
GAZİ ÜNİVERSİTESİ
Gazi
1926

J SINIFI GENİŞ BANT MİKRODALGA GÜÇ YÜKSELTECİ TASARIMI VE SİMÜLASYONU

Ahmet AKTAŞ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ARALIK 2021

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmasında;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmasında yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Ahmet AKTAŞ

01/12/2021

J SINIFI GENİŞ BANT MİKRODALGA GÜÇ YÜKSELTECİ TASARIMI VE SİMÜLASYONU

(Yüksek Lisans Tezi)

Ahmet AKTAŞ

GAZİ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Aralık 2021

ÖZET

Mikrodalga güç yükselteçler, mikrodalga sistemlerde genelde verici katında bulunan antenden önce yer alır. Bu tip güç yükselteçlerin tasarımlarında transistör özelliklerine göre farklı tip transistörler kullanılır. Güç yükselteci tasarımlarında çıkış gücü, verim, güç kazancı, bant genişliği gibi parametreler önemlidir. Tasarımlarda transistörün giriş ve çıkış katlarında uyumlama devreleri kullanmak mecburidir. Uyumlama devrelerinin kullanım amacı kayıpları minimum seviyede tutmaktır. Bu sayede en az kayıpla istenen kuvvetlendirme işlemi gerçekleştirilmiş olur. Düşük gerilimle çalışan GaAs yapılı transistörlerden çok daha yüksek güç gerektiren GaN yapılı transistörlere kadar farklı uyumlama devreleri kullanılır. Transistörler iletim açısına göre sınıflandırılır. Bu tez çalışmasında yeni bir sınıf olan J sınıfı güç yükselteci seçilmiştir. Devre tasarımında AWR (Applied Wave Research) simülasyon programıyla Cree firmasına ait CG2H40025 transistörü kullanılmıştır. Transistör AWR kütüphanesine eklendikten sonra DC, I-V eğri simülasyonu yapılmıştır. Maksimum kazanç ve verim değerlerini elde etmek için uyumlama devreleri kullanılmıştır. AWR simülasyon programında S parametreleri ve tasarım analizi yapılmış, yapılan simülasyonlar sonucunda, 2 GHz frekans seviyesinde %70 verim ve 12 dB sinyal kazancı elde edilmiştir. Sonuç olarak simülasyonlarda tek katlı ve iki kapılı mikrodalga güç yükseltecinde hedeflenen 42 dBm çıkış gücü ve %70 verimlilik elde edilmiştir. Buna ek olarak 2 GHz merkez frekansında çalışma ve 1 GHz bant genişliği elde edilmiştir. Böylece tasarlanan güç yükseltecinin mobil haberleşme sistemleri için kullanılabileceği gösterilmiştir.

Bilim Kodu : 90516

Anahtar Kelimeler : Geniş bant, bant genişliği, güç yükselteci, yüksek frekans, kazanç verim, iletim açısı

Sayfa Adedi : 83

Danışman : Prof. Dr. Nursel AKÇAM

DESIGN AND SIMULATION OF WIDEBAND MICROWAVE POWER AMPLIFIER OF CLASS J

(M. Sc. Thesis)

Ahmet AKTAŞ

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

December 2021

ABSTRACT

Microwave power amplifiers are generally located before the antenna on the transmitter level in microwave systems. Different types of transistors are used in the designs of this type of power amplifier according to characteristics of the transistor. The design includes input and output stages. Matching circuits must be used in such designs. We use this matching circuits which provide to keep losses to a minimum level. The desired strengthening process is achieved with the least loss in this way. Power amplifier design has different features. These are output power, efficiency, power gain and bandwidth. Different matching circuits are used from GaAs transistors which work with low voltage to GaN transistors which require much higher power. Transistors are classified according to the conduction angle. Class J power amplifier which is a new class has been selected. CG2H40025 transistor of Cree brand was used with AWR simulation program in circuit design. DC I-V curve simulation was performed after the transistor was added in the AWR library. Matching circuits were used to obtain maximum gain and efficiency values. S parameters and design analysis were realised in AWR simulation program. As a result of the simulations, 70% efficiency and 12 dB signal gain were obtained at 2 GHz frequency level. As a result, 42 dBm output power, 70% efficiency and 1 GHz bandwidth values which are targeted were achieved in the single stage and two port microwave power amplifier. Thus, it has been shown that it can be used for mobile communication systems (LTE).

Science Code : 90516

Key Words : Wideband, bandwidth, power amplifier, high frequency, gain efficiency, conduction angle

Page Number : 83

Supervisor : Prof. Dr. Nursel AKÇAM

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimimde benimle değerli bilgilerini paylaşan ve bana liderlik eden danışmanım Prof. Dr. Nursel AKÇAM'a teşekkür etmeyi borç bilirim. Çalışmalarımda bana destek çıkan, karşılaştığım problemlerde çözüme ulaşmama yardımcı olan, değerli bilgilerini benimle paylaşıp yardımcı olan Arş. Gör. Burak DÖKMETAŞ'a teşekkürü borç bilirim. Yüksek Lisans eğitimim boyunca bize elinden geldiğinden fazla yardımı olan Prof. Dr. Mehmet Timur AYDEMİR'e teşekkürü borç bilirim. Bazı zorlu süreçlerden geçerken yanımda olup benden desteğini esirgemeyen aileme sonsuz minnettarım. Diğer teşekkürümü ise yüksek lisans boyunca fikir alışverişi içinde olduğum ve birlikte eğlenceli zaman geçirdiğim yakın arkadaşlarıma teşekkürü borç bilirim. Bana zaman ayırdıkları için minnettarım.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET iv

ABSTRACT v

TEŞEKKÜR vi

İÇİNDEKİLER vii

ÇİZELGELERİN LİSTESİ ix

ŞEKİLLERİN LİSTESİ x

SİMGELER VE KISALTMALAR xii

1. GİRİŞ 1

2. MİKRODALGA GÜÇ YÜKSELTECİ TASARIM İÇERİĞİ 3

2.1. Tasarımın Kullanım Alanları 3

2.2. Materyal ve Metod 4

2.2.1. Kazanç 4

2.2.2. Empedans uyumlama devreleri 5

2.2.3. Bant genişliği 6

3. MİKRODALGA GÜÇ YÜKSELTECİNE GENEL BAKIŞ VE TASARIMA GİRİŞ 9

3.1. Transistör Özellikleri ve Karakteristiği 9

3.1.1. İşlemsel yükselteçler 13

3.1.2. RF güç yükselteçleri ve iletim açısına göre sınıfları 14

3.1.3. Mikrodalga devrelerde kullanılan temel parametreler ve aralarındaki ilişkiler 19

3.1.4. Mosfet RF performansı 27

3.2. Gürültü Faktörü 28

3.3. Giriş ve Çıkış VSWR 29

Sayfa

3.4. Frekans Değişimine göre Güç Kazancının ölçülmesi ve İzlenilmesi 29

3.4.1. Yüksek frekans ve bant genişliği 30

3.5. Tasarımı Sınırlayan Koşullar 30

3.5.1. Doğrusallık 30

3.5.2. Giriş akımı ve gerilimi 31

3.5.3. Kazanç 32

3.5.4. Transistör doyum noktası 32

3.5.5. Transistör akım – gerilim karakteristiği 33

3.5.6. Giriş ve çıkış R, L, C devreleri 33

3.5.7. Dış etkenler 34

4. GÜÇ YÜKSELTEÇ TASARIM ADIMLARI VE TEMEL ÖZELLİKLER 39

4.1. Giriş Katı Karakteristik Özellikleri 40

4.2. Çıkış Katı Karakteristik Özellikleri 41

5. AWR PROGRAMI YARDIMIYLA BAZI DEVRE DENEMELERİ VE TRANSİSTÖR KARAKTERİZASYONU 43

5.1. Simülasyon Çıktıları 43

6. SONUÇ VE ÖNERİLER 55

KAYNAKLAR 59

EKLER 63

EK-1. Cree Firması CG2H40025 GaN HEMT 0 – 4 GHz Giriş ve Çıkış Eşlenik Empedans Değerleri (50 Ohm Yük Sonlandırma) 64

EK-2. Cree firması CG2H40025 GaN HEMT 0-4 GHz giriş ve çıkış eşlenik empedans değerlerinin Matlab grafiğinin oluşturulması 65

EK-3. Cree firması CG2H40025 GaN HEMT veri sayfaları 68

ÖZGEÇMİŞ 82

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge **Sayfa**

Çizelge 2.1. Kablosuz haberleşme sistemi için frekans ve çıkış gücü değerleri 3

Çizelge 3.1. Yarı iletkenler ve bazı özellikleri 9

Çizelge 3.2. Yarı iletken aygıt teknolojisinde kullanılan çeşitli malzemeler için performans katsayıları (figures of merit) 10

Çizelge 3.3. Mobil ağ teknolojilerinin gelişimi ve teknik detaylar 12

Çizelge 3.4. Yansıma durumuna göre yansıma parametrelerinin değerleri 21

Çizelge 3.5. Simülasyon ve baskı devre değerlendirmesi 27

Çizelge 5.1. Transistörün 0,5 – 4 GHz giriş ve çıkış empedans eşleniklerinin değişimi 48

Çizelge 5.2. Z_{L2} ve Z_{C3} değerleinin hesaplanması için A2 ve B3 katsayılarının değişimi 50

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil **Sayfa**

Şekil 3.1. Çeşitli yarı iletken aygıtlar için çalışma frekansına bağlı ortalama çıkış gücü grafiği 11

Şekil 3.2. İşlemsel yükselteç genel gösterimi 13

Şekil 3.3. RF/Mikrodalga güç yükselteci genel gösterimi 14

Şekil 3.4. Tasarım blok diyagramı 19

Şekil 3.5. Yüksek frekansta cihaz karakteristiği 20

Şekil 3.6. Yansıyan dalga parametreleri 20

Şekil 3.7. İletilen dalga parametreleri 21

Şekil 3.8. İki kapılı mikrodalga güç yükselteci matris parametreleri 22

Şekil 3.9. İki kapılı mikrodalga güç yükselteci devrelerde s parametreleri gösterimi 22

Şekil 3.10. İki kapılı mikrodalga güç yükselteci devrelerde detaylı s parametreleri gösterimi 23

Şekil 3.11. Rastgele kaynak ve yükle s parametreleri 24

Şekil 3.12. Mikrodalga güç yükselteci yapısı, empedans ve yansıma parametreleri 25

Şekil 3.13. Smith diyagramı özellikleri, kapasitör ve endüktör ekleme durumları 26

Şekil 3.14. Empedans uyumlama gösterimi 26

Şekil 3.15. Güç yükselteci 1 dB bastırma noktası 33

Şekil 5.1. Gate eşik gerilimi değişimine göre DC I-V eğrisi 43

Şekil 5.2. Gate eşik gerilimi DC –I-V eğrisi 44

Şekil 5.3. Gate çalışma gerilimi DC I-V eğrisi 44

Şekil 5.4. Doymuş drain akımı DC I-V eğrisi 44

Şekil 5.5. Drain-source kırılma gerilimi DC I-V eğrisi 45

Şekil 5.6. Transistörün 0-4 GHz giriş ve çıkış empedans değişimi 45

Şekil **Sayfa**

Şekil 5.7. V_{GS} gerilimi değişimine göre transistörün 0-4 GHz giriş ve çıkış empedans değişimi 46

Şekil 5.8. Transistörün 2-4 GHz giriş ve çıkış empedans değişimi 46

Şekil 5.9. Transistörün 0-4 GHz giriş ve çıkış empedans eşleniklerinin değişimi 47

Şekil 5.10. V_{GS} gerilimi değişimine göre transistörün 0-4 GHz giriş ve çıkış empedans eşleniklerinin değişimi 47

Şekil 5.11. Transistörün 2-4 GHz giriş ve çıkış empedans eşleniklerinin değişimi 48

Şekil 5.12. Tasarlanan giriş uyumlama devresi için merdiven topolojisi 49

Şekil 5.13. Tasarlanan giriş uyumlama devresinin Smith diyagramında 2-4 GHz empedans değişimi 50

Şekil 5.14. Harmonik kontrolü için tasarlanan 1,5-2,5 GHz mikrodalga güç yükselteci devre şematiği 51

Şekil 5.15. Harmonik kontrolü için tasarlanan 1,5-2,5 GHz mikrodalga güç yükselteci kazanç ve verim değerleri 51

Şekil 5.16. 2. Ve 3. harmonik kontrolü için tasarlanan 2-2,5 GHz mikrodalga güç yükselteci devre şematiği 52

Şekil 5.17. 2. Ve 3. harmonik kontrolü için tasarlanan 2-2,5 GHz mikrodalga güç yükselteci kazanç ve verim değerleri 53

Şekil 5.18. 2. Ve 3. harmonik kontrolü için tasarlanan 2-2,5 GHz mikrodalga güç yükselteci kazanç ve verim değerleri (bias gerilimi= -3V için) 54

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklamalar
α	Zayıflama katsayısı
Γ	Yansıma katsayısı
C_{DS}	Çıkış Kapasitansı
C_{GS}	Giriş Kapasitansı
C_{GD}	Geri Besleme Kapasitansı
dB	Desibel
dBc	Taşıyıcıya göre desibel
dBm	Desibel – miliwatt
f	Frekans
G	Gerilim kazancı
GaAs	Galyum arsenit
GaN	Galyum Nitrat
G_{SS}	Düşük Sinyal Kazancı
I_{GMAX}	Maksimum İleri Yönde Kapı Akımı
I_{DMAX}	Maksimum Sürücü Akımı
I_{DS}	Doymuş Sürücü (Drain) Akımı
L	İletim kaybı
Λ	Dalga boyu
η	Sürücü Verimi
P_{SAT}	Çıkış Gücü
$R_{\theta JC}$	Isıl (Termal) Direnç
Si	Silisyum
S parametreleri	Saçılma parametreleri
S_{11}	Yansıma kaybı
S_{21}	Kazanç-desibel
T	Toplam kazanç
τ	İletim katsayısı

Simgeler	**Açıklamalar**
$\mathbf{V_{BR}}$	Kapı-Kaynak (Source) Kırılma Gerilimi
$\mathbf{V_{DSS}}$	Sürücü-Kaynak Gerilimi
$\mathbf{V_{GS}}$	Kapı (Gate) Eşik Gerilimi
$\mathbf{V_{GS(Q)}}$	Kapı Çalışma Gerilimi
ϕ	İletim açısı
$\mathbf{Z_L}$	Yük empedansı
1G	1. nesil
2G	2. nesil
3G	3. nesil
4G	4. nesil
5G	5. nesil

Kısaltmalar	**Açıklamalar**
AWR	Simülasyon programı
CDMA	Kod bölmeli çoklu erişim
CMOS	Bütünleyici metal oksit yarı iletken
CW	Sürekli dalga
DUT	Test altındaki cihaz
ECC	Avrupa elektronik haberleşme komitesi
EDGE	Küresel evrim için geliştirilmiş veri hızları
FM	Frekans modülasyonu
FSK	Frekans kaydırmalı anahtarlama
GHz	Giga Hertz
GMSK	Gauss minimum kaydırmalı anahtarlama
GSM	Mobil haberleşme için evrensel sistem
GY	Güç Yükselteci
HEMT	Yüksek elektron hareketlilikli transistör
IMC	Giriş uyumlama devresi
IIP2	İkinci dereceden giriş kesişme noktası
IIP3	Üçüncü Dereceden Giriş Kesişme Noktası

Kısaltmalar	Açıklamalar
IP	İnternet Protokolü
ITU	Uluslararası telekomünikasyon birliği
LAN	Yerel ağ bağlantısı
LNA	Düşük gürültülü yükselteç
OFDM	Dikey frekans bölmeli çoğullama
OIP2	İkinci dereceden çıkış kesişme noktası
OIP3	Üçüncü dereceden çıkış kesişme noktası
OMC	Çıkış uyumlama devresi
PAE	Güç ekli verim
PAN	Kişisel ağ bağlantısı
PDC	Kişisel sayısal haberleşme
QAM	Karesel genlik modülasyonu
QPSK	Karesel faz kaydırmalı anahtarlama
RF	Radyo frekansı
TCP	İletim kontrol protokolü
TDD	Çift yönlü bölme
TDM	Zaman bölmeli çoğullama
TDMA	Zaman bölmeli çoklu erişim
TDSCDMA	Zaman bölmeli eşzamanlı kod bölmeli çoklu erişim
UMTS	Evrensel mobil telekomünikasyon sistemi
VSWR	Gerilim duran dalga oranı
W-CDMA	Geniş bant kod bölmeli çoklu erişim

1. GİRİŞ

İnsanoğlu için haberleşme bir ihtiyaçtır. İnsanlar eski çağlarda ses, duman, ışık gibi uyarıcılarla haberleşirlerdi. 1840'larda telgrafın bulunmasıyla haberleşme yeni bir boyut kazanmış oldu. Sonrasında, 1897 yılında telsizin İngiliz kanalında seyreden gemilerle sürekli iletişim sağlama yeteneğini Guglielmo Marconi'nin ilk kez göstermesiyle hareket halindeki insanlarla iletişim kurma yeteneği önemli ölçüde gelişti. 2. Dünya savaşı sırasında devletlerin teknolojik adımlarının yeni bir boyut kazanmasıyla, diğer devletlerle haberleşme araçlarının gelişmesi kaçınılmaz oldu. Özellikle son on yılda, mobil radyo iletişim endüstrisi, sayısal ve RF devre üretimi ile haberleşme alanında büyük gelişmeler yaşandı. Daha küçük, ucuz ve güvenilir radyo donanımları ile büyük ölçekli devre entegrasyonları bu gelişmelere örnek olarak gösterilebilir [1]. Son yıllarda bu gelişmeleri; uydular, fiber optik kablolar, bilgisayarlar, telefonlar ve cep telefonları vb. takip etti. Günümüzde haberleşme alanında veri aktarım hızının artırılması ile ilgili önemli gelişmeler olmaktadır.

Son yıllarda veri aktarımındaki dosya boyutlarının büyümesi ile artan haberleşme talebini karşılamak için 3G, 4G, 4,5G ve 5G teknolojileri ortaya çıkmaktadır. Teknolojideki bu gelişmelerle alıcı ve verici sistemler arasındaki veri aktarım hacmi üst seviyelere taşınmaktadır. Bu nedenle verici ve alıcı sistemlerin tasarlanması sırasında artan veri aktarım hacminin dikkate alınması gereklidir. Verici kısımda en önemli bölümlerden birisi de güç yükselteci bölümüdür. Verici kısmında en çok güç harcayan bölüm de burasıdır. Bu bölümdeki güç yükseltecinin en az kayıp hedefiyle istenilen şartları sağlaması öncelikli hedeftir. En az kayıp hedefine yaklaşmak, haberleşme sistemlerinde enerji verimliliğini ve kullanılan devre elemanlarının uzun ömürlü olmasını sağlayan en önemli faktördür.

2016 yılında dünya genelinde toplam 1,5 milyar akıllı telefon satılmıştır [2]. Bu sayı giderek artmaktadır. Artan cep telefonu kullanımına bağlı olarak artan mobil veri kullanımı iletişim teknolojilerinin gelişmesini zorunlu kılmaktadır. Bu nedenle veri alma ve gönderme süresinin kısalması önemli hale gelmektedir. Bu durum mobil iletişim ağlarında yeni gelişmeleri ortaya çıkarmaktadır. Bu gelişmelere istinaden, haberleşme anteninin verici kısmındaki güç yükseltecinin iyi tasarlanması gerekir. Giriş katındaki gücü en az kayıpla çıkış katına aktarmak için bazı topolojiler gerekir. Bu topolojilerin belirlenmesinde verim, kazanç, bant genişliği ve kararlılık önemli faktörlerdir [3]. Bu faktörleri göz önünde

bulundurarak uygun sistemi oluşturmak, sistem kayıplarını en düşük seviyelere indirmek ve verimin de en üst seviyesine ulaşmak gerekir. Verim değerini en üst seviyede tutabilmek için mikrodalga güç yükselteci devre elemanlarının seçimi büyük önem taşıır. Bu devre elemanlarından en önemlisi transistördür.

