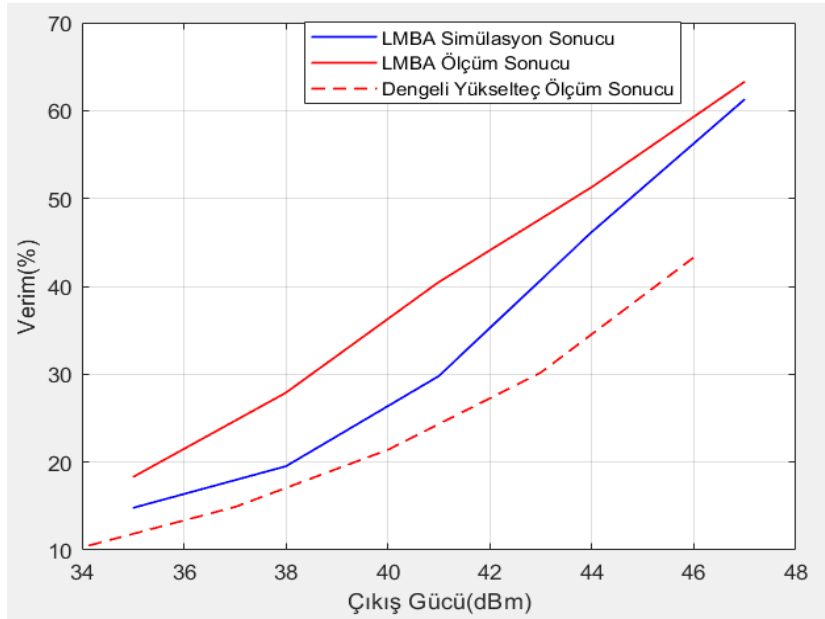
Üretimi yapılan prototip sistemde görülen LMBA’nın simülasyonu yapılmıştır. Simülasyon sonuçları, ölçüm sonuçları ve LMBA yapısı olmadan dengeli yükselteç kolunun verimlilik sonuçları kıyaslanmıştır. Şekil 4.36 – Şekil 4.38 arasındaki grafikler incelendiğinde LMBA yapısının verim sonuçlarının bütün çıkış güçlerinde, dengeli yükselteç verim sonuçlarından daha iyi olduğu görülmektedir. Burada vurgulanması gereken diğer bir husus ise, üretimi yapılan LMBA sistemine ait verimlilik ölçüm sonuçlarının, LMBA sistemi için yapılan verimlilik simülasyon sonuçlarından her frekansta daha iyi çıkmış olmasıdır.



Şekil 4.36 LMBA Verimlilik & Çıkış Gücü (1700 MHz)

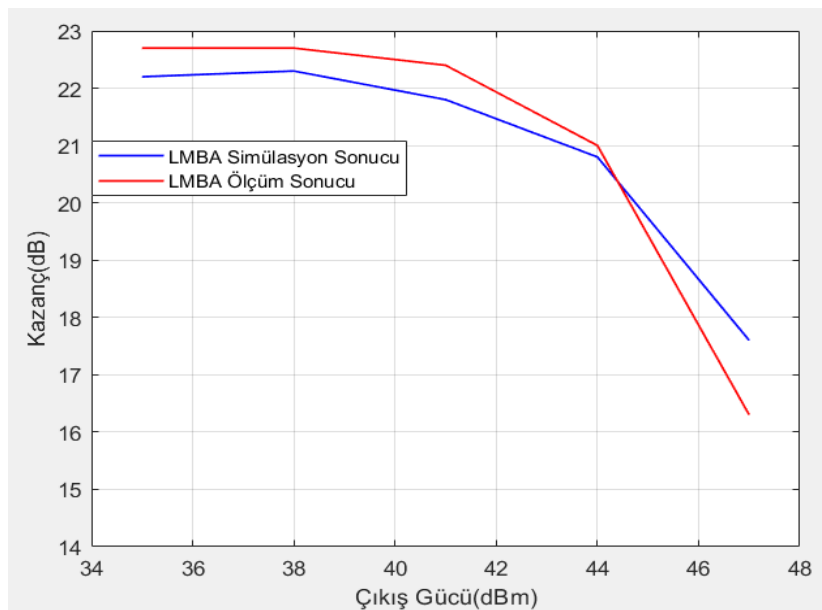


Şekil 4.37 LMBA Verimlilik & Çıkış Gücü (1800 MHz)