Bu tez çalışmasında, yeni güç yükselteci sınıfı olan J sınıfı güç yükselteci üzerine çalışılmıştır. 2009 yılında S. Cripps [4] tarafından J sınıfı mikrodalga güç yükselteci tasarlanmıştır. Yüksek elektron hareketliliğine, yüksek ısıya ve güce dayanıklı GaN yarı iletken transistördür. Günümüzde birçok transistör üreticisi bulunmaktadır. Bu üreticilerden bazıları benzetim programı için model desteği de vermektedir. Tez çalışmasında simülasyon desteği veren firmalardan Cree firmasının CG2H40025 transistörü seçilmiştir. Transistörün karakteristik özellikleriyle ilgili bilgiler EK-3'de verilmiştir. Güç yükselteçlerinin tasarımında önemli konulardan birisi de uyumlama devreleridir. Çünkü uyumlama devreleri olmadan giriş ve çıkıştaki akım - gerilim kayıpları yüksek ve verim değeri düşük olmaktadır. Tasarımdaki kayıpları en aza indirmek için çalışılan frekansta transistörün giriş ve çıkış empedans değerleri belirlenmelidir. Tez çalışmasında, bu değerler Matlab simülasyon programı ile incelenmiştir. Tasarım için planlanan 2 GHz merkez frekansı ve yakın değerler ayrıntılı olarak incelenmiştir. İncelemeler sonucunda daha etkin bir tasarım için harmoniklerin kontrolünün önemli olduğu görülmüştür. Ana sinüzoidal dalga kontrolüne ek olarak ikinci ve üçüncü harmoniklerin kontrolü için farklı uyumlama yöntemleri uygulanmıştır. Harmoniklerin kontrolünde L - C osilasyon kontrolü yapılmıştır. Sayısız L ve C değeriyle belirli bir rezonans frekansı elde edilebilir. Ancak empedans değeri değiştiğinden, hem rezonans frekansı hem de empedans değeri birlikte incelenmelidir. Tasarlanacak uyumlama devrelerinin belirlenmesinde Smith diyagramı kullanılmıştır. Smith diyagramı üzerinde empedansın olması gereken aralık belirlenir, "setup sweep" aracıyla devre elemanı değerinin değişiminin benzetim çıktısını nasıl değiştirdiği gözlemlenir. Devre elemanlarıyla istenilen benzetim çıktılarını elde etmenin bir diğer yolu ise "optimization goal" aracıdır. Simülasyonda elde edilmek istenilen bölge belirlenip, "optimization variables" aracında değiştirilecek devre elemanları seçilip en düşük ve en yüksek değerler belirlenir. Daha sonra optimizasyon başlatılır. Eğer belirlenen bölgede seçilen devre elemanları değişim sonucuna ulaşılabilirse optimizasyon aracı hata vermeden çalışmaktadır. Belirlenen bölgeye ulaşmak mümkün değilse hata vermektedir.

2. MİKRODALGA GÜÇ YÜKSELTECİ TASARIM İÇERİĞİ

Bu bölümde tez çalışması için yapılacak olan tasarımın literatür araştırması ve bu araştırmalar sonucu elde edilen genel ve teknik bilgiler yer almaktadır.

2.1. Tasarımın Kullanım Alanları

Mikrodalga güç yükselteçleri genel anlamda; haberleşme sistemleri, tıp, endüstri ve askeri alanlarda kullanılır. Askeri alanlarda radarlarda, endüstride mikrodalga fırınlarda, cep telefonlarında, ev ses sistemlerinden tiyatro ve konser ses sistemlerinin güçlendirilmesine, bluetooth kulaklıklarda, servolar ve DC motorlar gibi endüstriyel aktüatör sistemlerin çoğunu kontrol etmek için ve kablosuz internet erişiminde kullanılır. Entegre devre teknolojisinin gelişmesiyle boyutlarının küçülmesi, hafiflemesi ve üretiminin kolaylaşması güç yükselteçlerinin kullanımının en büyük tercih sebeplerindendir. Kablosuz haberleşme sistemi için frekans ve çıkış gücü değerleri Çizelge 2.1.'de görülmektedir.

Çizelge 2.1. Kablosuz haberleşme sistemi için frekans ve çıkış gücü değerleri

	PAN / LAN			Hücresel Telefon	
	Bluetooth	802.11b	802.11a/g	PDC	W-CDMA
Frekans (GHz)	2,4	2,4	5,2 / 2,4	0,8	2,1
Çıkış Gücü (dBm)	0/20	20	20	29	24

Haberleşme sistemlerinde verici kısmında genel olarak modülasyon, mikser ve güç yükselteci sıralamasını takip ederken, alıcı kısmında tam tersi olarak güç yükselteci, mikser ve demodülasyon şeklindedir. Daha ayrıntılı irdelemek gerekirse daha birçok alt sistem eklenebilir. Sistemin özelliklerine göre alt sistem özellikleri değişebilir. Değişen sistem özellikleri yeni yöntemler ortaya çıkarır. Yeni yöntemlerin bazıları performans olarak iyi sonuçlar verse bile maliyet açısından olumsuz olabilir. Günümüzde hem performans hem de maliyet açısından uygun sistemlerin belirlenmesi tasarımcıyı zorlamaktadır.

2.2. Materyal ve Metod

Mikrodalga güç yükseltecinde hedeflenen performans değerlerine göre tasarım yapılır. Belirlenen hedeflerin gerçeklenmesi için kullanılacak yöntemin önemi büyüktür. Yöntemi belirlerken iletim açısına göre sınıflandırılan transistörleri incelemek gerekir. Teknolojinin gelişmesiyle mevcut olan güç yükselteci transistörlere farklı yöntemlerle devre elemanları eklenerek iletim açısı değerleri değiştirilir. Eklenen devre elemanları sadece iletim açısını değiştirmez. İletim açısına ek olarak kazanç, verim, rezonans frekansı, iletim ve yansıma katsayısı gibi birçok parametre de değişir. Bu tez çalışmasının konusu olan J sınıfı güç yükselteci, bu değişiklikler sonucu ortaya çıkmıştır. Bu yeni yöntem AB/B sınıfı güç yükselteçlerin çıkış uyumlama devresinde değişiklik yapılması sonucu ortaya çıkmıştır. Bu yeni sınıf güç yükselteçleri, teorik olarak %50 - %70 arası bir verimliliğe sahiptir. Ancak transistör saturasyon bölgesinde çalıştırılamadığı için verilen verimlilik değerlerine ulaşılamaz. Transistör performans parametrelerinin daha kabul edilebilir bir seviyeye çıkması için harmoniklerin kontrolü önemli bir meseledir. Bu tez çalışmasında, çalışılan merkez frekans değerinin 2. ve 3. harmoniklerinin kontrolü sayesinde transistör performans değerleri artmıştır. Performans değerlerinin geliştirilmesi için literatürde farklı çalışmalar mevcuttur.

Güç yükselteci sınıflarının artması her geçen gün daha çok bilim insanının dikkatini çekmektedir. Paralelde birçok firma da benzetim programları geliştirmek için çalışmaktadır. Geliştirilen programlar farklı mecralar aracılığıyla tanıtılmakta ve bu sayede daha çok içerik oluşmakta ve yaygınlaşmaktadır. Bu benzetimlerden birisi AWR programıdır, kullanıcıya radar sistemleri ve haberleşme sistemleri gibi mikrodalga devreler üzerine çalışmalarda yardımcı olmaktadır.

2.2.1. Kazanç

Mikrodalga güç yükselteçlerinin klasik yollardan tasarımı bazı zorluklar içerir. Bu zorluklar; bant genişliğinin sınırlı olması, gürültü faktörü, kararlılık, DC kutuplama, transistörün giriş ve çıkış bölümündeki kayıplar, tek aşamalı güç yükselteci kazancının sınırlı olması, giriş ve çıkış uyumlama devreleridir. Kazancı en yüksek seviyede tutabilmek için kayıpları en düşük seviyede tutmak gerekir. Doğrusallık burada anahtar sözcüktür. Transistörün çıkış I-V grafikleri incelendiğinde, doğrusal bölgede çalışmanın kazanç ve

verimi etkilediği görülür. Buna ek olarak farklı sistemlerin farklı çalışma frekansları vardır. Bu sistemlerde kullanılan elektronik devrelerde kullanılan transistörlerin frekans değerleri yükseldikçe güç kazanç değerleri düşer. Ancak, maliyet artar. Diğer anahtar sözcük DC kutuplamadır. Elektronik devrelerde kullanılan transistörler doğru kutuplandığında iletime, ters kutuplandığında ise kesime giderler.

2.2.2. Empedans uyumlama devreleri

Mikrodalga güç yükselteci sistemlerinde kullanılan transistörlerin karakteristik empedansları vardır. İletim açısına göre sınıflandırılan transistörlerin karakteristik empedansları değişir. Empedans değişimi, giriş ve çıkış empedans değişimi olarak iki bölümde sınıflandırılır. Bu nedenle çalışılan merkez frekansı önemlidir. Bu empedans değişimini farklı frekans değerine göre simüle ederek görmek mümkündür. Transistörün kesimde veya aktif bölgede çalışmasına göre şekillenen giriş ve çıkış grafikleri verim ve kazanç değerlerini etkiler. Giriş ve çıkış olmak üzere iki kapılı bir transistörde S-parametreleri yardımıyla kayıp, kazanç ve verim değerleri açıklanır. Geri dönen ve iletilen dalgalar; kayıp, kazanç ve verimin en önemli iki parametresidir. Kayıp miktarının düşük seviyede olması için iletim miktarının daha yüksek miktarda olması gerekir. Verimin yüksek olması için transistör seçiminden sonra sırada uyumlama devreleri gelir. Çünkü uyumlama devreleri olmadan giriş ve çıkıştaki akım - gerilim grafiklerinden kayıpların yüksek ve verim değerinin düşük olduğu görülür. Uyumlama devrelerinin belirlenmesi için Smith diyagramı kullanılır. Uyumlamasız giriş ve çıkış empedansı Smith diyagramında belirlenir. Sonra Smith diyagramı üzerinde empedansın olması gereken aralık belirlenerek giriş ve çıkış uyumlama devreleri ona göre belirlenir. Akım - gerilim grafiğinde değişimler gözlenerek istenilen tasarım için güncellemeler yapılır.

Seri – Paralel Π ve T uyumlama

Uyumlama devreleri için farklı yöntemler mevcuttur. Bu yöntemlerin araştırılıp sistem için uygunluğu değerlendirilmelidir. Değerlendirme için farklı performans parametreleri vardır. Parametreleri belirlerken girdi ve çıktıları iyi incelemek ve yorumlamak gerekir. Tasarım için gerekli olan performans parametreleri ihtiyaçlarının uygulanabilir bir hedef olması gerekir. Tasarım için kazanç, verim ve kayıp değerlerinin önemli olduğu bilinir. Hedeflenen performans değerlerine ulaşabilmek için, transistörün giriş ve çıkış katı için ayrı ayrı uyumlama devreleri gerekir. Transistörün giriş ve çıkış katında yer alacak olan

uyumlama devreleri için farklı modeller mevcuttur. Bu tez çalışmasında Π ve T uyumlama modelleri kullanılıp sonuçları incelenmiştir. Seri - paralel bağlantı olarak farklı bağlantı topolojileri vardır. Bu bağlantı şekillerini belirleyen en önemli faktör akım - gerilim grafiğidir. Uyumlama devreleri belirlenirken önce transistörün uyumlamasız giriş ve çıkış empedansı Smith diyagramında belirlenir. Giriş ve çıkış için belirlenen bölgeye göre uyumlama devreleri oluşturulmaya çalışılır. Belirlenen modelde kullanılacak pasif devre elemanları için araştırma yapmak gerekir. Araştırmalara göre girişe ve çıkışa uygulanacak uyumlama devrelerinde kullanılacak pasif devre elemanları belirlenir. Pasif devre elemanlarının değerleri belirlenirken çalışılan merkez frekansta transistörün giriş ve çıkış empedans değerleri not edilir. Daha sonra belirlenen frekans değerine göre giriş ve çıkış için ayrı ayrı teorik hesaplar yapılır. Yapılan hesaptan elde edilen devre elemanı değerleri simüle edilerek Smith diyagramındaki bölge ile transistörün uyumlamasız Smith diyagramındaki bölge benzerliği karşılaştırılır. Benzer sonuçlar elde edildikten sonra performans değerlerine bakılır. Yük çekme analiziyle yapılan bu değerlendirmede istenilen değerlere ulaşılamazsa, Smith diyagramında belirlenen bölgenin dışına çıkmadan pasif devre elemanı değerleri güncellenir. Tekrar istenilen değerlere ulaşılamazsa yeni modeller kullanılır. Doğru model için pasif devre elemanı değerlerinin güncellenmesi tekrarlanır. Çıkışta kullanılacak modeller incelendiğinde performans parametrelerinin iyileştirilmesi için harmoniklerin kontrolü öne çıkar. Bunun için paralel ve seri L – C osilasyon kontrol devrelerinin kullanımı önemlidir. Değişen frekans değerine göre empedansı değişen pasif devre elemanları ortak empedansını ve açısını etkiler. 2. ve 3. harmoniklerin kontrolü için gerekli olan bu pasif devre elemanları ortak empedansının artıp azalmasına göre ortak empedanstan geçen akım miktarı değişir. Teorik olarak hesaplanan rezonans frekansı ve pasif devre elemanı değerleri simüle edildiğinde iyi sonuçlar vermez. Değerlerin güncellenmesi gerekir. Güncellemeler sırasında Smith diyagramı üzerindeki bölge değişimleri göz önünde bulundurulmalıdır.

2.2.3. Bant genişliği

Özellikle son dönemde akademi, endüstri ve savunma sanayi alanlarında geniş bantlı güç yükselteci tasarımları üzerine araştırmalar yapılmaktadır. Gelişen entegre devre teknolojisi geçmişteki problemleri çözmemize olanak sağlamaktadır. Artık GaN ve GaAs malzemelerin farklı alanlarda ve çok sayıda kullanıldığı görülmektedir. Bu artan transistör ve diğer devre elemanları elbette ek bir maliyet getirmektedir. Bu maliyeti düşürebilmek

için sistemin etkili çalışmasını sağlayacak devre tasarımının ve devre elemanlarını iyi belirlenmesi gerekir. Bu devre elemanlarından en önemlilerinden birisi de sistemin kalbi olan transistördür. Bu yüzden transistör seçimi yapılırken daha detaylı araştırmak gerekir.

3. MİKRODALGA GÜÇ YÜKSELTECİNE GENEL BAKIŞ VE TASARIMA GİRİŞ

3.1. Transistör Özellikleri ve Karakteristiği

Yarı iletken malzemeler elektronik devreler için önemlidir. Yarı iletken malzemelerin elektronik ve optoelektronik alanında kullanımı için bant yapısı önceliktir. Yarı iletken fiziğinde doğrudan ve dolaylı bant aralığı olmak üzere iki bant aralığı vardır. Hem iletim bandındaki minimum enerji durumu hem de değerlik bandındaki maksimum enerji durumu, Brillouin bölgesinde [5] belirli bir kristal momentumu (k - yöney) ile karakterize edilir. K - yöneyleri aynı ise, buna doğrudan bant aralığı; farklı ise, dolaylı bant aralığı denir [6].

Optoelektronik uygulamalarda ışık üretimi için doğrudan bant aralıklı yarı iletken malzemeler kullanılır. Metallerden farklı olarak yarı iletkenlerde elektrik iletimi, iletim veya değerlik bandının veya her ikisinin birden gerçekleşmesi sağlanabilir. Yarı iletken yapıların elektronikte veya optoelektronikte kullanılabilmesi için kristal yapıda olması ve üretilirken saf bir şekilde eklenmemesi gerekir.

Çizelge 3.1. Yarı iletkenler ve bazı özellikleri [7-9; 10,11]

Özellik	Si	GaAs	4H-SiC	GaN
Bant genişliği, E_g(eV)	1,12	1,43	3,26	3,39
Kırılma elektrik alanı, E_{br}(MV/cm)	0,25	0,40	3,5	4,0
Bağıl dielektrik sabiti, ε_r	11,7	12,9	9,66	9,5
Isıl İletkenlik, K(W/cm.K)	1,5	0,54	3,7	1,3
Elektron Hareketliliği, μ_n(cm^2/V.s)	1350	8500	720	2000
Hole Hareketliliği, μ_p(cm^2/V.s)	600	400	115	850
Doymuş elektron sürüklenme Hızı, U_d(*10^7 cm/s)	1	2	2	2,5
Erime noktası,(K)	1415	1238	3103	2791
Yoğunluk(g/cm^3)	2,33	5,32	3,21	6,15

Çizelge 3.1.'de GaN malzemesinin, düşük ısıl iletkenlik ve yüksek erime noktası özellikleri diğer malzemelere göre önemli üstünlükleridir. Bant genişliği, kırılma elektrik alanı ve doymuş elektron sürüklenme hızı diğer önemli üstünlükleridir. Yüksek doymuş

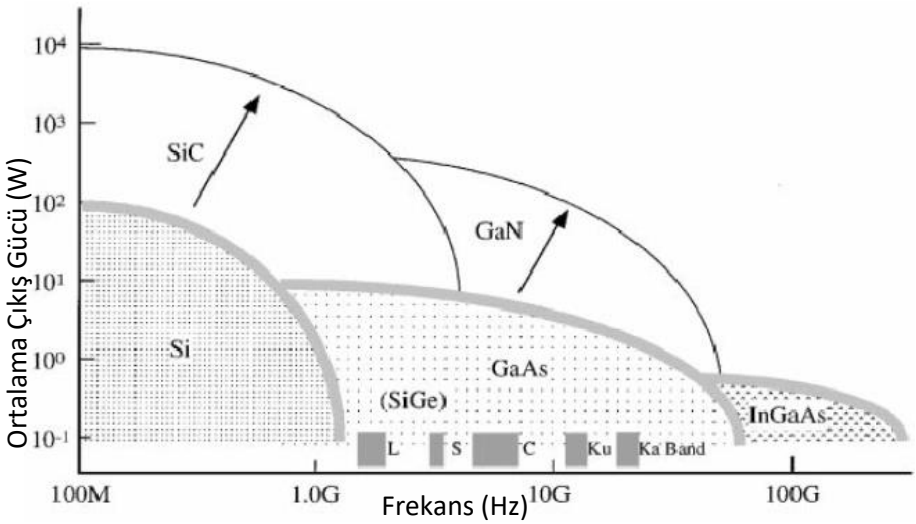
elektron sürüklenme hızı sayesinde diğer malzemelere göre daha yüksek frekanslarda kullanılmasına olanak sağlar. Boşluk (hole) ve elektron hareketliliği değerleri diğer malzemelerle kıyaslandığında yüksek akımlara ulaşmakta üstünlük sağlar. Tablodaki GaAs malzemesinin düşük ısıl iletkenliği üstünlüğüdür. Ancak düşük erime noktası sınırlı alanlarda tercih edilme sebebidir. Boşluk ve elektron hareketliliği değerleri diğer malzemelerle kıyaslandığında yüksek akımlara ulaşmakta üstünlük sağlamazlar. Çünkü boşluk hareketliliği düşük olduğundan yüksek değerlere ulaşamazlar.

Yarı iletken malzemelerin kullanılan cihazların performansına etkilerini incelemek için performans katsayıları (figures of merit) tanımlanmıştır. Bunlar; Johnson, Keyes, Baliga ve Baliga HF değer katsayılarıdır.

Çizelge 3.2. Yarı iletken aygıt teknolojisinde kullanılan çeşitli malzemeler için performans katsayıları (figures of merit) [12]

Malzeme	Johnson $[(E_{br}.U_d/ \pi)^2$	Keyes $[K.(U_d/ \varepsilon_r)^{1/2}$	Baliga $[\varepsilon_r. \mu_n.E_{br}^3]$	Baliga HF $[\mu_n.E_{br}^2]$
Si	1	1	1	1
GaAs	7,1	0,45	15,6	10,8
4H-SiC	180	4,61	130	22,9
GaN	760	1,6	650	77,8

Çizelge 3.2.'deki Johnson performans katsayısı, malzemenin yüksek güç ve yüksek frekanslarda çalışma kapasitesini tanımlar. Şekil 3.1'deki çalışma bölgeleri ve Çizelge 3.2.'deki değerler kıyaslama yapmak için yardımcı olur. Keyes performans katsayısı, bütünleşik devrelerde kullanılan yüksek hızlı transistörlerin anahtarlama davranışının termal sınır kapasitesini tanımlar. Baliga performans katsayısı, güç transistörlerinde iletim kayıplarını minimuma indirmek için gerekli olan kritik malzeme parametrelerini tanımlar. Baliga yüksek frekans (Baliga HF) performans katsayısı, bir malzemenin yüksek frekans değerlerinde anahtarlama güç kayıplarını tanımlar [13,14].



Şekil 3.1. Çeşitli Yarı İletken Aygıtlar için Çalışma Frekansına Bağlı Ortalama Çıkış Gücü Grafiği [7]

Şekil 3.1'deki GaN malzemesinin çalışma güç - frekans bölgesine bakıldığında diğer malzemelere göre üstünlüğü görülür. 100 GHz gibi yüksek frekanslarda çalışabilmesi ve 1 kW gibi yüksek güçlerde çalışabilmesi farklı alanlarda kullanılmasını kolaylaştırır. Çalışma frekansı daha yüksek değerlere çıkabilir. Gelişen nano teknoloji sayesinde malzemelerin bazı özelliklerinde değişiklikler meydana gelmektedir. Gelişen özellikler sayesinde radar uygulamaları, haberleşme sistemleri, mikrodalga fırınlar, ses sistemleri gibi farklı alanlarda başarımlar meydana gelmektedir. Bu başarımlar sayesinde günlük hayattan ticari kullanımlara kadar farklı seçenekler sunmaktadır. Çok basit bir ifadeyle hayatı kolaylaştıran cihazlar daha performanslı çalışmaktadır.

Kablosuz haberleşme sistemleri, 1980'lerin başlarında 1G mobil ağın tanıtılmasından sonra 40 yılda çok büyük ilerleme kaydetmiştir. 1980'den sonra 10 yıl arayla sırasıyla 2G, 3G, 4G ve 5G mobil ağ teknolojileri geliştirilmiştir. 1980'lerde 1G mobil ağ teknolojisinde veri aktarım oranı 2 Kbps iken, günümüzde 5G mobil ağ teknolojisinde veri aktarım oranı 1 Gbps'nin üzerindedir. 4G teknolojisi 2009 yılında ticari olarak kullanılmaya başlanmıştır. Ancak Telia Sonera firması tarafından geliştirilen 4G teknolojisi ilk kullanılmaya başlandığında 100 Mbps hıza sahipti. Bu hız 3G teknolojisinden 10 kat daha hızlıydı. Veri hızını arttırmak için farklı firmalar tarafından yapılan çalışmalar yapılmaktadır. Çizelge 3.3'te mobil ağ teknolojilerinin gelişimi ve teknik detaylar görülmektedir.