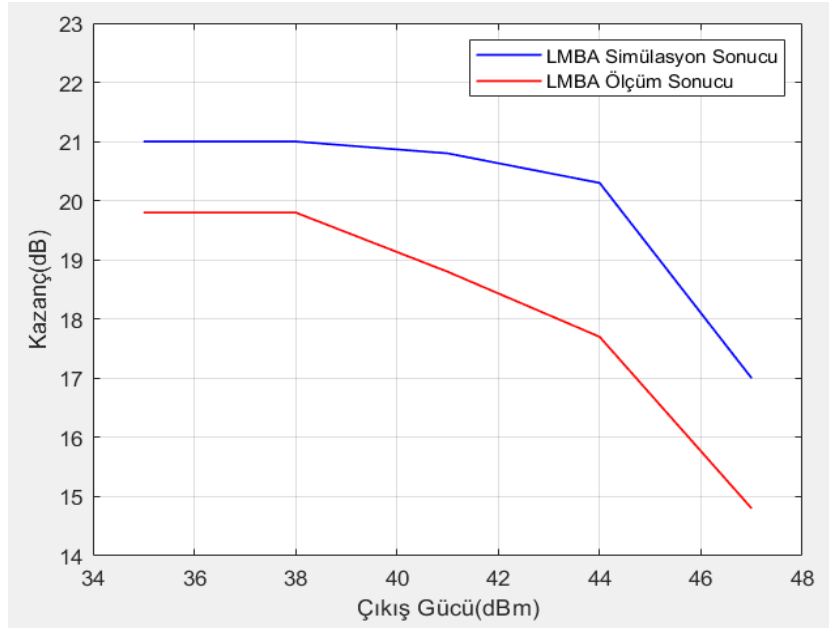


Şekil 4.38 LMBA Verimlilik & Çıkış Gücü (1900 MHz)

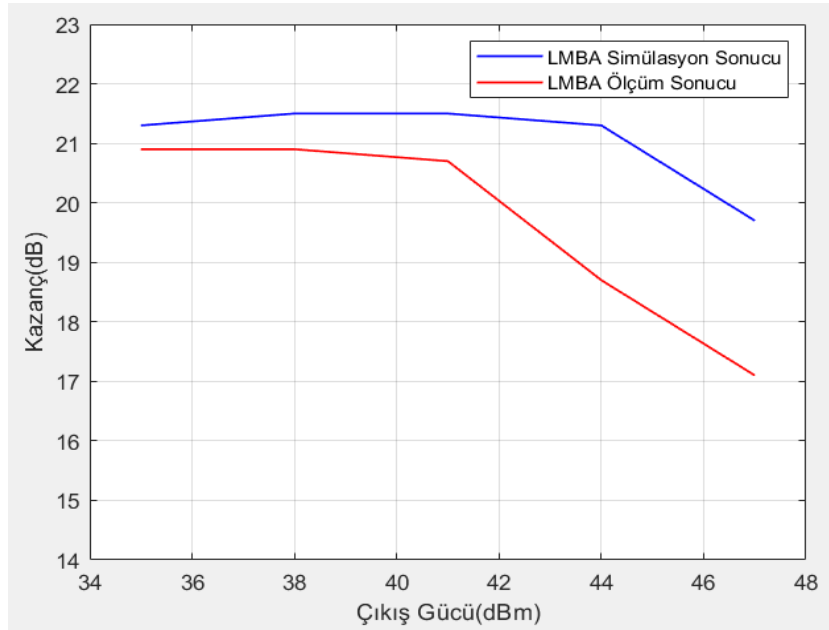
Diğer önemli bir husus; üretilen LMBA Güç Yükselteci kazanç değerlerinin incelenmesidir. Bu kapsamda tasarlanan ve prototip üretimi yapılan yük modülasyonlu dengeli yükseltecin birkaç frekansta elde kazanç ve çıkış güçleri incelenmiştir. Üretilen LMBA prototip ile simülasyon sonuçları çıkış gücü ve kazanç açısından mukayese edilmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 4.39 – Şekil 4.41 ‘de gösterilmektedir. LMBA çıkış gücü & kazanç sonuçları incelendiğinde simülasyon ile ölçüm sonuçları arasında 1.5-2 dB kazanç farkı çıktığı görülmektedir. Bu farkın RF yolundaki ayırık elemanlardan ve baskılı devre kartından kaynaklandığı değerlendirilmektedir.