Çizelge 3.3. Mobil ağ teknolojilerinin gelişimi ve teknik detaylar [15-19]

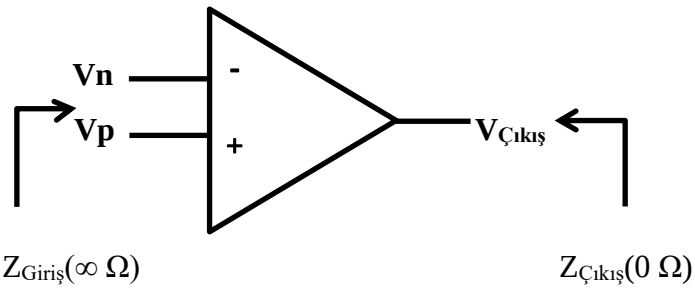
	1G	2G	3G	4G	5G
Zaman Aralığı	1980-1990	1990-2000	2000-2010	2010-2020	2020 sonrası
Frekans	150 MHz	1,8 GHz	2 GHz	8 GHz	Üst sınır 300 GHz
Bant Genişliği	30 KHz	25 MHz	100 MHz	100 MHz	4,2 GHz
İnternet Servisi		Dar bant	Geniş bant	Ultra geniş bant	Kablosuz dünya çapında ağ
Veri Oranı	2 Kbps	64 Kbps	2 Mbps	1 Gbps	1 Gbps'den fazla
Tanımlama	İlk kablosuz iletişim	Analogdan sayısala geçiş	Sayısal yayıncılık, artan hız	Yüksek hız, bütün IP (internet protokolü)	
Teknoloji	Analog hücre	Sayısal hücre (GSM)	CDMA UMTS EDGE	LTE,Wi-Fi	MIMO mm Waves
Çekirdek Ağı	PTSN	PTSN	Paket N/W	İnternet	İnternet
Çoğullama	FDMA	TDMA/CDMA	CDMA	CDMA	OFDM, BDMA
Anahtarlama	Devre	Devre, Paket	Paket	Tüm paket	Tüm paket
Birincil hizmet	Analog telefon görüşmesi	Sayısal telefon görüşmesi ve mesajlaşma	Telefon görüşmesi mesajlaşma ve internet	Tüm IP servisleri (sesli mesajlaşma dahil)	Yüksek hız ve kapasite, Gbps seviyesinde geniş veri yayını
Ayırt edici Özellik	Taşınırlık	Güvenlik ve kitlesel benimseme	Daha iyi internet deneyimi	Daha hızlı geniş bant internet ve daha düşük gecikme	Daha iyi kapsama alanı, konuşma sürekliliği, daha düşük gecikme ve daha iyi performans
Dezavantaj	Düşük spektral verimlilik ve güvenlik problemi	Sınırlı veri oranları, internet talebinin desteklenmesindeki zorluklar	İnternet erişimi için WAP hatası	Daha fazla pil kullanımı, pahalı ve karmaşık donanımlar	

Önce veri aktarım hızı Yota firması tarafından 300 Mbps seviyesine yükseltildi. Geliştirilmeye devam edilen LTE teknolojisinin veri aktarım hızının ITU radyo iletişim sektörü tarafından daha yüksek olması gerektiği belirtilmiştir. 3G teknolojisi 4G'ye göre daha geniş kapsama alanına sahip olsa da 4G teknolojisinin getirdiği yenilikler dünyanın çoğu yerinde yaygın olarak kullanılmasının önünü açmıştır. Eski GSM ve kod bölmeli

çoklu erişim (Code Division Multiple Access – CDMA) teknolojilerinin kullanımı azalmıştır. Hedeflenen veri aktarım hızına ulaşılmadığı için 4,5G teknolojisi geliştirilmiş ve yeni teknolojiyle birlikte veri aktarım hızı kademeli olarak 1 Gbps seviyesine kadar çıkmıştır. Veri aktarım hızındaki gelişmeler yeni teknolojinin yaygınlığını arttırmıştır. Ülkemizde 2016 yılında Bilgi Teknolojileri ve İletişim Kurumu (BTK) ile birlikte Turkcell, Vodafone ve Türk Telekom gibi mobil operatör sağlayıcılarının katıldığı toplantıda tanıtılmıştır. 4,5G teknolojisi 5G'ye geçiş olarak adlandırılır. Bu nedenle 5G teknolojisine köprü görevi görmektedir. 5G teknolojisini kullanıma sunmaya çalışan birçok firmadan biri olan Qualcomm firması, birçok teknolojinin icat edilmesinde önemli bir rol almıştır [20].

3.1.1. İşlemsel yükselteçler

İşlemsel yükselteçler (operational amplifier), gerilim yükselteçleridir (Şekil 3.2). İşlemsel yükselteçler düşük frekanslı analog uygulamalarda sıklıkla tercih edilir. İdeal bir işlemsel yükselteçte; giriş direnci sonsuzdur, kazancı sonsuzdur ve çıkış direnci sıfırdır. Bir işlemsel yükselteç için çıkış gerilimi,



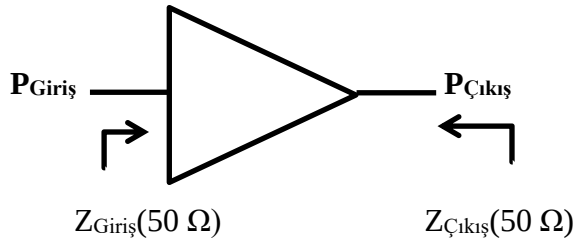
Şekil 3.2. İşlemsel Yükselteç Genel Gösterimi

$V_{Çıkış} = (V_p - V_n) * Kazanç$ (3.1)

olarak verilir. Burada V_p ve V_n yükselteç giriş gerilimleridir. Uygulamalarda işlemsel yükseltecin giriş direnci genelde mega ohm seviyesindedir. Giriş güç kaynağındaki gerilim bu giriş empedansı üzerinde çok düşük bir akım oluşturur. Bu durumda girişe bağlanacak diğer devrelerin empedansı girişi fazla etkilemez.

Kazancın sonsuz olması kontrolsüz bir yükseltme getireceği için uygulamalarda kazancı ayarlayabilmek için negatif geri besleme kullanılır. İşlemsel yükselteçler genel olarak MHz seviyesi bant genişliğinde çalışırlar. Bunun sebebi tasarımda kullanılan transistörlerdir. Bu

frekans bandını genişletmek mümkündür, ancak maliyet de frekansa bağlı olarak artar. RF/Mikrodalga frekanslarda çalışabilen güç yükseltecinde giriş ve çıkış büyüklükleri güç değerleridir (Şekil 3.3). Farklı mimariler ve sınıflar kullanılarak girişteki gücü belirli bir kazanç değerinde kuvvetlendirilerek çıkışa bu değer aktarılır.



Şekil 3.3. RF/Mikrodalga Güç Yükselteci Genel Gösterimi

$$Güç\ Kazancı = \frac{P_{Çıkış}}{P_{Giriş}} \tag{3.2}$$

Yüksek frekanslı devrelerde genel olarak giriş ve çıkış empedansı 50 ohm'dur. Yüksek frekanslı bir mikrodalga güç yükselteci seçilirken öncelikli olarak frekans değerleri ve bu frekans değerlerinde ne kadar kazanç sağladığına bakılmalıdır. Bu kazanç değerleri elde edilirken doğrusal olan ve doğrusal olmayan bölgeler gözlenebilir. Devre tasarımı sırasında yapılan bazı hatalar osilasyonlara sebep olur. Bu risk yüksek frekanslı RF güç yükseltecinde daha yüksektir.

3.1.2. RF Güç yükselteçleri ve iletim açısına göre sınıfları

Elektronikte güç yükselteçleri geniş uygulama alanları ile en yaygın kullanılan devre elemanları olup ses sistemlerinde kullanılan güç yükselteçleri ve radyo güç yükselteçleri olmak üzere iki kategoride incelemek uygun olur. Ses sistemlerinde kullanılan güç yükselteçleri, küçük sinyal yükselteçleri olarak da anılırlar. 20 Hz ile 20 KHz frekansları arasındaki ses sinyallerini güçlendirirler. Radyo güç yükselteçleri büyük sinyal yükselteçleri olarak da bilinir. Belirli bant genişliği olan sinyalleri kuvvetlendirirler. Bu tür güç yükselteçleri, farklı yollarla belirli bir aralıktaki frekansları kuvvetlendirirken diğer frekansları engellerler.

Hücresel veya Frekans Modülasyonlu (FM) yayın sinyallerinin kullanıcılara iletilmesinde yüksek güçlü yükselteçler önemlidir. Güç yükselteçleri içinden akım geçerken farklı

tepkiler verirler. Bu özellikleri sayesinde mümkün olan daha yüksek güç seviyeleri, veri aktarım hızları ve kullanılabilirliğini arttırırlar. Ancak bu transistörlerin girişlerine büyük sinyaller uygulandığından sürmek kolay değildir. Bazı güç yükselteci sınıfları düşük verimlilik, yüksek kazanç ve doğrusallık özelliklerine sahipken; bazı güç yükselteci sınıfları yüksek verimlilik, düşük kazanç ve doğrusallık özelliklerine sahiptir.

A sınıfı güç yükselteçleri

Güç yükselteci sınıflarının ilki olan A sınıfı güç yükselteçleri, çıkıştaki transistörler tam zamanlı olarak iletim durumunda olan güç yükselteci türüdür. Giriş sinüzoidal dalga formunun bütün döngülerinde çıkış akımı elde edilir. A sınıfı güç yükselteci, diğer sınıflara göre daha basit yükselteç çeşididir. Ayrıca bozulmalara karşı daha kararlı bir yapıya sahiptir. Düşük verimliliğe sahip olması nedeniyle uygulamada fazla tercih edilmezler. Teorik olarak maksimum verim değeri % 50'dir. Kalan % 50'lik kısım kaybolur. Kayıp miktarı kullanılacak sisteme göre değişiklik gösterir. Kaybolan gücün büyük miktarı transistörde ısıya dönüşür. Transistörde ısıya dönüşen enerji sistemi olumsuz etkiler. Bu olumsuzluğa önlem olarak transistörün soğutulması gerekir.

B sınıfı güç yükselteçleri

B sınıfı güç yükselteçlerinde, bir transistör için giriş sinüzoidal dalganın yarı periyodu kuvvetlendirilerek çıkışa aktarılır. İletim açısı 180^{o}'dir. B sınıfı güç yükselteçlerin maksimum verim değeri % 78,5 civarındadır. Ancak genel olarak bu verim değeri % 60 ile %70 arasında değişir. B sınıfı güç yükselteçlerin verim değeri yüksek olsa da çıkışta elde edilen sinyalde bozulmalar meydana gelir. Girişteki sinüzoidal sinyalin artı ve eksi döngülerinden sadece bir döngüsü güçlendirilir. İki döngünün sadece birisinin güçlendirilmesi olumsuz bir durumdur. Bu olumsuzluğa çözüm olarak birbirine eşlenik (PNP - NPN) iki transistör kullanılır. Doğrusallık A sınıfına göre daha azdır. Tek çıkışa sahip B sınıfı güç yükselteçleri, ses yükseltici amfi gibi sistemlerde kullanılmazlar. Bazı eski cihazlarda tercih edilmişlerdir. B sınıfı güç yükselteci, çıkışında bozulmalar yüzünden fazla tercih edilmezler. Daha çok bozulmaların fazla önemli olmadığı RF tipi güç yükselteçlerinde tercih edilirler. Ancak bu sistemlerde de C sınıfı güç yükselteci, B sınıfı güç yükselteçlerine göre daha çok tercih edilir.

AB sınıfı güç yükselteçleri

AB sınıfı güç yükseltecinin çalışma noktası, kesim noktasından biraz yukarıda olacak biçimde ayarlanır. 180º'den daha büyük iletim açısına sahiptir. Sinüzoidal dalganın negatif yarı döngüsünün az bir kısmında ve pozitif yarı döngüsünün tamamında iletimdedir. Bu iletim süresince kollektör / drain akımı geçer. Ancak negatif döngünün az bir kısmında giriş devresi geri eğilimlidir. Bunun sonucunda bu süre zarfında kollektör / drain akımı akmaz. AB sınıfı güç yükselteci, özellik olarak A ile B sınıfı güç yükselteci arasındadır. B sınıfı güç yükselteci, çıkıştaki bozulmalar nedeniyle ses sistemlerinde kullanılmazlar. AB sınıfı bu bozulmaların ortadan kaldırılması için geliştirilmiştir.

C sınıfı güç yükselteçleri

C sınıfı güç yükselteçleri, transistörün girişine uygulanan sinüzoidal dalganın yarı döngüsünden daha azını iletir. İletim açısı 180º'den daha düşüktür. İletim açısının düşmesi transistörün verim değerlerinin yükselmesini sağlar. Yüksek verim değerlerinde çalışırken bozulmalar olur. C sınıfı güç yükselteci teorik olarak % 90 civarı verime sahiptir. Ancak genel olarak bu verim değeri %80 ile %85 arasında değişir.

Yüksek verim değerlerindeki bozulmalar nedeniyle C sınıfı güç yükselteçleri, ses iletimi sistemlerinde tercih edilmezler. Genel olarak C sınıfı güç yükselteçler en çok RF güç yükselteci sistemleri, RF osilatör sistemleri, FM verici sistemleri, yardımcı yükselteçler, yüksek frekans yineleyiciler ve ayarlı yükselteç gibi uygulama alanlarında tercih edilirler [21].

D sınıfı güç yükselteçleri

Anahtarlamalı güç yükselteçlerinin ilk sınıfı, D sınıfı güç yükselteçleridir. Anahtarlamalı güç yükselteçleri, düşük anahtarlama kaybına sahip olduğu için daha yüksek güç verimliliğine sahiptirler. Genel anahtarlama modlu güç yükselteçleri, yüksek frekans değerlerine çıkıldıkça parazitik ve ideal olmayan anahtarlama nedeniyle önemli güç kaybına sahiptirler. D sınıfı güç yükselteçleri, genellikle bit itme – çekme mantığıyla kurulur. İkili anahtarlamalı olarak kullanılan D sınıfı güç yükselteci, bir tür ses yükselteci çeşididir. MOSFET'ler ikili anahtarlama olarak sorunsuz bir şekilde çalışıyorken, devre aşamalarının geçişi arasında zaman farkı olmaz ve sıfır giriş koşulunda güç kaybı

yaşanmaz. D sınıfı güç yükselteci; A, B ve AB güç yükselteçleri kadar güç verimine sahiptir. AB sınıfı güç yükselteci, bir hoparlör sistemi için çalıştırıldığında verim değeri %50 seviyesine kadar düşebilir. Aynı sistemde D sınıfı güç yükselteci kullanılırsa verim değeri %90 değerinin altına düşmez. D sınıfı güç yükselteçleri, ideal olarak % 100 verime sahiptir. Anahtarlama transistörünün drain – source parazitik kapasitansı nedeniyle drain gerilimi şarj ve deşarj olur. Bu nedenle anahtarlamanın mükemmel bir kare olması beklenemez. Transistör aktif hale gelirken bazı ani akım çıkışları görülür. Devrenin yüksek verimde çalışması düşük kayıp anlamına gelir. Bu kayıplar ısıya dönüşür. D sınıfı güç yükselteçleri yüksek verimle çalışmaları nedeniyle, fazla ısınma problemi yaşamaz. Bunun sonucu olarak daha düşük soğutucu ve daha küçük güç kaynağı kullanılır. Küçük boyutlarda olması önemli bir avantajıdır. D sınıfı güç yükselteçlerin kullanım alanları arasında ses cihazları, taşınabilir ev amfileri, cep telefonları vardır. Güç yükselteç çıkışının düzgün olması ve küçük boyutlarda olması yaygın kullanım sebeplerindendir. Genel olarak D sınıfı güç yükselteci; testere dişi dalga üreteci, karşılaştırıcı, anahtarlama devresi ve alçak geçiren bir filtreden oluşur. Testere dişi dalga üretecinin görevi, giriş ses sinyalini örneklendirmek amacıyla yüksek frekanslı testere dişli dalga üretmektir. Karşılaştırıcının temel görevi giriş ses sinyalini testere dişi dalga üretecinin ürettiği dalga ile birleştirmek ve elde edilen sinyali sayısallaştırmaktır. Anahtarlama devresinin temel görevi güç yükselteci için gerekli olan gerilim ve akım değerlerini karşılamaktır. Anahtarlama için genellikle MOSFET'ler kullanılır. Alçak geçiren filtrenin temel görevi anahtarlama çıkışındaki düşük frekanslı bileşenleri süzmektir. D sınıfı güç yükselteçlerde kullanılan güç kaynağının iyi olması gereklidir [21].

E sınıfı güç yükselteçleri

1975 yılında Sokal tarafından geliştirilen E-sınıfı güç yükselteci nispeten yeni bir yükselteç formatıdır. Tasarımında harmonik rezonatör yapısıyla, verimlilik ve iletim açısı arasındaki ilişki iyileştirilmiştir [22-24]. Bu yapıdaki transistör anahtar olarak çalıştırılır. Verim değeri % 100'dür. Devrenin çıkışında yer alan kapasitörün frekansa bağlı olarak empedansı değişir. Çıkışta paralel LC olması durumunda rezonansa girebilir ve verim değeri düşer. Verim değerinin düşmesi yüksek frekanslarda E sınıfı güç yükselteci tasarımını zorlaştırır.

F sınıfı güç yükselteçleri

F sınıfı güç yükselteci, E sınıfı güç yükselteciyle benzer şekilde çalışır. E sınıfı güç yükselteçlerinin çıkışında kullanılan kapasitör, yüksek frekanslarda olumsuz durum oluşturur. Bu olumsuzluktan kurtulmak F sınıfı güç yükselteci ile mümkündür. F sınıfı güç yükseltecinin nu özelliği E sınıfı güç yükseltecine göre önemli avantajıdır. Çıkış gerilim ve akım dalgalarının kontrolü yoluyla verim değerlerinin arttırılması bunlardan biridir. Verim değerinin arttırılması için harmoniklerin kontrolü önemlidir. Harmoniklerin kontrolü sayesinde akım ve gerilim dalgaları kare dalga ve yarım sinüs dalga şeklini alır. Böylece dalgaların girişim yapması önlenir ve güç tüketimi azalmış olur [22-24] . Bütün harmoniklerin kontrolü sayesinde teorik olarak verim değeri %100'e ulaşır. F sınıfı güç yükselteç devrelerinde harmoniklerin kontrolü sırasında, harmoniklerin sahip olduğu empedans değeri açık ya da kısa devre olması sağlanır. İdeal F sınıfı güç yükselteç devrelerinde gerilim tam bir kare dalga, akım ise yarım sinüs dalgasıdır. Akım ve gerilim arasında 180^o faz farkı vardır. İdeal ters F sınıfı güç yükselteçlerinde ise gerilim yarım sinüs dalgası, akım ise tam bir kare dalgasıdır [22-24]. Her iki güç yükseltecinin farklılıkları vardır. Tasarım olarak da farklılıklar gösterebilirler. Ayrıca verim değerleri de farklı olabilir. Eşitlik 3.1' de ideal F sınıfı güç yükselteci ve Eşitlik 3.2'de ise ideal ters F sınıfı güç yükselteci için sahip olması gereken tek ve çift harmoniklerin empedans değerleri gösterilmiştir.

$$Z(2n\omega_0)= 0 \qquad (3.1)$$
$$Z((2n+1)\,\omega_0) = \infty \quad n = 1, 2, 3, \ldots.$$

$$Z(2n\omega_0)= \infty \qquad (3.2)$$
$$Z((2n+1)\omega_0)= 0 \quad n = 1, 2, 3, \ldots.$$

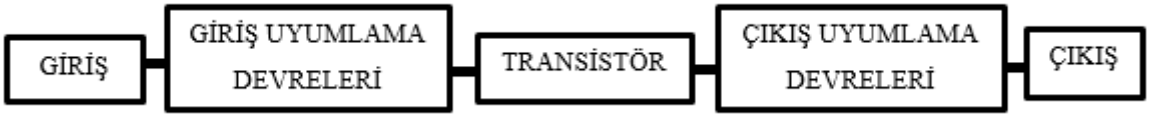
Burada w_o açısal frekansı ifade etmektedir. Harmoniklerin kontrolü kolay değildir. F sınıfı güç yükseltecinin verim değerinin artması için tüm harmoniklerin kontrolü gerekir. Harmoniklerin kontrol edilmesi için ayrıntılı analiz yapılmalıdır. Bu da devrenin karmaşıklığını arttırır. Harmoniklerin değerlerinin artmasıyla birlikte kontrolü zorlaşır. Bu nedenle belirli harmoniklerin kontrol edilmesi devre karmaşıklığını azaltması bakımından daha avantajlıdır [22].

J sınıfı güç yükselteçleri

Yeni bir sınıf olan J sınıfı güç yükselteci, AB sınıfı ile B sınıfı güç yükselteçlerinin çıkış dalga şeklinin değiştirilmesi sonucu ortaya çıkmıştır. J sınıfı güç yükselteçleri, yalnızca geniş bantta yüksek verim elde etmekle birlikte iyi doğrusallık ve geri çekme verimliliği sağlar [25,26]. Bir güç yükseltecinde güç geri çekme, giriş seviyesindeki ufak artış olması durumunda bile güç yükseltecinin doğrusal bölgede çalışmaya devam edeceği doyma noktasının altındaki bir güç seviyesidir. Genellikle güç yükselteçleri, verimliliğin maksimum olduğu doyma noktasına yakın çalışır. J sınıfı güç yükselteçlerinde, transistörün çıkış empedansına uygun ayarlanmış reaktif harmonik sonlandırma vardır. J sınıfı güç yükseltecinde ikinci harmonik gerilim geliştirme tekniği kullanılır [27-30]. İkinci harmoniği tamamen reaktif bir empedansla sonlandırmak için drain gerilimi ve akım üreteci dalgaları arasında 45^{o}'lik bir faz kayması kullanılır. İdeal J sınıfı çalışma için gereken faz kaymasını azaltmak için drain kapasitansının (C_{DS}) doğrusal olmayan özellikleri kullanılır. Doğrusal olmayan C_{DS}'nin neden olduğu daha düşük faz kayması, J sınıfı bir güç yükselteci tasarımında % 78'den fazla verim elde etme imkânı sağlar. 10 W galyumnitrat (GaN) yüksek elektron mobiliteli transistör (HEMT), 1,6 – 2,4 GHz bant genişliğinde % 50'den fazla güç eklenmiş verime sahiptir. J sınıfı güç yükseltecinde ideal empedansların seçimi, drain – source gerilimini (V_{DS}) kırpmalardan önlemek için önemlidir.

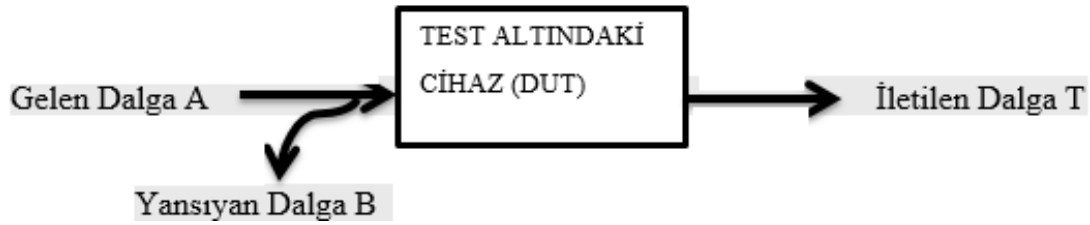
3.1.3. Mikrodalga devrelerde kullanılan temel parametreler ve aralarındaki ilişkiler

Mikrodalga devrelerde giriş ve çıkış arasındaki bağıntıyı iyi kurmak gerekir. Giriş katındaki güç katsayısını çıkış katına uygun biçimde iletmek önemlidir. Giriş katında çok düşük güç seviyesindeki sinyali gürültüden izole etmek gerekir. Bunun için farklı filtre türleri vardır. Ancak benzetim programlarında genellikle gürültü faktörü göz ardı edilerek simülasyonlar yapılır. Simülasyon programlarında yapay gürültü ekleme seçeneği vardır, ancak bu seçenek gerçek gürültünün yerini tam olarak almaz. Bu çalışmada yapılacak tasarımın genel devresi Şekil 3.4 'de verilmektedir.



Şekil 3.4. Tasarım Blok Diyagramı

Şekilde görüldüğü üzere transistör ve giriş arasında, giriş uyumlama devreleri kullanılır. Bunun nedeni verimi ve kazancı düşüren kayıpları azaltmaktır. Bu kayıplar Şekil 3.5'de görülen 2 kapılı devrede S parametreleri ile açıklanabilir.



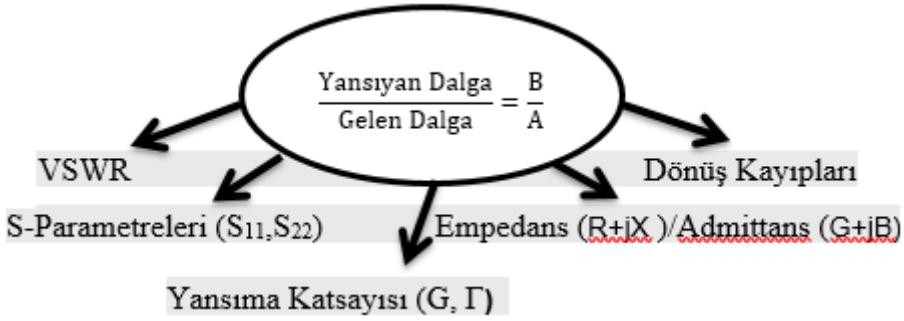
Şekil 3.5. Yüksek Frekansta Cihaz Karakteristiği

Saçılma parametreleri için bazı tanımlar

İki kapılı transistör davranışları için saçılma (S) parametreleri konusu önemlidir. Giriş ve çıkış uyumlama devresi tasarımı için gerekli olan S_{11} ve S_{22} parametreleri incelenir. Smith diyagramı üzerinde S_{11} ve S_{22} bölgeleri belirlenir. Belirlenen bölgelere uygun giriş ve çıkış uyumlama devresi tasarımı yapılır. Yapılan tasarımın performans değerleri incelenir. İleri yöndeki kazanç ve geri yöndeki kayıplar simülasyonlarla elde edilir. Pasif devre elemanı değerleri güncellenerek performans verilerinin değişimi simülasyonda görüntülenir. Ayrıca saçılma parametreleri yardımıyla farklı yöntemler denenerek giriş ve çıkış performans verileri simülasyonda görüntülenir.

Yansıma parametreleri için bazı tanımlar

İki kapılı devreler; empedans, admittans ve saçılma parametreleri yardımıyla açıklanır (Şekil 3.6).



Şekil 3.6. Yansıyan Dalga Parametreleri

S_{11}: Çıkış kapısı hattın karakteristik empedansına eşdeğer bir empedansla sonlandırıldığında, girişteki yansıma katsayısı

S_{22}: Giriş kapısı hattın karakteristik empedansına eşdeğer bir empedansla sonlandırıldığında çıkıştaki yansıma katsayısı

$$\text{Yansıma Katsayısı: } \Gamma = \frac{V_{Yansıyan}}{V_{Gelen}} = \frac{B}{A} = \rho \angle \Phi = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.1)$$

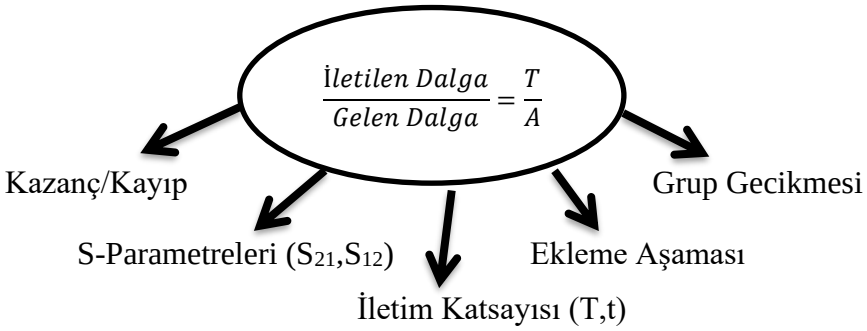
$$RL = -20 \log(\rho),\ \rho = |\Gamma| \quad (3.2)$$

$$VSWR = \frac{E_{max}}{E_{min}} = \frac{1+\rho}{1-\rho} \quad (3.3)$$

Çizelge 3.4. Yansıma durumuna göre yansıma parametrelerinin değerleri

	Yansıma Yok (Z_L=Z_0)	Tam Yansıma (Z_L=Açık, Kısa Devre)
ρ	0	1
RL	∞ dB	0 dB
VSWR	1	∞

İletim parametreleri



Şekil 3.7. İletilen Dalga Parametreleri

S_{12}: Giriş kapısı hattın karakteristik empedansına eşdeğer bir empedansla sonlandırıldığında 2. kapıdan 1. kapıya olan geri iletim katsayısı

S_{21}: Çıkış portu hattın karakteristik empedansına eşdeğer bir empedansla sonlandırıldığında 1. kapıdan 2. kapıya olan iletim katsayısı

$$\text{İletim Katsayısı: } \frac{V_{İletilen}}{V_{Gelen}} = \frac{T}{A} = \tau \angle \Phi \quad (3.4)$$

$$\text{İletim Kaybı: } L = -20\log\left|\frac{V_{İletilen}}{V_{Gelen}}\right| = -20\log(\tau) \quad (3.5)$$

Kazanç: $G = 20\log\left|\frac{\text{Viletilen}}{\text{VGelen}}\right| = 20\log(\tau)$ (3.6)

İletim Açısı: $\Phi = \angle\left(\frac{\text{Viletilen}}{\text{VGelen}}\right)$ (3.7)



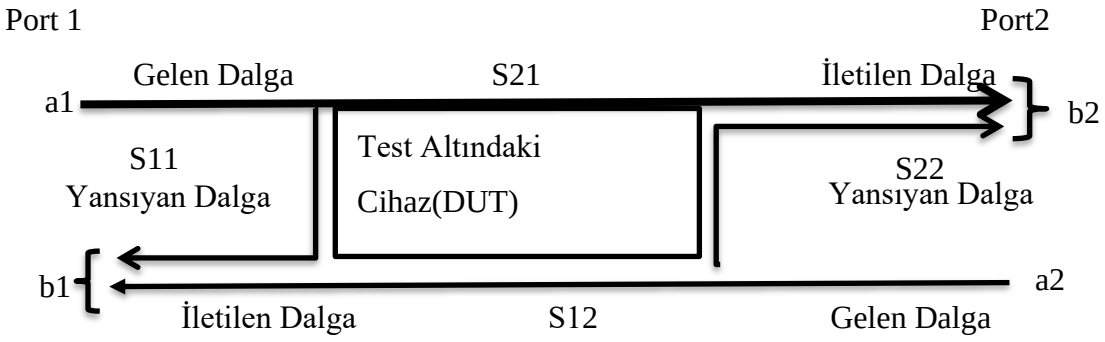
Şekil 3.8. İki Kapılı Mikrodalga Güç Yükselteci Matris Parametreleri

Empedans Matris: $\begin{bmatrix}V1\\V2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}Z11 & Z12\\Z21 & Z22\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i1\\i2\end{bmatrix}$

Admittans Matris: $\begin{bmatrix}i1\\i2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}Y11 & Y12\\Y21 & Y22\end{bmatrix}\begin{bmatrix}V1\\V2\end{bmatrix}$

Hibrit Matris: $\begin{bmatrix}V1\\i2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}h11 & h12\\h21 & h22\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i1\\V2\end{bmatrix}$

ABCD Matris: $\begin{bmatrix}V1\\i1\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}A & B\\C & D\end{bmatrix}\begin{bmatrix}V2\\-i2\end{bmatrix}$



Şekil 3.9. İki Kapılı Mikrodalga Güç Yükselteci Devrelerde S Parametreleri Gösterimi

S_{11}: Giriş Yansıma Katsayısı

S_{21}: İleriye Doğru İletim Katsayısı

$|S_{21}|^2$: Dönüştürücü Güç Kazancı

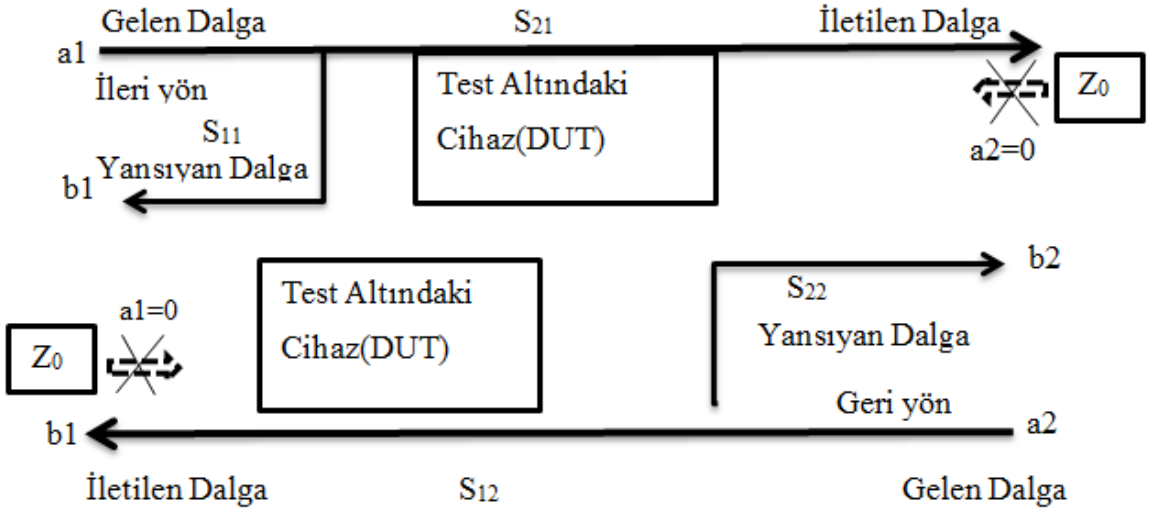
S_{22}: Çıkış Yansıma Katsayısı

S_{12}: Ters İletim Katsayısı

$|S_{12}|^2$: Ters Dönüştürücü Güç Kazancı

b(x)= $\Gamma(x)a(x)$

$\begin{bmatrix}b1\\b2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}S11 & S12\\S21 & S22\end{bmatrix}\begin{bmatrix}a1\\a2\end{bmatrix}$



Şekil 3.10. İki Kapılı Mikrodalga Güç Yükselteci Devrelerde Detaylı S Parametreleri Gösterimi

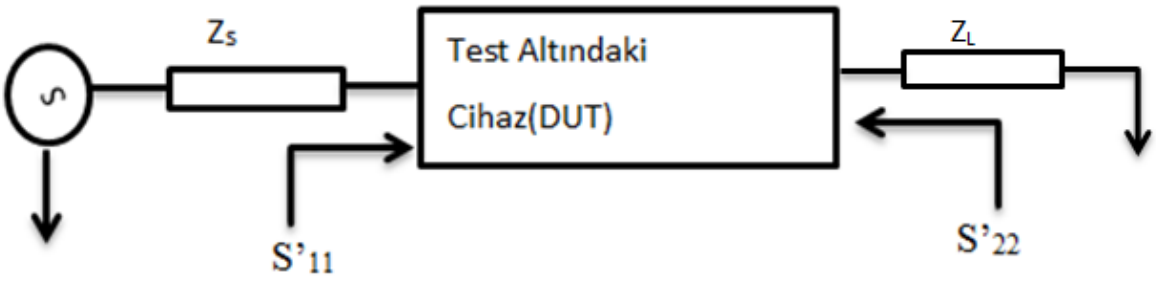
Şekil 3.10'da verilen sistemin doğrusal iki kapılı matematiksel denklemleri aşağıda verilmektedir. Giriş ve çıkış olarak iki grupta incelenen iki kapılı sistemde giriş ve çıkış empedanslarının önemi büyüktür. Bu empedans değerlerine göre Smith diyagramı üzerinde saçılma parametrelerinin değişimi incelenir. Bu saçılma parametrelerinin değerleri yardımıyla kararlılık bölgeleri bulunur.

$$S_{11}=\frac{\text{Yansıyan Dalga}}{\text{Gelen Dalga}}=\frac{b1}{a1}\Big|_{a2=0}$$

$$S_{21}=\frac{\text{İletilen Dalga}}{\text{Gelen Dalga}}=\frac{b2}{a1}\Big|^{a2=0}$$

$$S_{22}=\frac{\text{Yansıyan Dalga}}{\text{Gelen Dalga}}=\frac{b2}{a2}\Big|^{a1=0}$$

$$S_{12}=\frac{\text{İletilen Dalga}}{\text{Gelen Dalga}}=\frac{b1}{a2}\Big|^{a1=0}$$



Şekil 3.11. Rastgele Kaynak ve Yükle S Parametreleri

Mikrodalga yükseltecinin kazancı (3.10) ifadesinde verilmiştir.

$$T = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-\Gamma_{in}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{out}\Gamma_L|^2} \quad (3.7)$$

Bu eşitlik; saçılma parametresi, giriş ve çıkış yansıma parametresi olarak üç ayrı bölümde incelenebilir.

Herhangi bir Z_L yük empedansı için giriş yansıma katsayısı;

$$\Gamma_{in} = S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \quad (3.8)$$

Herhangi bir Z_S kaynak empedansı için çıkış yansıma katsayısı;

$$\Gamma_{out} = S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S} \quad (3.9)$$

Transistör kazancını incelemek için ileri ve geri yön saçılma parametreleri bağıntılarını incelemek gerekir. Transistörün giriş ve çıkış uyumlama devreleri doğru belirlendiğinde, $\Gamma_{in} = \Gamma_s^*$ ve $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$ eşitlikleri elde edilir. Bu durumda $S_{12} \neq 0$ eşitsizliği sağlanmış olur ve bu durumda çift yanlı (bilateral) uyumlama elde edilir.

Diğer bir durumda $S_{12}=0$ eşitliği söz konusu olduğunda, kazanç ifadesini yazarken iki farklı durumu göz önüne almak gerekir. Bu durumda iki farklı yaklaşım kullanılır , $\Gamma_{in} = S_{11}$ ve $\Gamma_{out} = S_{22}$ eşit olarak kabul edilir. Böylece tek yanlı (unilateral) uyumlama elde edilir. İki farklı yaklaşım daha ayrıntılı incelenirse;

$S_{12} = 0$ olması durumunda, (3.8) denkleminden $\Gamma_{in} = S_{11}$ eşitliği elde edilir.

Şekil 3.12'de transistörden önce ve sonra yer alan giriş ve çıkış empedans uyumlama devrelerinden elde edilen Γ_S ve Γ_L yansıma parametreleri önemlidir. Saçılma parametreleri yardımıyla kararlılık bölgeleri belirlenirken yansıma parametreleri önemli etkenlerden bazılarıdır.

Şekil 3.11'in giriş bölgesi kazanç ifadesi;

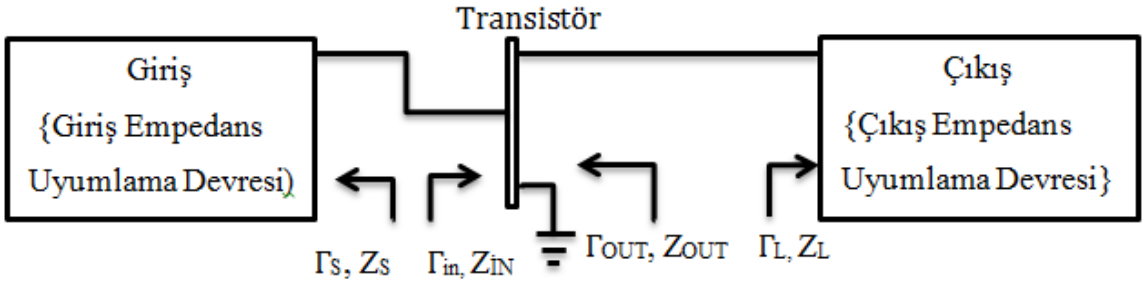
$$G_S = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-\Gamma_{in}\Gamma_s|^2} = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-S_{11}\Gamma_s|^2} \quad (3.10)$$

şeklinde yazılır. $\Gamma_{in} = S_{11}$ eşitliği göz önüne alınarak genel kazanç ifadesi;

$$T = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-\Gamma_{in}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{out}\Gamma_L|^2} = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{out}\Gamma_L|^2} \quad (3.11)$$

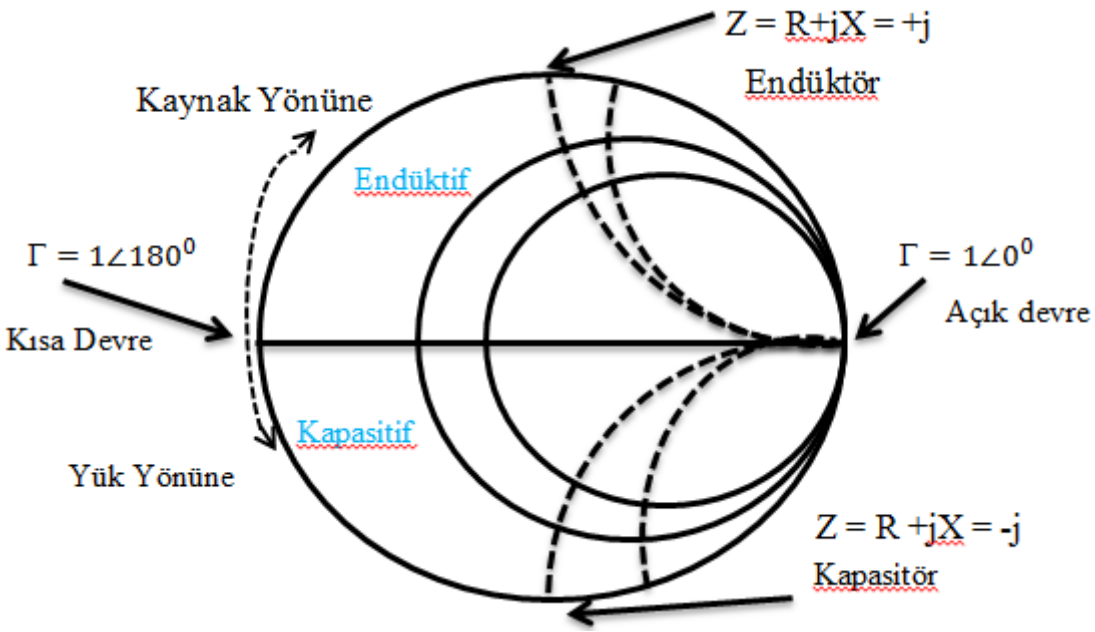
şeklinde yazılır.