Şekil 4.39 LMBA Çıkış Gücü & Kazanç (1700 MHz)



Şekil 4.40 LMBA Çıkış Gücü & Kazanç (1800 MHz)



Şekil 4.41 LMBA Çıkış Gücü & Kazanç (1900 MHz)

Takip eden paragraflarda bu zamana kadar elde edilen sonuçlar özetlenecek ve LMBA ile Dengeli Yükselteç ölçüm sonuçları mukayese edilecektir. Tasarımı ve prototip üretimi yapılan LMBA önce yük modülasyonu olmadan geleneksel olarak tasarlanmış dengeli yükselteç ile mukayese edilmiştir. Tablo 4.1’de dengeli yükselteç ölçüm sonuçları özetlenmiştir. Tablo 4.2’de ise tasarımı ve prototip üretimi yapılan Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç (LMBA) ölçüm sonuçları özetlenmiştir. Tablo 4.1 ile Tablo 4.2 mukayese edildiğinde LMBA konfigürasyonu ile birlikte çıkış gücünün 10 W arttığı, maksimum çıkış

gücü seviyesinde ise akaç verimliliğinin 1700-1900 MHz frekans aralığında % 12.4 - % 20 seviyesinde artış gösterdiği, aynı frekans aralığında 6 dB düşük çıkış gücünde ise % 16.7 - % 23.4 seviyesinde artış gösterdiği ölçülmüştür. Elde edilen sonuçların simülasyon sonuçları ile de yakın olduğu gözlenmiştir.

Frekans (MHz)	Dengeli Yükselteç Maksimum Çıkış Gücü(dBm) / Kazanç(dB)	Dengeli Yükselteç $\eta @P_{max}(\%)$	Dengeli Yükselteç $\eta @6dB OBO(\%)$
1700	46dBm / 16dB	48.1	25
1800	46dBm / 15.1dB	45.5	23.4
1900	46dBm / 15.6dB	43.3	21.4

Tablo 4.1 Dengeli Yükselteç Ölçüm Sonuçları

Frekans (MHz)	LMBA Maksimum Çıkış Gücü(dBm) / Kazanç(dB)	LMBA $\eta @P_{max}(\%)$	LMBA $\eta @6dB OBO(\%)$
1700	47dBm / 16.3dB	60.5	41.7
1800	47dBm / 14.8dB	60.1	46.8
1900	47dBm / 17.1dB	63.3	40.5

Tablo 4.2 LMBA Ölçüm Sonuçları

Her frekans ve her güç seviyesi için sistemin taban sıcaklığı 25°C’de iken kalibrasyon yapılmıştır. Alt sistemler arası geçişte kullanılan koaksiyel kabloların faz gecikmeleri de bu bağlamda hesaba katılmıştır.

Alt sistemlerin tek başlarına testlerinin yapılabilmesi için LMBA sistemi bu aşamada modüler olarak üretilmiştir. Sistemin kullanılabilirliğini artırmak için tek mekanik içinde, tek taban malzemesi ile de LMBA sistemi yapılabilir.

Diğer bir önemli konu; tez kapsamında yapılan çalışmaya benzer literatürde yapılan diğer çalışmalar ile mukayese yapılmasıdır. Bu maksatla bu tez kapsamında prototip olarak üretilen LMBA ile literatürde yer alan diğer bazı çalışmalar Tablo 4.3’de mukayese edilmiştir.

Yapılan mukayesede, bu tez kapsamında tasarlanıp üretilen LMBA Güç Yükselteci ile literatürde yapılan benzer diğer çalışmalara nazaran daha yüksek çıkış gücü elde edildiği

görülmektedir.

Çalışmalar	RF Giriş Sayısı	Çalışma Frekansı (GHz)	Maksimum Çıkış Gücü (dBm)	$\eta @P_{max}(\%)$	$\eta @6dB\ OBO(\%)$
Y.Erdem Aras[15]	1	1.7	37.5	53	47
Z. Yin[13]	2	8-12	43.1	52-57	41-44
P.Pednekar[10]	1	1.8-3.8	44	46-70	33-49
Tez Çalışması	1	1.7-1.9	47	60.1-63.3	40.5-46.8

Tablo 4.3 Yapılan Diğer Çalışmalar ile Mukayese

5. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Yüksek veri hızı iletimi için, kablosuz haberleşme standartları sürekli gelişmektedir. Bundan ötürü sinyallere uygulanan modülasyonlar gün geçtikçe daha karmaşık hale gelmektedir. Bunun bir sonucu olarak sinyallerin tepe-ortalama güç oranı (PAPR : Peak To Average Power Ratio) artış göstermektedir.