$S_{12} = 0$ olması durumunun (3.9) denklemindeki diğer eşitliği olan $\Gamma_{out} = S_{22}$ ifadesi incelenirse, pasif devre elemanları olan kapasitör ve endüktör, çıkış bölgesi için yansıma parametresi olan Γ_L değerini doğrudan etkiler. Şekil 3.13'de kapasitif ve endüktif sonlandırmalar Smith diyagramı üzerinde gösterilmiştir.

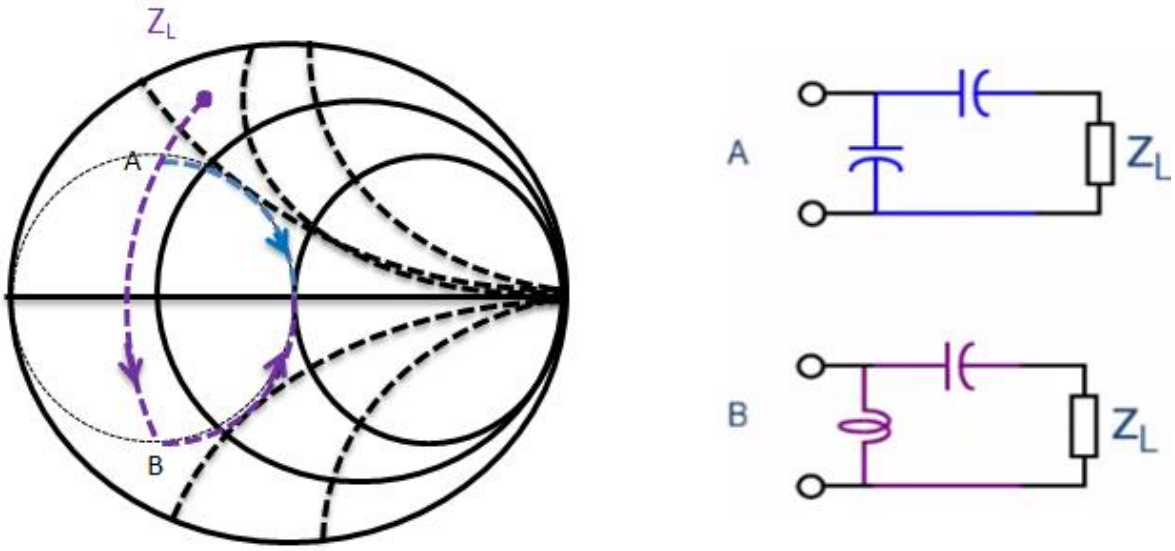


Şekil 3.12. Mikrodalga Güç Yükselteci yapısı, empedans ve yansıma parametreleri

Mikrodalga güç yükselteçler, güç kaynağından çekilen gücün belirli miktarını yüke aktaran devre elemanlarıdır. Giriş kısmındaki gücün yüksek oranlarda yüke aktarılması için empedans uyumu gerekir. Bu nedenle giriş ve çıkış uyumlama devreleri kullanılır. Tasarlanan devrenin transfer fonksiyonu sayesinde girişten verilen bir sinyalin çıkıştaki sonuçları elde edilir.



Şekil 3.13. Smith Diyagram Özellikleri, Kapasitör ve Endüktör Ekleme Durumları



Şekil 3.14. Empedans Uyumlama Gösterimi

Rastgele Z_L ve Z_S değerleriyle gerilim kazancı;

$$A_V = \frac{V_2}{V_1} = \frac{S_{21}(1+\Gamma_L)}{(1-S_{22}\Gamma_L)(1+S'_{11})} \quad (3.12)$$

olarak elde edilir. Şekil 3.13'de kapasitif ve endüktif sonlandırma bölgeleri gösterilmiştir. Şekil 3.14'de ilk durumda A ucuna eklenen kapasitör Smith diyagramı üzerinde negatif imajiner bölgeye geçiş sağlamıştır. Diğer durumda B ucuna eklenen kapasitör ve endüktör negatif ve pozitif imajiner bölgeye geçiş sağlamıştır.

3.1.4. MOSFET RF performansı

RF/Analog Entegre Devre Tasarım Aşamaları;

- Piyasa İhtiyaçları
- Ayrıntılı Karşılaştırma
- Teknik Özelliklerin Araştırılması
- Benzetim Programında Ön Çalışma
- Tasarım Malzemesi Üretimi İçin Ayrıntılı Çalışma
- Ayrıntılı Benzetim Programıyla Çalışma
- İlk Katman
- Gürültüden İzolasyon
- Son Katman
- Maskelemek/Gizlemek
- Test İşlemi

Bir yükseltecin polarlama durumları;

- Kendi kendine polarlama: Basitçe bir transistörün beyz veya gate ayaklarından potansiyel bölücülerle yapılır.
- Totem pole polarlama: Kaynak veya emitter ayağı büyük bir kapak tarafından atlanır.
- Drain-Gate ayakları sabitleştirilmiş polarma: Drain veya kolektörden bir transistörün beyz veya gate ayaklarına doğru sabitleştirilmiş polarlama yapılır.

Çizelge 3.5. Simülasyon ve baskı devre değerlendirmesi

Simülasyon (İdeal)	Baskı Devre (Gerçek)
Her aşama bağımsız tasarlanır.	Maksimum akım değeri (Imax) transistör boyutuyla iyi bir şekilde ölçeklenmiyor. İyi Imax değerleri olmadan RL-opt belirlenemez. Yük çekme yapılır.
Gerekli kazanca göre aşama sayısı belirlenir.	
Her aşama için çıkış gücü (Pout) belirlenir.	
Her aşama için uygun direnç ($R_{L\text{-}opt}$) belirlenir.	Çok büyük transistörlerde yük çekme ölçümleri bile sınırlı doğruluğa sahiptir.
Her aşama için giriş empedansı belirlenir.	Tasarımlar deneyime dayalıdır.
Giriş, çıkış ve aşamalar arası için uyumlama devreleri tasarlanır.	

3.2. Gürültü Faktörü

Gürültü faktörü (Noise Figure), Harold Friis'nin en basit söylemine göre iki kapılı bir sistemin girişine gelen işarete fazladan herhangi bir gürültü eklenip eklemediğini belirten bir parametre olarak tanımlanır. Başka bir deyişle gürültü faktörü iki kapılı bir sistemin sinyal gürültü oranının ne kadar kötüleştiğini ifade eder. Buna göre ideal şartlar altındaki gürültüsüz iki kapılı bir sistemin girişindeki gürültü gücüne ilave bir gürültü eklenmediği durumlar için giriş ve çıkış sinyal gürültü oranı (Signal to Noise ratio – SNR) değeri aynı oranda artarak azalacağı için gürültü faktörü 1 ve üzeri bir değere eşit olur. Gürültü faktörü Eş. 3.13'de verildiği üzere giriş sinyal gürültü oranının (S_i/N_i), çıkış sinyal gürültü oranına (S_o/N_o) oranı olarak matematiksel olarak hesaplanır.

$$F = S_i/N_i \; x = \frac{\mathrm{Si}\,/\mathrm{Ni}}{\mathrm{So}\,/\mathrm{No}} = \frac{\mathrm{SNRi}}{\mathrm{SNRo}} \geq 1 \tag{3.13}$$

Gürültü faktörü pratikte desibel cinsinden gürültü figürü (noise figure - NF) ile ifade edilmektedir.

$$NF = 10\log(F) \tag{3.14}$$

İki kapılı bir sistemin girişinin T (°K) sıcaklığındaki ve R (Ω) değerinde bir direnç ile sonlandırıldığı varsayılırsa devrenin girişinde yer alan direnç üzerindeki elektronlar sıcaklıkla orantılı olarak sahip oldukları kinetik enerjilerinin etkisiyle rastgele hareket halindedir. Elektronların bu hareketleri direnç üzerinde ortalaması 0 V olan ancak rms değeri 0'dan farklı rastgele voltaj salınımlarına sebep olur. Rayleigh Jeans yaklaşımına göre elektronların direnç üzerindeki rastgele salınımlarından kaynaklı oluşan yük üzerindeki gürültü gerilimi en basit şekliyle Eş. (3.15) ile ifade edilebilir.

$$\mathrm{V}_{in} = \sqrt{4\mathrm{kTRB}} \tag{3.15}$$

Buna göre gürültülü R değerindeki bir direnç, Thevenin eşdeğer devresine göre birbirlerine seri olan gürültüsüz bir direnç ve voltaj kaynağı olarak düşünülebilir. İki kapılı bir sistemin en yüksek güç iletimini sağlayabilmesi amacıyla devrenin girişini sonlandırmakta kullanılan R değerindeki direncin karmaşık eşleniği olan R değerindeki başka bir direnç ile sonlandırıldığı varsayıldığında gürültü gücü Eş. 3.16 ile ifade edilebilir.

$$P_{in} = (\frac{\text{Vin}}{\text{R+R}})^2 + R = \frac{\text{Vin}^2}{\text{4R}} = kTB \quad (3.16)$$

Eş. 3.16'ya göre iki kapılı bir sistemin ortam sıcaklığının azaltılarak ve çalışma frekans bant genişliğinin daraltılarak sistemin daha düşük seviyelerde gürültü gücü üretmesi sağlanabilir.

3.3. Giriş ve Çıkış VSWR

Mikrodalga güç yükselteçlerinin temel görevi, giriş sinyalini güçlendirmesidir. Çıkışta elde edilen güçlendirilmiş sinyalin seviyesi önemlidir. Girişteki sinyali güçlendirirken seçilecek metot ve bu metoda uygun tasarlanacak uyumlama devresi kayıpları en aza indirmelidir. Empedans uyumlama yöntemi düzgün yapıldığında girişteki sinüzoidal dalga giriş uyumlamadan geçip transistörün girişine gelir. Transistörde kuvvetlendirildikten sonra çıkış uyumlamadan ilerleyip yüke geçer. Düzgün empedans uyumu olmaması durumunda giriş sinüzoidal dalgasının bir kısmı geri döner. Geri dönen dalga ile giriş sinyali karşılaşır. Bu karşılaşma sonucu duran dalga meydana gelecektir. Duran dalgalar transistör girişinde zayıflamaya sebep olur. Tasarım için gerekli olan giriş gücünde zayıflama olması önemli bir sorundur. Çıkış empedans uyumu problemi olması durumunda transistör çıkışından ilerleyen dalganın bir kısmı geri döner. Geri dönen dalganın transistör çıkışındaki dalgayla karşılaşması sonucu duran dalga meydana gelecektir. Duran dalgalar transistör çıkışında zayıflamaya sebep olacaktır. Giriş ve çıkıştaki zayıflamalar sonucunda kazanç değeri düşecektir. Duran dalga problemini çözmek için empedans uyum problemi çözülmelidir. Tek katlı güç yükselteçlerinde kayıpların artması demek çok katlı bir sistemde kullanıldığında büyük kayıp anlamına gelmektedir. Tasarım için bu kayıpların artması kabul edilemez.

3.4. Frekans Değişimine Göre Güç Kazancının Ölçülmesi ve İzlenilmesi

Mikrodalga güç yükselteçlerinde çalışılan merkez frekansı, önemli bir noktadır. Çalışılan merkez frekansta kullanılan transistörün karakteristik giriş ve çıkış empedans değerleri vardır. Farklı frekans değerlerinde bu empedans değerleri değişir. Giriş empedansının imajiner kısmı düşük frekanslarda pozitif değerler alırken, frekans değeri yükseldikçe imajiner kısmı negatif değerler alır. Frekans değişimine bağlı olarak transistörün giriş ve

çıkış empedansının Smith diyagramı üzerindeki bölgeleri değişir. Bu bölgeye uygun olarak belirlenen giriş ve çıkış uyumlama devreleri çıkış gücünü etkiler.

3.4.1. Yüksek frekans ve bant genişliği

Yüksek frekans değerlerinde çalışmanın avantajları ve dezavantajları vardır. Yüksek frekanslarda çalışmak önemli derecede bant genişliği sunar. Bant genişliğinin artması veri aktarım hacmi için önemlidir. Ancak artan veri hacmi enerji tüketimini de beraberinde getirir. Aktarılan her bir veri güç tüketimi anlamına gelir. Bilgi ve iletişim teknolojileri toplam enerji tüketiminin önemli bir bölümünü oluşturur. 2012 yılında bilgi ve iletişim sektörünün yıllık güç tüketimi 200 GW seviyesinin üzerindedir. 5 G teknolojisiyle birlikte daha yüksek işlevselliğe sahip milyonlarca baz istasyonu ve milyarlarca akıllı telefon veya daha hızlı cihazların bağlanması beklenmektedir. 2012 yılında 1,1 milyon baz istasyonunda 14 milyar kWh'den fazla güç tüketilmiştir [31].

3.5. Tasarımı Sınırlayan Koşullar

Tasarım öncesi belirlenen koşulları sağlamak için sistemin ve sistem bileşenlerinin detaylı araştırılması gerekir. Mikrodalga güç yükselteçlerde anahtar rolü oynayan transistörün çalışma prensibinden çalışma performansına kadar birçok ayrıntının incelenmesi gerekir. Seçilecek transistörün kazanç, verim, bant genişliği ve merkez frekans değerleri temel parametreler olsa da, daha arka planda olan elektriksel özellikleri ve anahtarlama hızı diğer önemli noktalardır. Anahtarlama sırasında bazı problemler ortaya çıkabilir. İdeal transistörün kare dalga anahtarlaması yaptığı bilinir. Ancak devre kartı üzerinde test edilen transistörün ideal davranmadığı açıkça görünür.

3.5.1. Doğrusallık

Doğrusallık, haberleşme sistemlerinde kullanılan güç yükselteçleri için önemli bir performans parametresidir. Sürekli dalga (Continous Wave - CW), Frekans Modülasyonu (Frequency Modulation - FM), klasik Frekans Kaydırmalı Anahtarlama (Frequency Shift Keying - FSK) ve Gauss Minimum Kaydırmalı Anahtarlama (Gaussian Minimum Shift Keying – GMSK), (GSM'de kullanılır) gibi sinyaller sabit zarflara (genliklere) sahiptir. Bu nedenle doğrusal güç yükselteci gerektirmez. Karesel genlik modülasyonu (Quadratic Amplitude Modulation - QAM), karesel faz kaydırmalı anahtarlama (Quadratic Phase Shift

Keying - QPSK), kod bölmeli çoklu erişim (Code Division Multiple Access – CDMA), dikey frekans bölmeli çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM) gibi kiplenimli sinyaller için doğrusal güç yükselteci gerekir. Güç yükselteci doğrusallığı, bir sinyalin doğru genlik ve/veya faz kontrolüne bağlı olabilen yüksek veri hızlarına erişmek için kullanılan modülasyon çeşitlerinin bütünlüğünü sağlamak için gereklidir. FM gibi geleneksel modülasyon şemalarına dayalı iletişim türlerinde güç yükselteçlerinin giriş ve çıkış gücü arasındaki doğrusallık, kritik bir gereksinim değildir. Bir FM demodülatör, modüle edilmiş bilgiyi çıkarmak için sıfır geçiş dedektörüyle alınan sinyalin sıfır noktasını kestiği yerlerin sayısı belirlenerek FM demodülasyonu gerçekleştirilir. Modern iletişim sistemlerinde (özellikle yüksek veri aktarım hızlarında çalışan sayısal iletişim sistemlerinde), bilgi zarf sinyalinin fazı ve/veya genliği biçiminde taşınır. Bu nedenle demodülasyon üzerine taşınan verilerin etkili biçimde çıkarılmasında sinyalin anlık doğruluğu çok önemli bir detaydır. Güç yükselteçlerindeki zamanla ve/veya sıcaklıkla ilgili olarak doğrusal olmayan durumlarda, vektör modülasyonuna dayanan sistemlerde iletilen verilerin kaybına neden olur.

Çoğu güç yükseltecinin eğilimi, artan frekansla kazanç kaybetme yönünde olduğundan yüksek frekanslara çıkıldıkça güç yükselteci kazanç değerlerinde gittikçe azalma görülür. Güç yükselteçlerinde klasik değiş tokuşlarından biri bant genişliği ile çıkış gücü arasındadır. İç parazitik kapasitans, aktif cihazları bant genişliğinde sınırlar. Yüksek bant genişliği istenilen özelliklerden bir tanesidir. Ancak her transistör sinyal kazancının düştüğü ve cihazın artık bir güç yükselteci olarak kullanışlı olmadığı frekans değerine ulaşır. Küçük boyutlardaki transistörler daha yüksek çalışma frekans değerine olanak sağlayabilir. Ancak daha küçük boyutlar daha düşük akım ve güç değerleri anlamına gelir. Diğer bir sorun ise küçük boyutlardaki entegrenin sıcaklığını, çalışması için problem teşkil etmeyecek seviyede tutabilme problemidir.

3.5.2. Giriş akımı ve gerilimi

Mikrodalga güç yükselteçlerinde kullanılan transistörler, karakteristik özelliklerine göre çeşitlilik gösterirler. Bu özellikler arasında elektriksel özellikler, RF özellikleri, dinamik özellikler gibi özellikler vardır. Transistöre ait veri yaprağında verilen bu özelliklere ulaşılır. Transistörün elektriksel özelliklerine göre transistörün çalışma bölgesi belirlenir.

Belirlenen bölgeye göre biyaslama yapılır. Transistörün etkili bir şekilde kullanılması için biyas gerilimi önemlidir.

3.5.3. Kazanç

Gücün etkili bir şekilde çıkışa aktarılması, üzerinde durulması gereken önemli bir konudur. Bunun için öncelikle transistörden önceki bölümün irdelenmesi gerekir. Burada transistöre aktarılacak sinyalin en az kayıpla iletilmesi önemlidir. Bu aşamada giriş uyumlama devrelerinin önemi ortaya çıkar. Bu aşamayı başardıktan sonra transistörde yükseltilen sinyalin çıkışa en az kayıpla aktarılması gerekir. Burada transistörden güçlendirilmiş olarak elde edilen sinyal, çıkış uyumlama devreleri yardımıyla çıkışa iletilir.

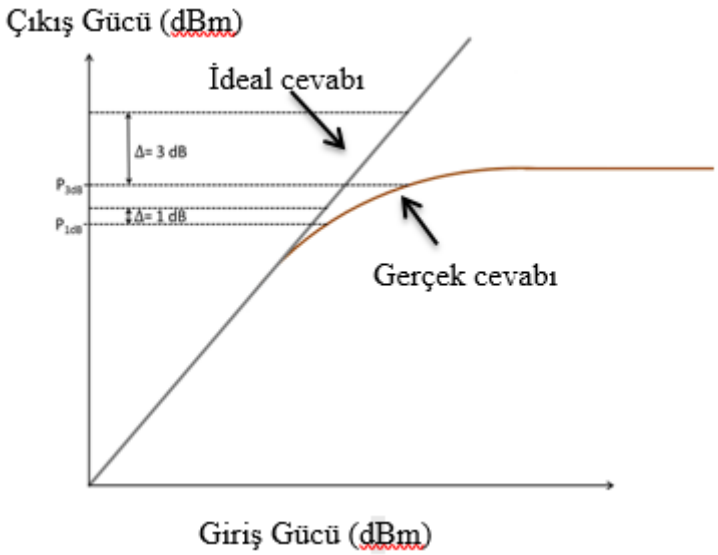
3.5.4. Transistör doyum noktası

Güç yükselteci devresinde transistörün görevi, gelen sinyali güçlendirerek çıkışa iletmektir. Çıkışa iletilen güçlendirilmiş sinyalin oluşturulması kolay bir iş değildir. Çünkü transistörün doğrusal ve doğrusal olmayan çalışma bölgeleri vardır. İstenilen seviyedeki güç seviyelerine çıkmaktaki en büyük sorunlardan bir tanesi kırılma (breakdown) gerilimidir.
Transistörün çalışma bölgesi hakkında detaylı araştırma yapmak gerekir. Çalışma bölgesine göre parametreleri belirlemek önemlidir. Transistörün çalıştığı bölgenin kontrol edilmesi, V_{GG} bias ve V_{DD} bias uyumlama devreleri önemlidir. Bu sayede DC transistör beslemesi gerçekleştirilir.

1 dB ve 3 dB Bastırma Noktaları

Bir RF/mikrodalga güç yükseltecinin temel işlevi, giriş sinyali içeriğinin değiştirilmeden güç seviyesinin yükseltilmesidir. Doğrusallık terimi, güç yükseltecinin kazancıyla ilgili olarak giriş ve çıkış gücü arasındaki doğrusallığı ifade eder. Şekil 3.15'de çıkış gücüne karşı giriş gücü, teorik olarak doğrusal düz bir çizgi olması beklenir. Üst düz çizgi doğrusal bileşeni tanımlar, alttaki çizgi ise giriş güç seviyesine bağlı olarak bozulmayı tanımlar. Bozulmalar 2. derece, 3. derece, 4. derece vb. gibi değişir. 2. Derece ile 1. Derece eğrilerinin kesişim noktasının x eksenindeki değer ikinci dereceden giriş kesişme noktası (Quadratic Input Intersection - IIP2) değerini ifade eder. Kesişim noktasının y eksenindeki değer ikinci dereceden çıkış kesişme noktası (Quadratic Output Intersection - OIP2)

değerini ifade eder. 3. derece ile 1. derece eğrilerinin kesişim noktasının x eksenindeki değer üçüncü dereceden giriş kesişme noktası (Tertiary Input Intersection Point - IIP3) değerini ifade eder. Kesişim noktasının y eksenindeki değer üçüncü dereceden çıkış kesişme noktası (Tertiary Output Intersection - OIP3) değerini ifade eder. Buna ek olarak gerçekte güç yükselteci çıkış gücü 1 dB sıkıştırma, 3 dB sıkıştırma, doymuş çıkış gücü gibi bir miktar kazanç sıkıştırmasıyla nitelendirilen çıkış gücü olarak ifade edilir.