Güç yükselteçleri (GY), modüle edilen sinyalin tepe noktalarını kırpmadan yükseltmek zorunda olduğundan, düşük çıkış gücü bölgesinde (OBO: output back-off) çalışmaya eğilimlidir. Bu durumda, GY'nin verimliliği oldukça düşüktür. Düşük verimde çalışan bir GY ise genel sistem verimliliğini olumsuz yönde etkilemektedir.

Verimliliği artırmak için GY'lerde kullanılan çeşitli teknikler bulunmaktadır. Bunlar, sabit DC besleme ve sabit yüke dayanan tasarımlar olarak; Sınıf-F ve Ters Sınıf-F gibi harmonik ayarlamalı GY'ler ile Sınıf-D ve Sınıf-E gibi anahtarlama GY'lerdir. Besleme modülasyonunu içeren teknikler arasında Genlik Eleme ve Kurtarma (EER: Envelope Elimination and Restoration) ile Genlik Takibi (ER: Envelope Tracking) bulunmaktadır. Diğer bir verimlilik artırma tekniği ise yük modülasyonuna dayanmaktadır. Yük modülasyon teknikleri, giriş sürücü seviyesine karşılık gelen yükü dinamik olarak değiştirme prensibine dayanır. Yük modülasyon teknikleri, giriş sürücü seviyesine karşılık gelen yükü dinamik olarak değiştirme mantığına sahiptir. Bu sayede düşük çıkış gücü seviyelerinde yüksek verimliliğin korunmasına olanak sağlanır. Temelde anlık çıkış gücüne bağlı olarak yük hattı eşleştirmesini dinamik olarak değiştirme hedeflenmektedir. GY transistörünün gerilim salınımı, tüm çıkış güçleri için sabit tutulur. Çıkış gücündeki değişim, sadece çıkış akımındaki bir değişiklikten kaynaklanır. Yük modülasyonu tekniğini içeren yapılar arasında Doherty GY, Outphasing ve Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç (LMBA: Load Modulated Balanced Amplifier) gibi örnekler verilebilir.

LMBA ilk olarak 2016 yılında Cripps tarafından önerilmiştir. Bu teknik, geniş bir güç geri çekme aralığı ve geniş bant genişliği üzerinde aktif yük modülasyonu sağlayan bir verimlilik geliştirme tekniği olarak tanımlanmıştır. LMBA, giriş ve çıkışta hibrit kuplörler aracılığıyla birleştirilmiş iki transistör ile geleneksel dengeli bir yükselteç mimarisine dayanmaktadır. LMBA tekniğinin dengeli yükselteçlerden farkı, çıkış kuplörünün izole portunun sonlandırılmamasıdır; bunun yerine bir kontrol sinyali uygulanır. Bu kontrol sinyali, geleneksel pasif çıkış uyumlama devresinin yerini alarak aktif uyumlama için kullanılır. Kontrol sinyalinin genlik ve fazını uygun şekilde değiştirerek, dengeli yükselteç

kolundaki transistörlerin empedans eşleşmesi aktif olarak değiştirilebilir.

LMBA tekniği başlangıçta dışarıdan harici olarak verilen bir kontrol sinyali gerektiriyordu. Ancak çoğu haberleşme sisteminde tek bir RF giriş sinyali tercih edilir. Bu nedenle, kontrol sinyalinin modüle edilmiş RF girişinden üretilmesiyle, ilave bir RF giriş sinyaline ihtiyaç duymadan çalışabilen Tek RF-Girişli Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç geliştirilmiştir.

Bu tezin amacı OBO bölgesinde yüksek verim ile çalışan Tek RF-Girişli Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç tasarımı ve prototip üretimini yaparak elde edilen sonuçları geleneksel yapıda tasarlanmış GY ile karşılaştırmaktır.

Bu tez kapsamında tasarımı tamamlanan Tek RF-Girişli Yük Modülasyonlu Dengeli Yükselteç üretilmiştir. Üretilen yükselteç RFTR Elektronik A.Ş. tesislerinde kalibre edilmiş RF ölçüm cihazları ile test edilmiş ve ölçümler yapılmıştır. Çalışma bandı olan 1.7 GHz – 1.9 GHz frekans aralığında 47 dBm (50 W) çıkış gücü, maksimum çıkış gücünde % 60.1-% 63.3, 6 dB düşük çıkış gücünde % 40.5 - % 46.8 akaç verimliliği elde edilmiştir. LMBA ölçüm sonuçları yük modülasyonu olmadan geleneksel olarak tasarlanmış dengeli yükselteç ile mukayese edilmiştir. LMBA konfigürasyonu ile birlikte maksimum çıkış gücünde verimliliğin % 12.4 - % 20 seviyesinde artış gösterdiği, aynı frekans aralığında 6dB düşük çıkış gücünde ise % 16.7 - % 23.4 seviyesinde artış gösterdiği ölçülmüştür.