Şekil 3.15. Güç yükselteci 1dB bastırma noktası

3.5.5. Transistör akım – gerilim karakteristiği

Mikrodalga güç yükselteçlerinde kullanılan transistörlerin elektriksel özellikleri önemlidir. Tasarımın hedeflenen performans değerlerine ulaşabilmesi için transistörün veri sayfasında verilen akım – gerilim grafiğini simülasyonda görmek gerekir. Simülasyonda elde edilen sonuçlar, tasarım için hedeflenen performans değerleri için uygunsa kullanılır. Gate besleme geriliminin değişimine göre değişen akım – gerilim grafiğinde; kesim, aktif ve doyum bölgelerini incelemek gerekir. Transistörün verimli kullanılması için uç noktalarda kullanmamakta fayda vardır. Aksi durumlarda hatalı sonuçlar elde edilir ve daha ilerisi için maliyetin artmasına neden olur.

3.5.6. Giriş ve çıkış R, L, C devreleri

MOSFET'lerin çıkış karakteristiği sabit nicelikken, kapasitanslar sabit olmayan niceliklerdir. Sayısız yarıiletken üreticisi olduğu düşünüldüğünde, bu firmalara ait sayısız

transistör vardır. Bu transistörlerin özellikleri birbirinden farklılıklar gösterirler. Transistörlerin elektriksel özelliklerini simülasyonda görüntülemek önemlidir. Bunun için farklı yöntemler kullanılır. Bu yöntemlerden birisi, farklı biyaslama koşulları altında cihazın DC özelliklerini ölçmektir. Ancak dikkat edilecek bir konu da sabit olmayan bu kapasitans değerleri, bazı parazitik değerler içerebilir. Transistörün giriş ve çıkışında gözlemlenen karakteristik empedans değerleri frekansa göre farklılık gösterir. Bu nedenle transistörün girişine ve çıkışına uyumlama devresi tasarımı yaparken bu empedans değerleri göz önüne alınmalıdır. Empedansın imajiner kısımlarındaki değişim, Smith diyagramında açıkça görülür. Akım ve gerilim arasındaki faz farkını azaltmak için pasif devre elemanları kullanılır. Ancak pasif devre elemanlarını kullanırken transistörün performans verileri dikkate alınmalıdır. Etkili bir tasarım için kayıpların düşük seviyede olması arzu edilir. Hedeflenen performans verilerine ulaşabilmek için giriş uyumlama devresinde yer alan pasif devre elemanlarının analizinin yapılması gerekir. Geri dönüş kayıplarının da belirli bir seviyenin altında olması gerekir. Çıkış uyumlama devresinde kullanılan pasif devre elemanlarının analizinin de yapılması gerekir. Çıkıştaki kazancın hedeflenen kazanca ulaşması buna bağlıdır.

3.5.7. Dış etkenler

Simülasyondaki çıktılar ile baskı devresi oluşturulan tasarım çıktı sonuçları bazen birbirine yakın değerler verirken bazen de çıktı sonuçları arasındaki fark artar. Bu farkın birçok sebebi vardır. Bunlar dış etmenler olarak bilinir. Bu dış kaynaklı problemler, transistörün soğutulmasının yetersiz olması, lehimlemelerdeki hatalar, baskı devresi kartı oluşturulurken yapılan hatalar, ortamın tozlu olması, ortamın statik elektrik yüklenmesi ve ışığa duyarlı entegrelerin yeteri kadar yalıtımının yapılmaması olarak sıralanabilir.

Sıcaklık

Transistörlerde kesim noktası, doyum noktası ve aktif çalışma noktası olmak üzere üç çalışma noktası vardır. Seçilen devre elemanları transistörün çalışma bölgesini belirler. Transistör taşıyabileceği en yüksek akım olan doyum noktasında çalıştırıldığında ısınma problemi ortaya çıkar. Seçilen soğutma sistemi transistörü yeteri kadar soğutamıyorsa transistörün yapısında bozulmalar olur. Transistörlere taşıyabileceğinden daha yüksek değerde yükleme yapılırsa çalışmasında dengesizlikler görülür, transistör düzgün çalışma

özelliğini kaybeder ve bozulur. Bu gibi sorunları yaşamamak için transistörlerin dayanabileceği akım, gerilim, frekans değerlerinin verildiği katalogları incelemek gerekir.

Nem

Elektrik ve elektronik devrelerin, nemli ortamlarda çalıştırılmaması önemli bir konudur. Çalıştırılması gerekiyorsa neme maruz kalmaması için yalıtımın iyi yapılması gerekir. Örneğin televizyon ya da bilgisayarı, soğuk ve nemli bir ortamdan sıcak bir ortama getirdiğinizde hemen çalıştırmamak gerekir. Çünkü soğuk ve nemli dış ortam, cihazların tüplerinin arka kısmında bulunan cam yüzeyde ince bir su tabakası oluşturur. Cihaz çalıştırılınca yüksek gerilim atlamalara sebep olur. Bu atlamalar elektrik ve elektronik devreleri bozabileceği gibi yakınlarda bulunan biri varsa bu kişiye bile zarar verebilir.

Toz ve Sarsıntı

Elektronik sistemleri olumsuz yönde etkileyen önemli etmenler arasında dış ortamın fazla tozlu olması ve bu tozun sistemde yer alan devre elemanlarının çevresinde birikmesidir. Bu problemlerin en başında aşırı ısınma ve entegre devre elemanının erken bozulma süreci yer alır. Elektronik sistemleri olumsuz etkileyen diğer bir etmen sistemin sarsılmasıdır. Elektronik cihazlar çalışırken sarsılmamalıdır. Çünkü bu cihazların sarsılması sistemde yer alan elektronik devre elemanlarına ve lehimlere zarar verir.

Gürültü

Gürültü bazen sistemi oluştururken yapılan hatalardan kaynaklı, bazen sistemin oluşturduğu bir gürültü, bazen de sistemi dışardan etkileyen bir gürültü olmak üzere birçok tipte olabilir.

Elektromanyetik Gürültü

Elektronik devre kartlarındaki devre elemanları dış manyetik alanlardan olumsuz etkilenir. Özellikle hassas devrelerle çalışırken daha dikkatli olunması gerekir. Hassas transistörler, bobinler ve diğer entegre devreler yüksek manyetik alanda hatalı çalışırlar. Devre elemanlarının bacak boyları, elektriksel sinyaller karşısında direnç ve endüktans oluşturabilir. Bu yüksek manyetik alanın devre elemanlarına olası etkilerini azaltmak için SMD kılıflar kullanılır. Ayrıca kart baskısı, yüzey montaj teknolojisi de devre

elemanlarının manyetik alanlardan etkilenme seviyesini belirlerler. Yüzey montaj teknolojisinde bu sorunlarla karşılaşılmaz ise yüksek frekanslı devrelerde performans yüksek olur. Yüzey montaj teknolojisinin diğer bazı avantajları; devrelerin daha az ısınması, daha az güç tüketimi ve mekanik sarsıntılara karşı dayanıklılığının artması olarak sıralamak mümkündür.

Kimyasal Gürültü

Bir sistemi oluşturan elektronik kartlarda; baskı devre kartlarının yollarının düzgün olması ve entegre devre elemanlarının lehimlerinin de hassas yapılması gerekir. Soğuk lehim adı verilen kötü lehimlemeler devrelerin çabucak bozulmasına sebep olur. Lehimleme işleminden sonra çalışılan yer; fırça, tiner, alkol, ispirto vb. temizleyicilerle temizlenmelidir.

Ses

Elektrik ve elektronik devrelerin, çalışma aralıklarının dışına çıkmaması için gerekli önlemler alınmalıdır. Bu önlemler bazen fazla ısınan devre elemanlarını soğutmak için kullanılan fan olabilir, bazen de soğutma için gerekli olan suyun döngüsünü sağlayan pompa olabilir. Bu önlemler alındığında sistem elemanları dışarıya belirli bir gürültü yayar. Bu gürültü seviyesi rahatsız edici düzeyde olabilir. Yüksek seviyelerdeki gürültüler duyma bozukluğuna sebep olabilir.

Sistemin gürültü seviyesi yüksek olduğunda, sistemde kullanılan hassas devreler etkilenebilir. Örneğin sinyal üreteçlerinin entegrelere bağlantı noktalarında parazitler oluşabilir. Bu gibi olumsuz etkilere karşı tedbirler almak gerekir. Devrelerin dış parazitlere karşı yalıtımının ve devreleri parazitlerden korurken istenilen sinyalin elde edilmesi için filtre tasarımının iyi yapılması gerekir.

Işık

Işık kaynaklarının gürültü seviyeleri faklıdır. Bu seviye çok yüksek olabileceği gibi çok düşük de olabilir. Çok düşük seviyelerde olan bazı ışık gürültülerini ölçmek zor bir iştir. Bu konuda Dr. Mete Atatüre, Cambridge Üniversitesi'ndeki araştırma grubuyla birlikte ışık seviyesinin gürültü ölçümünü gerçekleştirerek önemli bir buluşa imza atmıştır. Doğal

atom yerine yarıiletken nanomateryal kullanıp ışıkla etkileşimi tek bir atomdan 100 kat daha fazla olan bir süper atom elde ederek kuantum gürültüsünü ortaya çıkardıklarını belirten Dr. Atatüre, tam karanlıkta bile sürekli var olduğu düşünülen temel gürültü seviyesini o karanlığa çok az miktar ışık eklenerek düşürülebileceğini göstermiştir. Bu etkinin var olabildiği deney koşullarında gürültü ölçümünün uzun yıllardır başarılamamasını ise etkinin var olduğu ışık seviyesinin gürültü ölçümü için çok az olmasına bağlayan Dr. Atatüre, konuyla ilgili olarak; "ışık sinyalindeki gürültüye kuantum gürültüsü denir, ışık şiddeti arttıkça gürültü de artar, lazer ışığındaki gürültü ile araba farından gelen ışığın gürültüsü birbirinden farklıdır, hepsinin ortak noktası tam karanlıkta bile var olan kuantum gürültü seviyesinin altına inememeleridir" demiştir[32].

4. GÜÇ YÜKSELTEÇ TASARIM ADIMLARI VE TEMEL ÖZELLİKLER

Bu tez çalışmasının konusu olan J sınıfı güç yükselteci tasarımı, AWR bilgisayar destekli simülasyon programında tasarlanmıştır. Güç yükselteci tasarımında bazı zorluklar vardır. Giriş - çıkış yansıma kaybı, sınırlı bant genişliği, iletim açısı ve DC kutuplama bunlardan bazılarıdır. Devrenin ana bileşeni olan transistörü belirlemek, giriş ve çıkış uyumlama devrelerini belirlemek gibi tasarımı üç kategoride gruplayabiliriz. Transistörün istenilen frekans bandında verimli çalışabilmesi için o rezonans frekansında çalışacak pasif devre elemanlarının belirlenmesi önemlidir. Seçilen devre elemanlarının rezonans frekansında çalışması yeterli bir gereksinim değildir. Ek olarak istenilen verim ve kazanç değerleri için de istenilen şartları sağlaması gerekir. Bu koşullarda çalışırken kararlılık bölgelerine de bakmak gerekir. Koşullu kararlı, koşulsuz kararlı ve kararsız bölgeleri belirlemek gerekir.

Güç yükseltecinin girişindeki sinyal, 10 dB - 17 dB seviyelerinde güçlendirilerek çıkışa aktarılması hedeflenmiştir. Tasarımın 2 GHz merkez frekansında rezonansa girmesi sağlanmıştır. Çalışmada 1,5 - 2,5 GHz arası geniş bantlı mikrodalga güç yükselteci tasarlanmıştır. Giriş ve çıkış empedans uyumlamasının yapılmasıyla $|S_{11}| < 5$dB olduğu gösterilmiştir. Böylece tasarlanan devrenin performansının üst seviyelere çıktığı gösterilmiştir. Simülasyonlar sonucunda tasarımda yer alan transistörün 1,5 GHz ve 2 GHz civarlarında kazancının arttığı gözlemlenmiştir. Hesaplamalar sonucu bu kazanç artışının olduğu frekans bandıyla R, L, C devresinin rezonans frekansını birbirine yakın değerler olarak belirlenmiştir. Bu uyum sayesinde kayıpları en aza indirmek ve kazancı en yüksek seviyede tutmak amaçlanmıştır. Daha hassas analiz yapmak için bilgisayar destekli simülasyon programı olan AWR programının tuning bölümünden faydalanılmıştır. R, L, C değerlerinde yapılan küçük değişikliklerin rezonans frekans değerinde kaymalara neden olduğu gözlemlenmiştir. Tasarım devresi üzerinde yapılan iyileştirmelerden sonra simülasyon sonuçlarının daha başarılı olduğu gözlemlenmiştir. Kazanç değeri olabildiğince yüksek tutulmaya ve yansıma değeri ise olabildiğince düşük seviyelerde tutulmaya çalışılmıştır [7].

Son zamanlarda literatürde mikrodalga güç yükselteci üzerine yapılan araştırma sayıları artmaktadır. Artan ilgiden dolayı yeni yöntemler sonucunda mevcut güç yükselteci sınıflarına ek olarak yeni sınıflar ortaya çıkarılmıştır. Bu tez çalışması sayesinde yeni güç

yükselteci sınıfları incelenmiştir. MOSFET'lerin çıkış karakteristiği sabit nicelikken, kapasitanslar sabit olmayan niceliklerdir. Genel olarak MOSFET'in özelliklerinden kapasitans değerlerini belirlemek zordur ve değerlerini ölçmek gerekmektedir. Sabit olmayan bu kapasitans değerleri bazı parazitik değerler içerebilir. Bu nedenle transistörün gate - source, drain – source ve gate - drain arasına eklenen pasif devre elemanlarının simülasyon çıktısını nasıl etkilediği de tez çalışmasında gözlemlenmiştir.

4.1. Giriş Katı Karakteristik Özellikleri

İki portlu geniş bant mikrodalga güç yükselteci devrelerinde kazanç ifadesini yazarken transistörün S parametrelerini kullanmak gerekir. S parametrelerinden yararlanarak giriş katındaki yansıma katsayısı ve iletim kaybı hesaplanır. Çalışılan frekans bandında bu iletim kayıplarına uygun olacak L - C devre elemanları ve bağlantı şekli seçilir. Giriş uyumlama devresi belirlendikten sonra girişteki DC gürültülere karşı önlem olarak kapasitör eklenir. Simülasyon sonuçları gözlemlendiğinde elde edilen sonuçlardan geri dönüş kaybı değerinin yüksek oluşu nedeniyle istenilen seviyede kazanç elde edilememiştir. İleri yöndeki güç kazancı parametresi olan S_{21} değerinin istenilen seviyeye çıkması için transistörün giriş kısmına R - C devresi eklenmiştir. Bu ekleme sayesinde geri dönüş kaybının S_{21} değerini daha az etkilediği gözlenmiştir. Daha sonra simülasyon sonuçları gözlemlendiğinde elde edilen sonuçlardan giriş kayıplarını daha düşük seviyede tutmak için girişte yer alan R – L - C devre elemanları tuning bölümüne eklenmiş ve tuning bölümünde başlangıç - bitiş değerlerine ek olarak değişim miktarı girildikten sonra elle devre elemanı değeri kaydırılarak değişim sonuçları gözlenmiştir. Bu değişim bize simülasyon ortamında daha hassas sonuç vermiştir. Bu sayede ileri yöndeki güç kazancı değerinin istenilen seviyeye çıkarılması sağlanmıştır. Ek olarak tuning kısmına giriş güç kaynağı eklenmiştir. Başlangıç - bitiş güç değerlerine ek olarak değişim miktarı girilerek giriş güç miktarı elle değiştirilmiş farklı giriş güç değerlerine göre simülasyon sonuçları gözlemlenmiştir. Sonuçta en üst seviye güç kazanç değerlerine ulaşılmıştır. Ancak sadece istenilen seviyede kazanç elde etmek tek başına yeterli bir durum değildir. Diğer durumlara da göz atmak gerekir. Çünkü transistör kazancıyla verimlilik ve kararlılık doğrusal değişmez. En uygun koşulları belirlemek gerekir.

4.2. Çıkış Katı Karakteristik Özellikleri

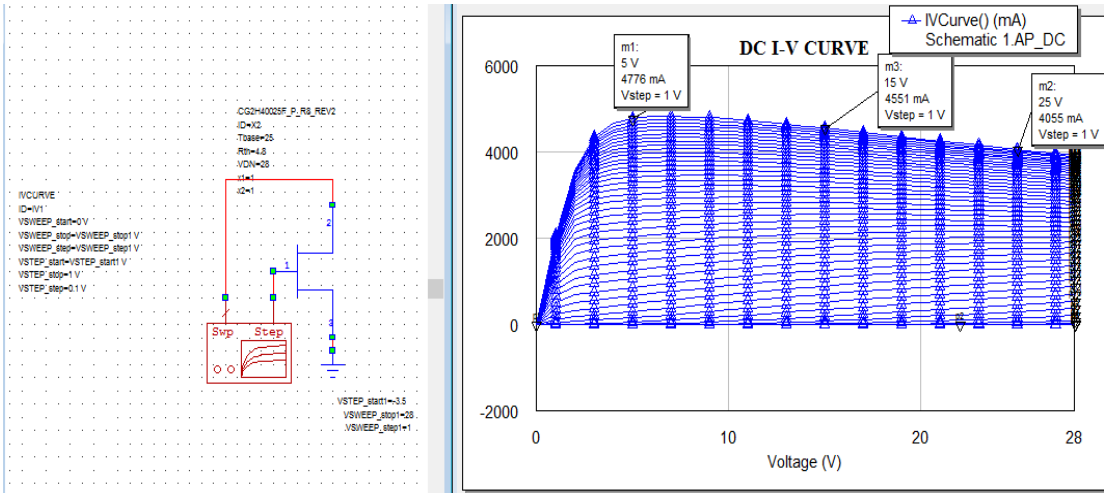
Transistörün S parametrelerinden yararlanarak çıkış katındaki yansıma katsayısı ve iletim kaybı hesaplanır. Çalışılan frekans bandında bu iletim kayıplarına uygun olacak L - C devre elemanları ve bağlantı şekli seçilir. Çıkış uyumlama devresi belirlendikten sonra gürültülere karşı önlem olarak kapasitör eklenir. Simülasyon sonuçları gözlemlendiğinde elde edilen sonuçlardan S_{12} değerini daha düşük seviyede tutmak için çıkışta yer alan L - C devre elemanlarını tuning bölümüne eklenmiştir. Tuning bölümünde L - C devre elemanlarının başlangıç - bitiş değerleri ve değişim miktarı girilmiştir. Ek olarak devre elemanı değeri kaydırılarak değişim sonuçları gözlemlenmiştir. Simülasyon ortamında bu değişim daha hassas sonuç vermektedir. Bu sayede ileri yöndeki güç kazancı değerinin istenilen seviyeye çıkarılması sağlanmıştır. Ancak sadece istenilen seviyede kazanç elde etmek tek başına yeterli değildir. Çünkü transistör kazancıyla verimlilik ve kararlılık doğrusal değişmemektedir. Hedeflenen performans değerlerine ulaşmak için en uygun koşulları belirlemek gerekmektedir.

5. AWR PROGRAMI YARDIMIYLA BAZI DEVRE DENEMELERİ VE TRANSİSTÖR KARAKTERİZASYONU

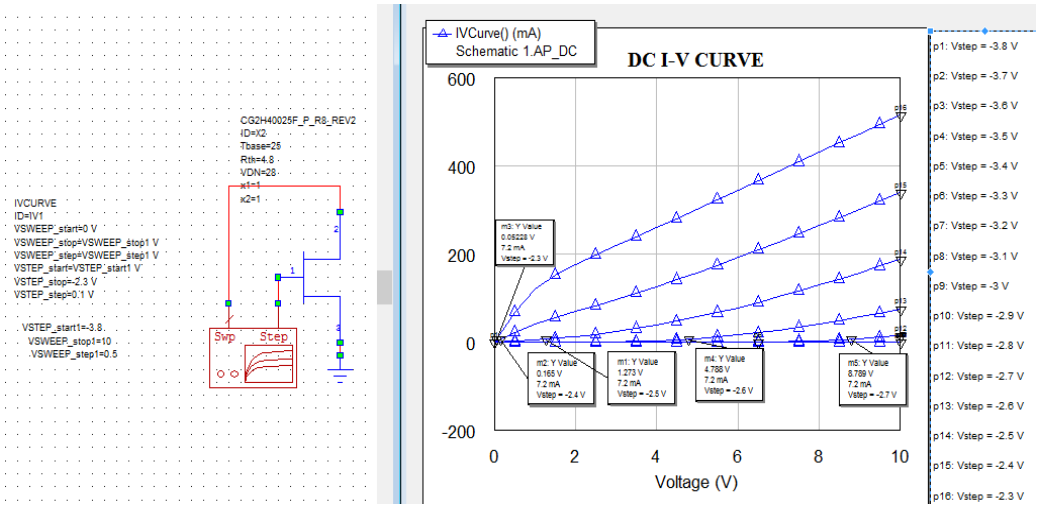
Radar, haberleşme ve mikrodalga sistemlerinde kullanılan bilgisayar destekli simülasyon programlarından en çok kullanılan iki program ADS ve AWR'dir. Tasarıma başlarken belirlenen performans hedeflerine ulaşmak için bazı aşamaları başarıyla tamamlamak gerekir. Mikrodalga güç yükselteci tasarımında bu aşamalar transistörün elektriksel özellikleriyle başlayıp, giriş ve çıkış uyumlama devrelerini belirledikten sonra sistemin performans verilerinin elde edilmesi olarak özetlenebilir. Tasarım sürecinde birçok problemle karşılaşılması normaldir. Bazı transistör üretici firmalar simülasyon programları için kütüphane desteği vermektedir. Cree firması bu firmalardan biridir. Tasarım için Cree firmasına ait transistör kullanılmıştır. Önce transistörün elektriksel özellikleri belirlenmiştir. İkinci adım olarak giriş ve çıkış uyumlama devreleri oluşturulmuştur. Son olarak performans verileri elde edilip, son bir güncelleme yapılıp yapılamayacağı kontrol edilmiştir.

5.1. Simülasyon Çıktıları

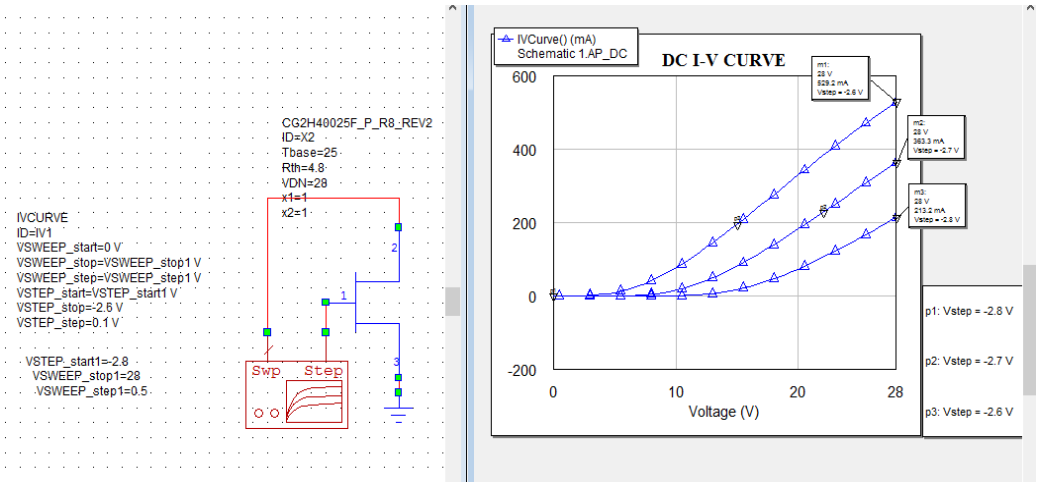
Transistörün biyaslanması için elektriksel özelliklerinin bilinmesi ve DC akım – gerilim grafiğinin elde edilmesi gerekir. Biyaslama gerilimi değişimine göre transistörün çıkış performans verileri Şekil 5.1 - Şekil 5.5 'de görülmektedir. Grafiklerde çıkışta elde edilen düşük ve yüksek akım değerleri de görülmektedir.



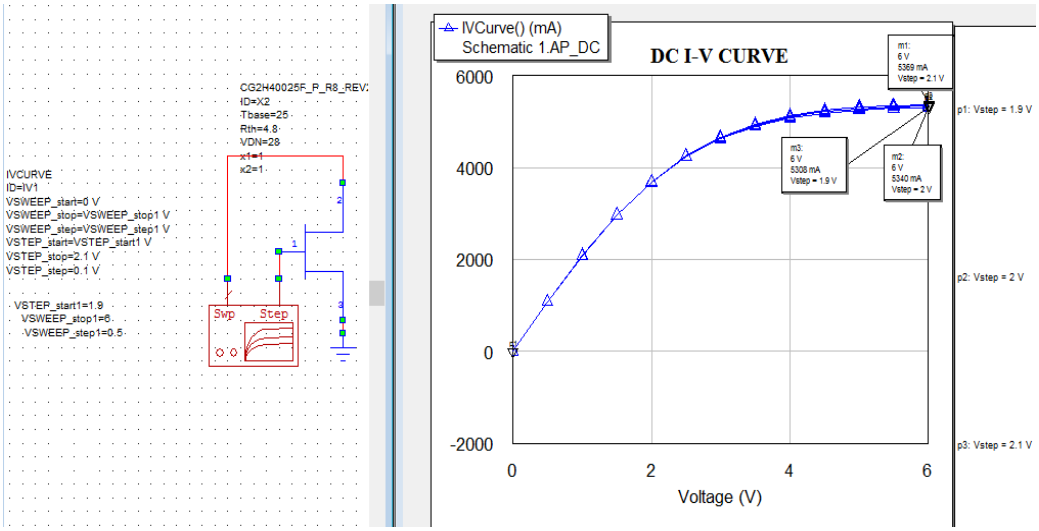
Şekil 5.1. Gate Eşik Gerilimi Değişimine Göre DC I-V Eğrisi



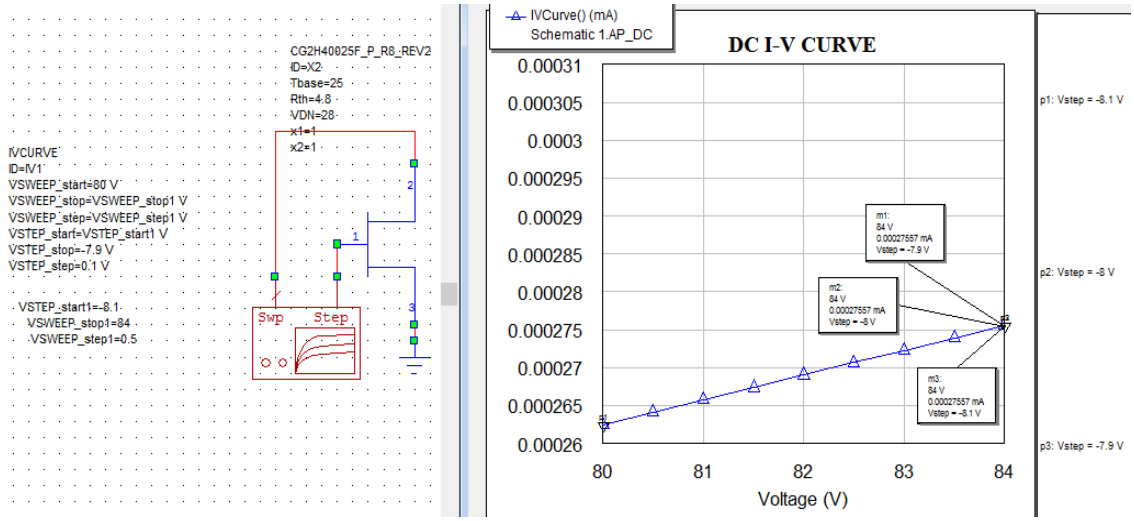
Şekil 5.2. Gate Eşik Gerilimi DC I-V Eğrisi



Şekil 5.3. Gate Çalışma Gerilimi DC I-V Eğrisi

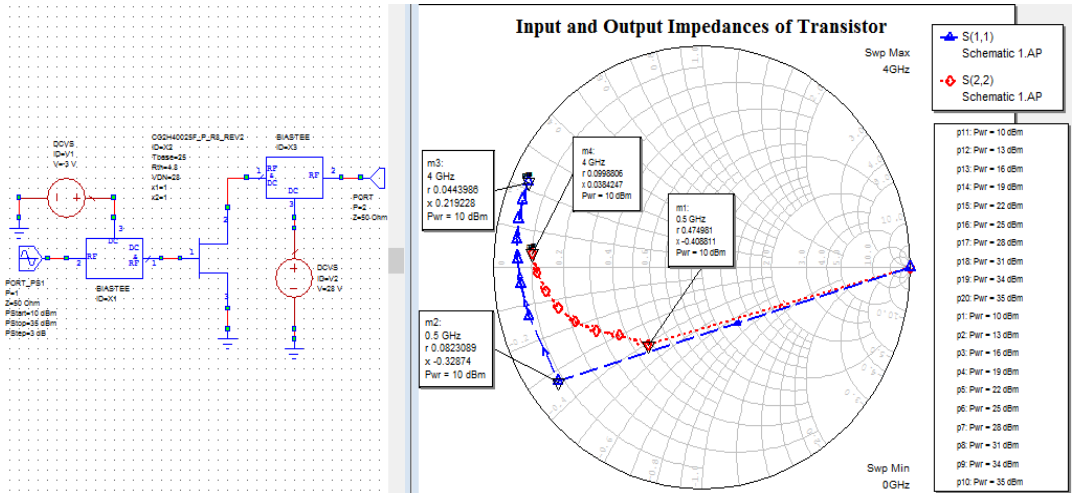


Şekil 5.4. Doymuş Drain Akımı DC I-V Eğrisi

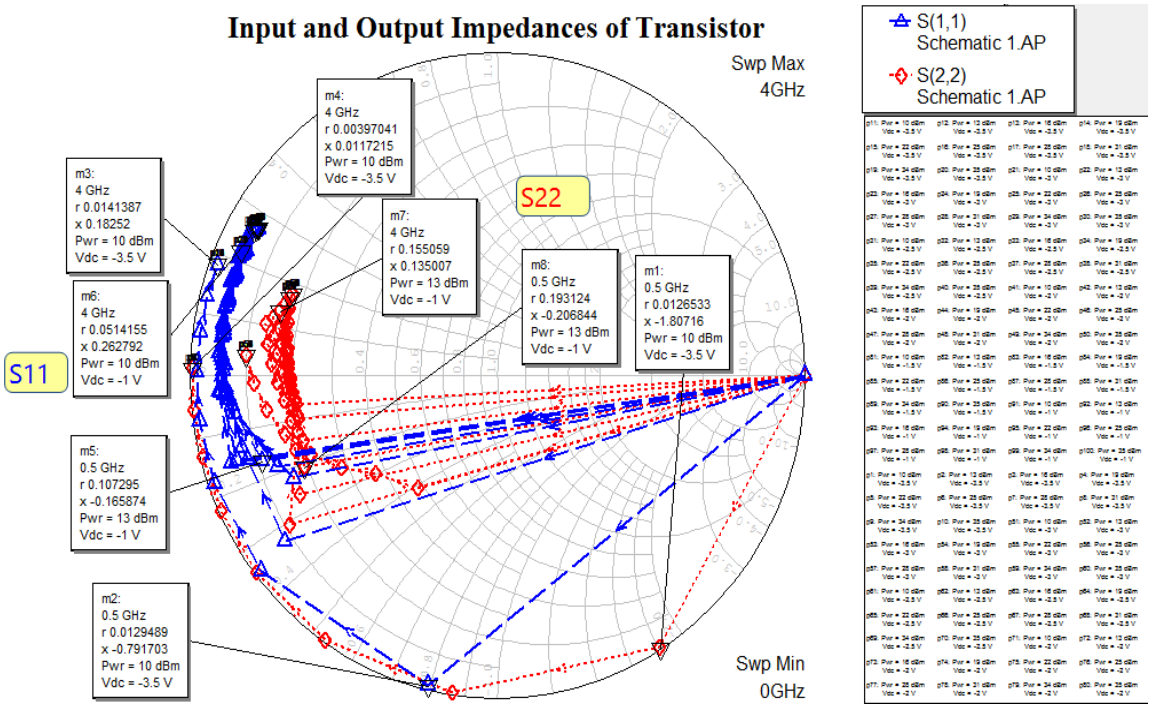


Şekil 5.5. Drain-Source Kırılma Gerilimi DC I-V Eğrisi

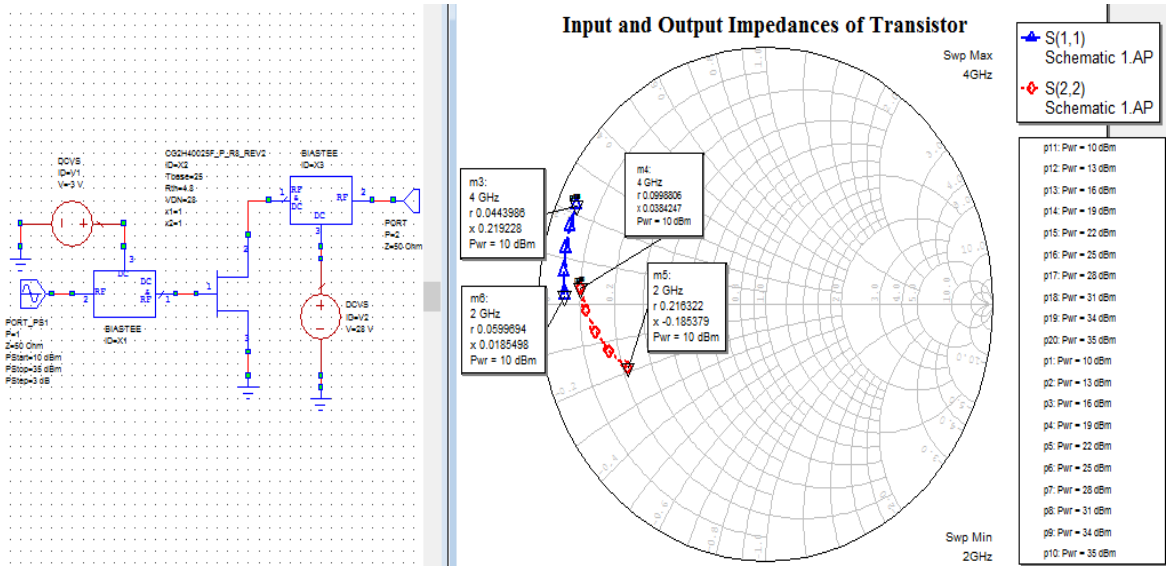
Transistörün sınır koşullarında çalışmasının incelenmesi gerekir. Transistörün veri yaprağında kırılma gerilimi olarak 84 V verilmektedir. Şekil 5.5.'te verilen simülasyon sonucunda elde edilen akım değeriyle veri yaprağındaki değer arasında fark vardır. Veri yaprağında Id için 0,2 mA değeri verilirken, simülasyon sonucunda 0,27 µA değeri elde edilmiştir.



Şekil 5.6. Transistörün 0 - 4 GHz Giriş ve Çıkış Empedans Değişimi

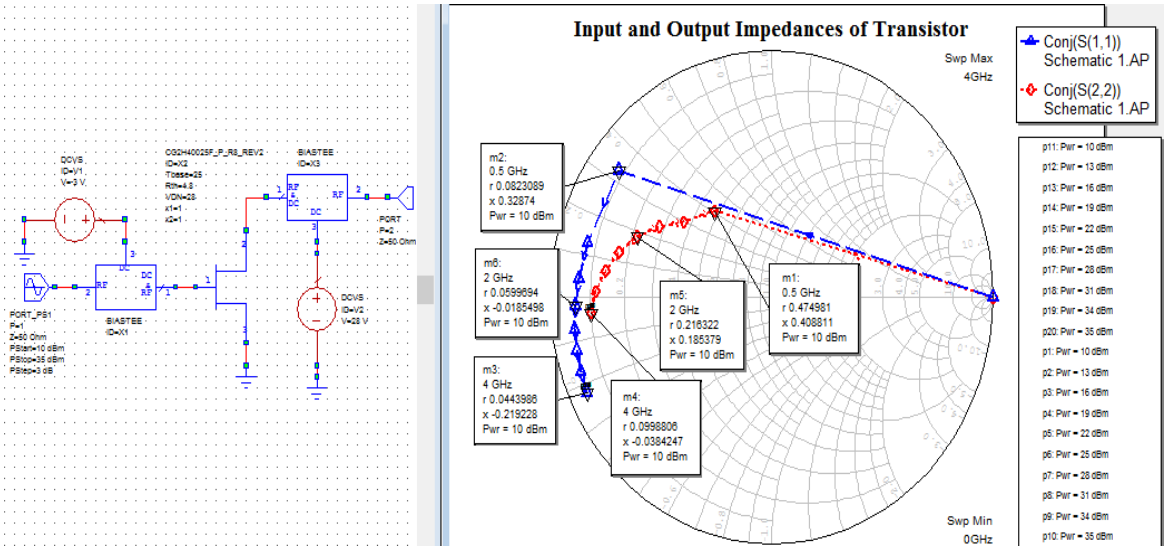


Şekil 5.7. V_{GS} Gerilimi Değişimine Göre Transistörün 0 - 4 GHz Giriş ve Çıkış Empedans Değişimi

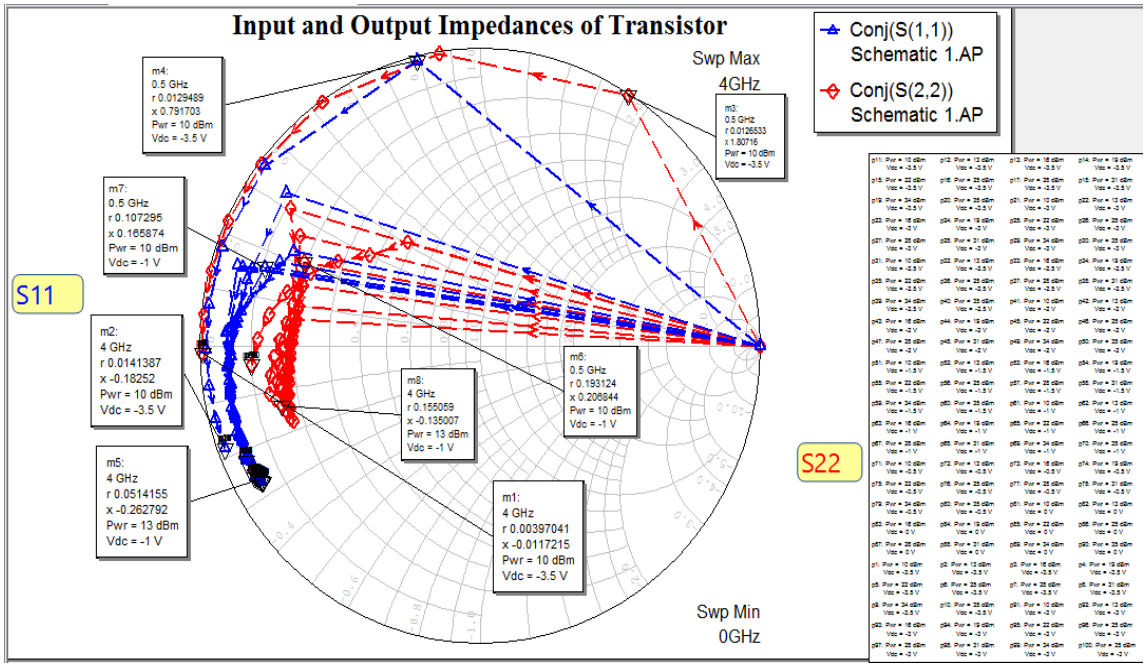


Şekil 5.8. Transistörün 2 - 4 GHz Giriş ve Çıkış Empedans Değişimi

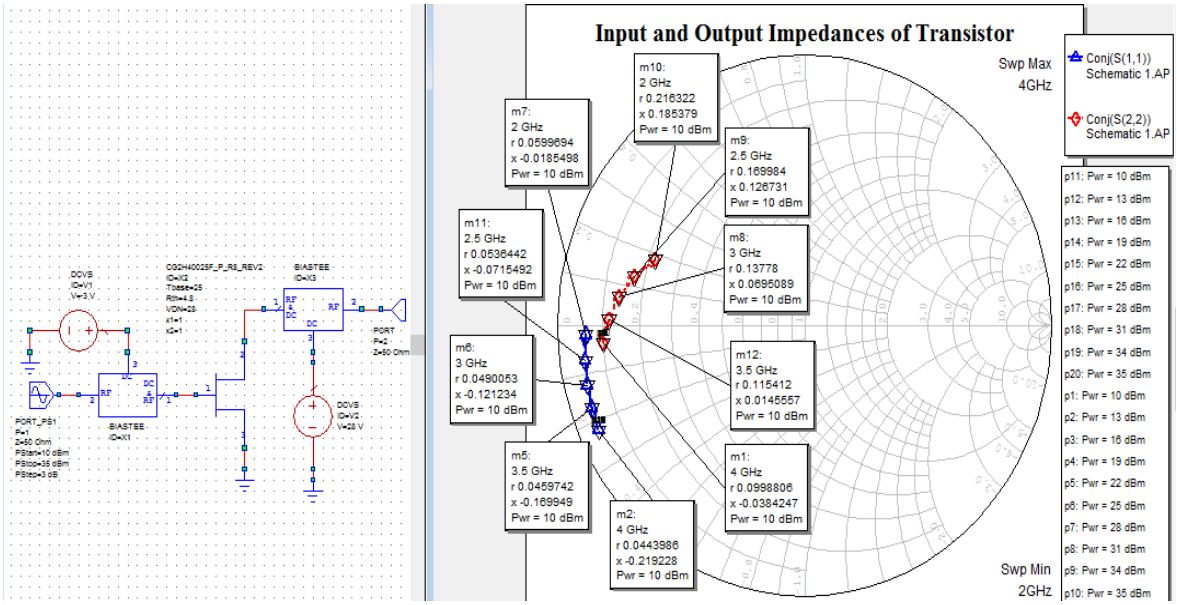
Uyumlama devresi için gerekli olan transistörün Smith diyagram üzerinde empedans değerleri Şekil 5.6 - Şekil 5.8'de görülmektedir. Bu şekiller incelendiğinde Smith diyagramındaki giriş empedans değerlerinin çıkış empedans değerlerine göre sıfıra daha yakın olduğu görülmektedir.