Müteakip çalışma olarak geleneksel yapıda tasarlanmış dengeli yükselteç ile LMBA yapısı kullanılarak tasarlanan yükseltecin vektör manyetik hatası (EVM: Error Vector Magnitude) ölçümleri yapılarak yükselteçlerin çıkış sinyallerinin bozulmaları karşılaştırılabilir. Bununla birlikte yükselteçlerin AM/AM grafiği ile doğrusal ve doğrusal olmayan bölgelerinin, AM/PM grafiği ile de yükselteçlerdeki faz bozulmalarının karşılaştırılması önerilmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] A. Ronaghzadeh, “Improving the Efficiency of Microwave Power Amplifiers Without Linearity Degradation Using Load and Bias Tuning In a New Configuration,” Doctoral Thesis, The Graduate School of Natural and Applied Sciences, Middle East Technical University, Ankara, Turkey, 2013.
- [2] P. H. Pednekar, “Advanced Load Modulated Power Amplifier Architectures,” Doctoral Thesis, Faculty of the Graduate School, University of Colorado at Boulder, Colorado, United States, 2019.
- [3] C. Ramella, A. Piacibello, R. Quaglia, V. Camarchia, and M. Pirola, “High Efficiency Power Amplifiers for Modern Mobile Communications: The Load-Modulation Approach,” *Electronics (Basel)*, vol. 6, no. 4, p. 96, 2017, doi: 10.3390/electronics6040096.
- [4] S. H. Han and J. H. Lee, “An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission,” *IEEE Wireless Commun*, vol. 12, no. 2, pp. 56–65, 2005, doi: 10.1109/MWC.2005.1421929.
- [5] D. J. Shepphard, J. Powell, and S. C. Cripps, “An Efficient Broadband Reconfigurable Power Amplifier Using Active Load Modulation,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 6, pp. 443–445, 2016, doi: 10.1109/LMWC.2016.2559503.
- [6] D. J. Shepphard, J. Powell, and S. C. Cripps, “A Broadband Reconfigurable Load Modulated Balanced Amplifier (LMBA),” in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pp. 947–949, 2017, doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058743.
- [7] R. Quaglia and S. Cripps, “A Load Modulated Balanced Amplifier for Telecom Applications,” *IEEE Trans Microw Theory Tech*, vol. 66, no. 3, pp. 1328–1338, 2018, doi: 10.1109/TMTT.2017.2766066.
- [8] J. R. Powell, D. J. Shepphard, R. Quaglia, and S. C. Cripps, “A Power Reconfigurable High-Efficiency X -Band Power Amplifier MMIC Using the Load Modulated

- Balanced Amplifier Technique,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 6, pp. 527–529, 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2824560.
- [9] P. H. Pednekar and T. W. Barton, “RF-input load modulated balanced amplifier,” in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pp. 1730–1733, 2017, doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058977.
- [10] P. H. Pednekar, E. Berry, and T. W. Barton, “RF-Input Load Modulated Balanced Amplifier With Octave Bandwidth,” *IEEE Trans Microw Theory Tech*, vol. 65, no. 12, pp. 5181–5191, 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2748123.
- [11] P. H. Pednekar, W. Hallberg, C. Fager, and T. W. Barton, “Analysis and Design of a Doherty-Like RF-Input Load Modulated Balanced Amplifier,” *IEEE Trans Microw Theory Tech*, vol. 66, no. 12, pp. 5322–5335, 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2869571.
- [12] Y. Cao, H. Lyu, and K. Chen, “Load Modulated Balanced Amplifier with Reconfigurable Phase Control for Extended Dynamic Range,” in *2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pp. 1335–1338, 2019, doi: 10.1109/MWSYM.2019.8700979.
- [13] Z. Yin, H. Tao, G. Wang, and R. Guo, “8-12GHz Pre-matched Load Modulation Balanced Power Amplifier,” in *2021 7th International Conference on Computer and Communications (ICCC)*, pp. 169–172, 2021, doi: 10.1109/ICCC54389.2021.9674439.
- [14] T. Cappello, P. Pednekar, C. Florian, S. Cripps, Z. Popovic, and T. W. Barton, “Supply- and Load-Modulated Balanced Amplifier for Efficient Broadband 5G Base Stations,” *IEEE Trans Microw Theory Tech*, vol. 67, no. 7, pp. 3122–3133, 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2915082.
- [15] Y. E. Aras, “Analytical Model and Design of Load Modulated Balanced Amplifier,” Master’s Thesis, The Graduate School of Engineering and Science, Bilkent University, Ankara, Turkey, 2020.
- [16] B. Almgren, “Dynamic Load Modulation,” Master’s Thesis, Department of Technology and Built Environment, University of Gävle, Gävle, Sweden, 2007.
- [17] N. Şahan, “Innovative Approaches In Doherty Amplifier Design For Higher Efficiency

- And Wider Frequency Bandwidth,” Doctoral Thesis, Electrical and Electronics Engineering, Middle East Technical University, Ankara, Turkey, 2013.
- [18] F. Bayraktar, “Yüksek Verimli F-Sınıfı Mikrodalga Güç Yükselteç Tasarımı,” Yüksek Lisans Tezi, Elektrik Elektronik Mühendisliği, Hacettepe Üniversitesi, Ankara, Türkiye, 2017.
- [19] G. Skaria, “Class F and Inverse Class F Power Amplifier Subject to Electrical Stress Effect,” Master Thesis, Department of Electrical Engineering and Computer Science, University of Central Florida, Orlando, Florida, 2011.
- [20] S. -A. El-Hamamsy, “Design of high-efficiency RF Class-D power amplifier,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. 9, no. 3, pp. 297–308, 1994, doi: 10.1109/63.311263.
- [21] G. F. Collins and J. Wood, “Class-E power amplifier design at 2.5 GHz using a packaged transistor,” in *2013 IEEE Radio and Wireless Symposium*, pp. 259–261, 2013, doi: 10.1109/RWS.2013.6486707.
- [22] L. R. Kahn, “Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration,” *Proceedings of the IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803–806, 1952, doi: 10.1109/JRPROC.1952.273844.
- [23] Y. Jing and B. Zhu, “A 2.4 GHz SiGe Envelope Tracking Power Amplifier for LTE Applications,” in *2023 6th World Conference on Computing and Communication Technologies (WCCCT)*, pp. 52–56, 2023, doi: 10.1109/WCCCT56755.2023.10052136.
- [24] K. Peker, “Design of a High Efficiency Power Amplifier by Using Doherty Configuration,” Master’s Thesis, Department of Electrical and Electronics Engineering, Bilkent University, Ankara, Turkey, 2010.
- [25] B. Zeng, S. Zheng, W. S. Chan, and X. Zhou, “Design of a High-Efficiency Outphasing Power Amplifier With Enhancing Back-Off Range for 5G Applications,” in *2023 IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA)*, pp. 442–444, 2023, doi: 10.1109/CAMA57522.2023.10352869.
- [26] N. Sahan, “High Power, Wideband, Linear RF Power Amplifier Design,” Master’s

Thesis, Electrical and Electronics Engineering, Middle East Technical University, Ankara, Turkey, 2007.

- [27] Norman Dye and Helge Granberg, “Power Amplifier Design,” in *Radio Frequency Transistors: Principles and Practical Applications*, pp. 113–122, 1993.
- [28] J. Shumaker, R. Basset, and A. Skuratov, “High-power GaAs FET amplifiers: Push-pull versus balanced configurations”, *Appl. Microw. Wireless*, vol. 14, no. 5, pp. 26–32, May 2002.
- [29] Pieter LD. Abrie, *Design of RF and Microwave Amplifiers and Oscillators*, Boston, Artech House, 1999.
- [30] K. B. Niclas, W. T. Wilser, R. B. Gold, and W. R. Hitchens, “Application of the Two-Way Balanced Amplifier Concept to Wide-Band Power Amplification Using GaAs MESFET’s,” *IEEE Trans Microw Theory Tech*, vol. 28, no. 3, pp. 172–179, 1980, doi: 10.1109/TMTT.1980.1130037.
- [31] Zoya B. Popović and Branko D. Popović, *Introductory Electromagnetics*. Prentice Hall, 2000.
- [32] E. Mehter, R. Bilgiç and M. Üçüncü, “Radar HF Bandı RF Güç Yükselteci Tasarımı ve Üretimi,” *Bitlis Eren Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi*, vol. 10, no. 4, pp. 1232–1248, 2021, doi: 10.17798/bitlisfen.892717.