Şekil 5.9. Transistörün 0 - 4 GHz Giriş ve Çıkış Empedans Eşleniklerinin Değişimi



Şekil 5.10. V_{GS} Gerilimi Değişimine Göre Transistörün 0 - 4 GHz Giriş ve Çıkış Empedans Eşleniklerinin Değişimi



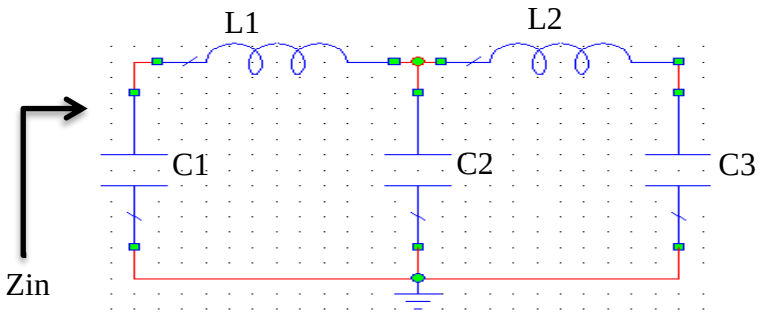
Şekil 5.11. Transistörün 2 - 4 GHz Giriş ve Çıkış Empedans Eşleniklerinin Değişimi

Farklı frekanslar için transistörün giriş ve çıkış empedans eşleniklerinin değişimi Smith diyagram üzerinde Şekil 5.9 - Şekil 5.11'de görülmektedir.

Transistörün Smith diyagramındaki giriş ve çıkış empedans değerlerini belirledikten sonra transistör giriş ve çıkış empedanslarının imajiner kısımları azaltılmalıdır. Bunun için daha önceden elde edilen grafiklerin eşlenikleri elde edildi. Smith diyagramındaki eşlenik bölgesine göre uyumlama devresi tasarlandı. Çizelge 5.1'de transistörün 0,5 - 4 GHz giriş ve çıkış empedans eşleniklerinin değişimleri verilmiştir. Tasarlanan empedans uyumlama devresi Şekil 5.12'de görülmektedir.

Çizelge 5.1. Transistörün 0,5 - 4 GHz giriş ve çıkış empedans eşleniklerinin değişimi

Frekans	Smith Chart Giriş Eşlenik Empedansı	Smith Chart Çıkış Eşlenik Empedansı
0,5 GHz	Z=r+jx=0,082+j0,328	Z=r+jx=0,474+j0,408
1 GHz	Z=r+jx=0,075+j0,129	Z=r+jx=0,367+j0,298
1,5 GHz	Z=r+jx=0,067+j0,042	Z=r+jx=0,281+j0,242
2 GHz	Z=r+jx=0,059-j0,018	Z=r+jx=0,216+j0,185
2,5 GHz	Z=r+jx=0,053-j0,071	Z=r+jx=0,169+j0,126
3 GHz	Z=r+jx=0,048-j0,121	Z=r+jx=0,137+j0,069
3,5 GHz	Z=r+jx=0,045-j0,169	Z=r+jx=0,115+j0,014
4 GHz	Z=r+jx=0,044-j0,219	Z=r+jx=0,099-j0,038



Şekil 5.12. Tasarlanan Giriş Uyumlama Devresi İçin Merdiven Topolojisi

Şekil 5.12'den devrenin giriş empedansı;

$Z_{in}= Z_{C1} /\!/ [Z_{L1}+Z_{C2} /\!/ (Z_{L2}+Z_{C3})]$

olarak elde edilir.

2 GHz'de transistörün eşlenik Zin= 50(0,059-j0,018)= 2,95-j0,9 ohm'dur.

Her bir elemanın empedans değeri aşağıdaki gibi tek tek hesaplanabilir.

$Z_{C1}= \frac{-j}{2\pi*2*10^9*B1*10^{-12}} = \frac{-j1000}{4\pi B1} = \frac{-j79,61}{B1}$

$Z_{C2}= \frac{-j}{2\pi*2*10^9*B2*10^{-12}} = \frac{-j1000}{4\pi B2} = \frac{-j79,61}{B2}$

$Z_{C3}= \frac{-j}{2\pi*2*10^9*B3*10^{-12}} = \frac{-j1000}{4\pi B3} = \frac{-j79,61}{B3}$

$Z_{L1}= +j* 2\pi * 2 * 10^9 * A1 * 10^{-9}= +j* 4\pi * A1= +j12,56A1$

$Z_{L2}= +j* 2\pi * 2 * 10^9 * A2 * 10^{-9}= +j* 4\pi * A2= +j12,56A2$

$Z_{eş} = Z_{L1}+Z_{C2} /\!/ (Z_{L2}+Z_{C3})$

$Z_{C1} /\!/ Z_{eş} = -j0,9$

$\frac{Z_{C1}*Z_{eş}}{Z_{C1}+Z_{eş}} = -j0,9$

$Z_{C1} = -j1,573$ veya $Z_{C1} = -j3,146$ kabul edilir.

C_1 =25,3 pF veya C_1 = 50,6 pF bulunur.

$Z_{eş} =$ +j0,573 veya Z_{C1} = +j1,146 kabul edilir.

$Z_{eş1} = Z_{C2} /\!/ (Z_{L2}+Z_{C3})$

$Z_{L1} + Z_{eş1}$ = +j1.146 ise Z_{L1}=+j1 kabul edilir. L_1 = 0,08 nH bulunur.

$Z_{eş1} = Z_{C2} /\!/ (Z_{L2}+Z_{C3})$ = +j0,146

Z_{C2} = -j0,3 ve $Z_{L2}+Z_{C3}$ =-j0,3 kabul edilir. C_2 = 265,4 pF bulunur.

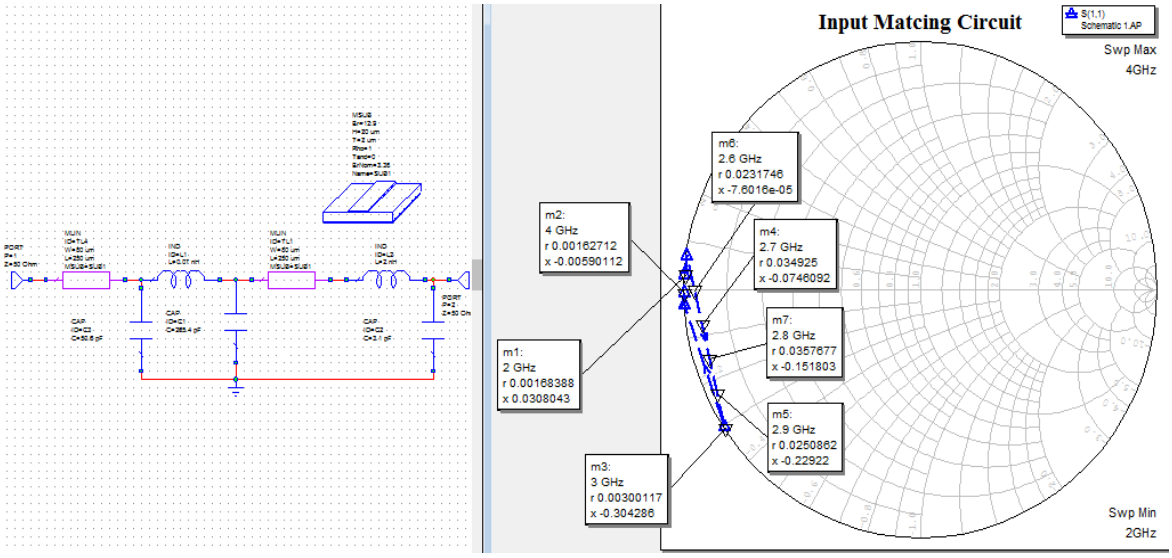
$Z_{L2}+Z_{C3}$ = +j12,56A2+$\frac{-j79,61}{B3}$ = -j0,3

Çizelge 5.2.'de Z_{L2} ve Z_{C3} değerlerinin hesaplanması için A2 ve B3 katsayılarının değişimi verilmiştir.

Çizelge 5.2. Z_{L2} ve Z_{C3} değerlerinin hesaplanması için A2 ve B3 katsayılarının değişimi

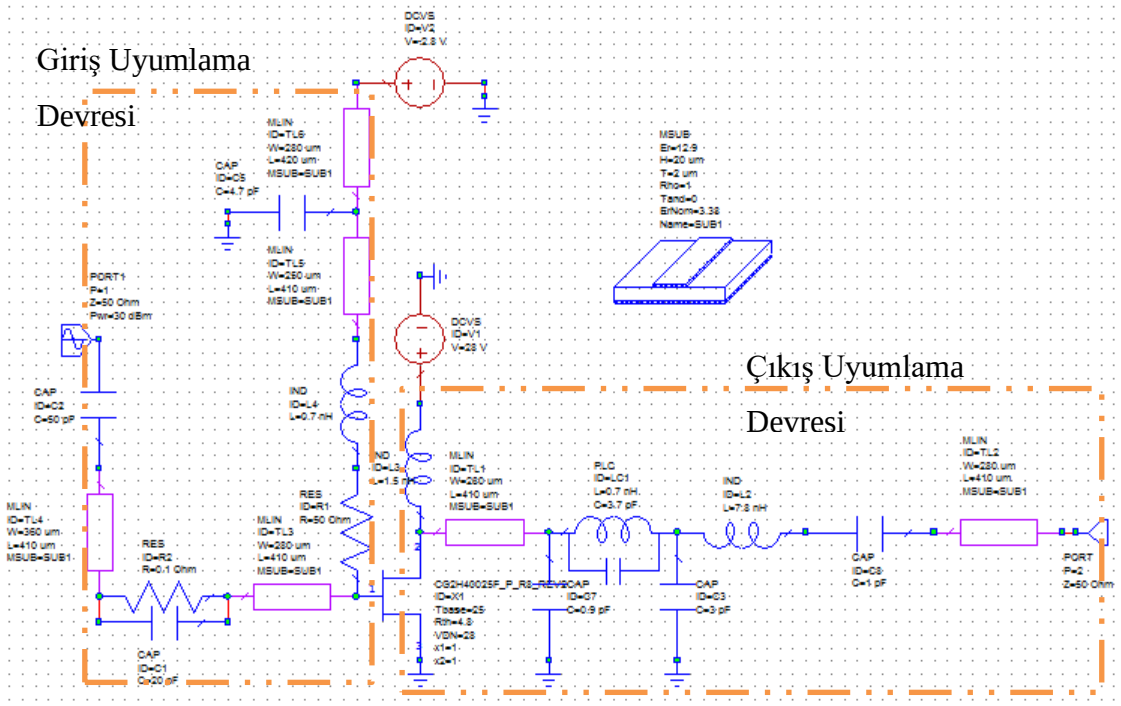
A2	1	2	3	4	5	6	6,31	3,14	2,08	1,56	1,24	1,03	0,88
B3	6,2	3,13	2,09	1,575	1,26	1,05	1	2	3	4	5	6	7

L_2 = 2nH ve C_3 = 3,13 pF değerleri seçilmiştir.

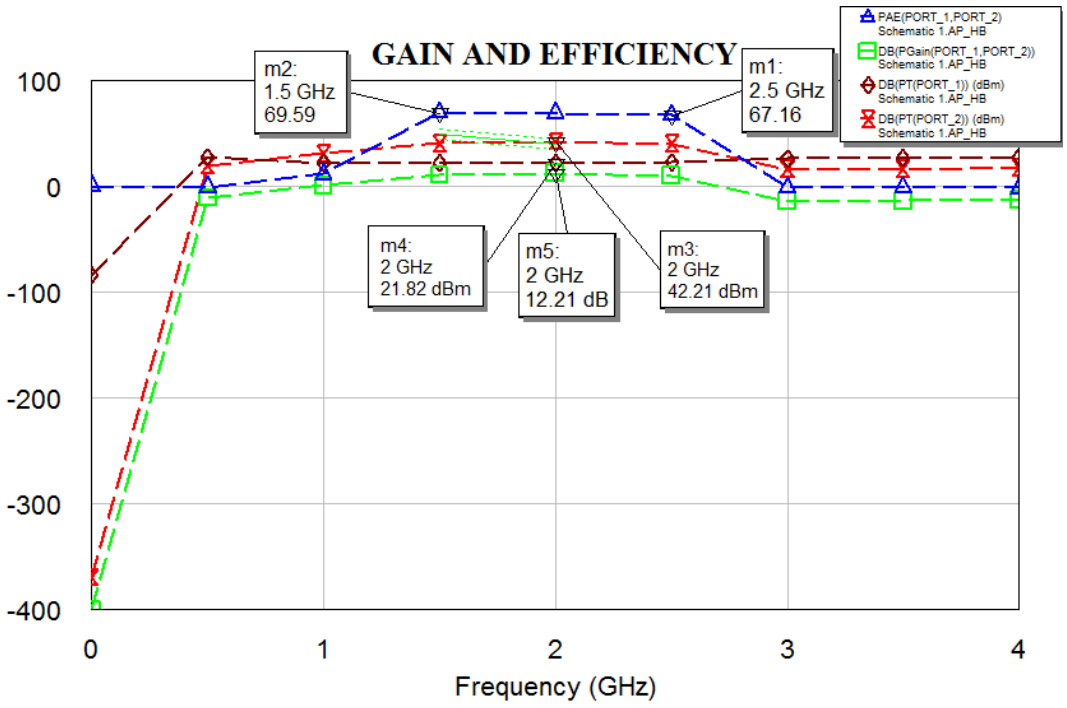


Şekil 5.13. Tasarlanan Giriş Uyumlama Devresinin Smith Diyagramında 2 - 4 GHz Empedans Değişimi

Giriş uyumlama devresi için belirlenen merdiven yönteminde pasif devre elemanlarının değerleri teorik olarak hesaplanmıştır. Hesaplanan değerler simülasyonda yerine konulmuş ve Smith diyagramdaki empedans değişimi gözlemlenmiştir (Şekil 5.13). Tasarlanan devrenin Smith diyagramındaki empedans değişim eğrileriyle transistörün Smith diyagramındaki empedans değişim eğrilerinin uyumlu olmadığı görülmüştür. Bu nedenle giriş uyumlama yöntemi olarak kullanılmamıştır. Kullanılamayan yöntemin yerine yeni yöntem belirlenerek transistörün giriş empedansının Smith diyagramındaki bölgeye benzer bir bölge elde etmek için yeni yöntemde kullanılan pasif devre elemanları güncellenmiştir. Şekil 5.14.'te yeni yöntem ve pasif devre elemanları görülmektedir.



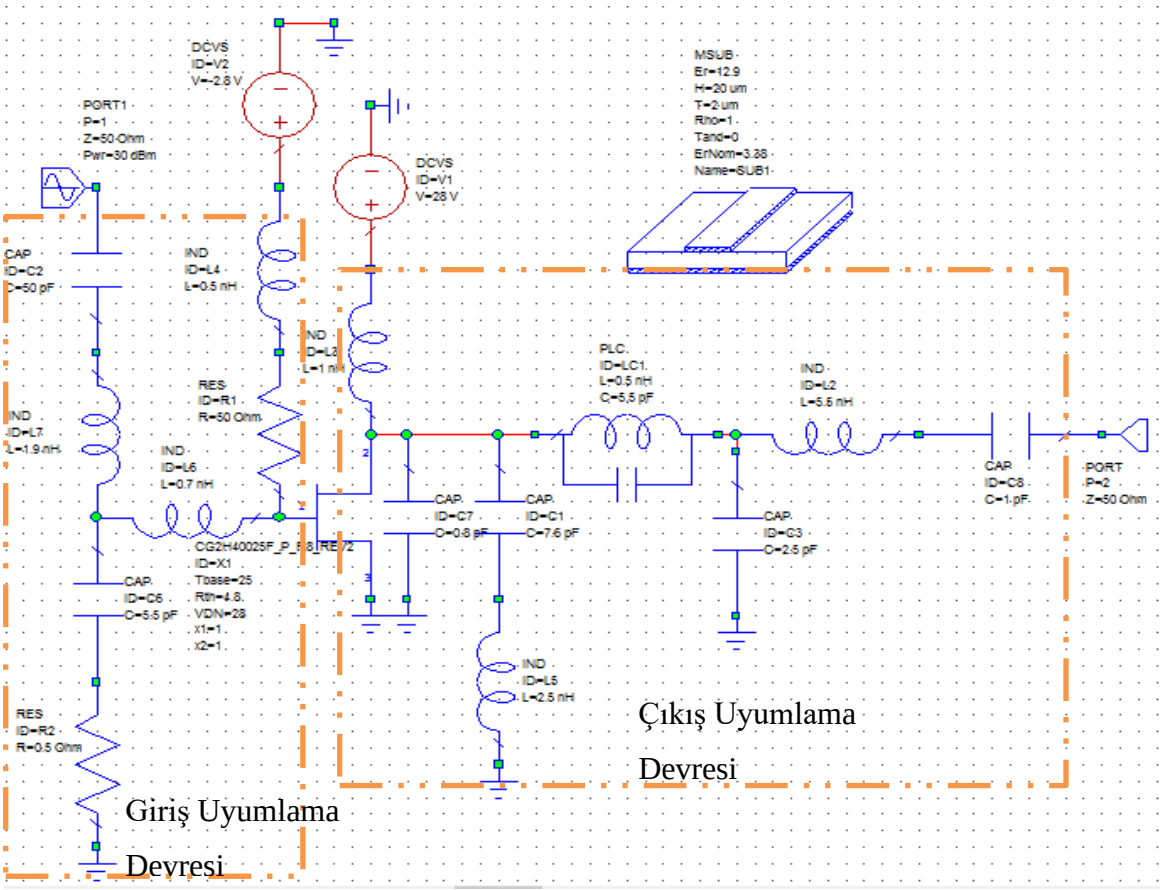
Şekil 5.14. 2. Harmonik Kontrolü İçin Tasarlanan 1,5 - 2,5 GHz Mikrodalga Güç Yükselteci Devre Şematiği



Şekil 5.15. 2. Harmonik Kontrolü İçin Tasarlanan 1,5 – 2,5 GHz Mikrodalga Güç Yükselteci Kazanç ve Verim Değerleri

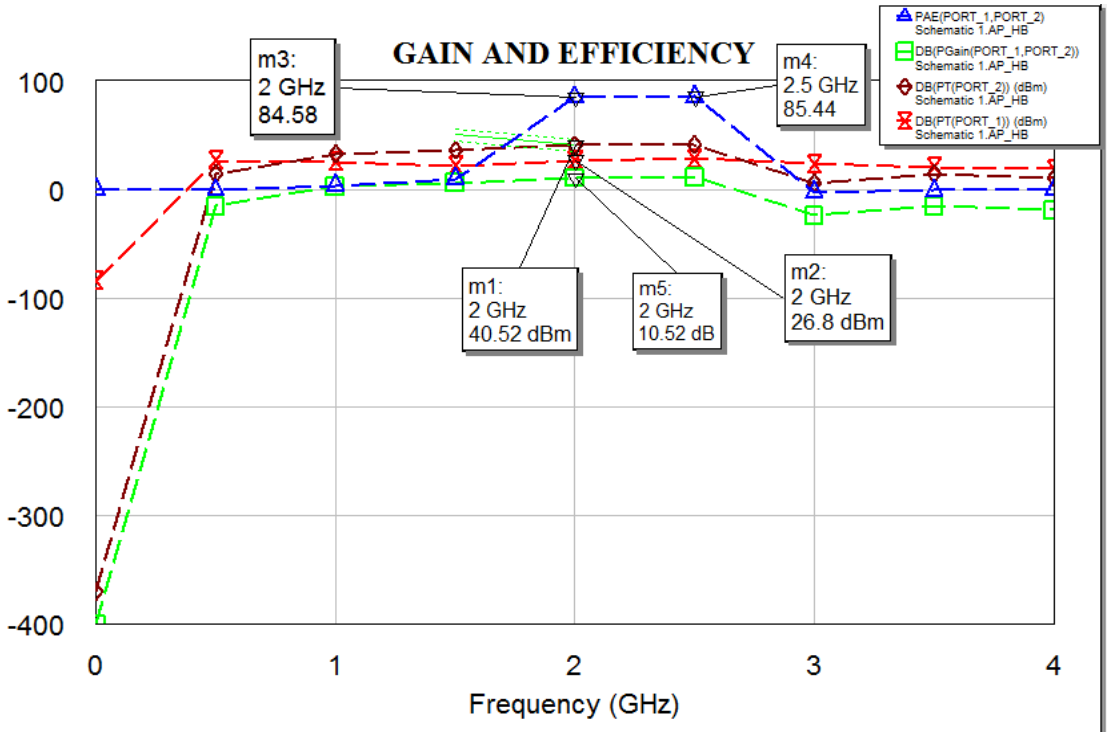
Şekil 5.15.'te 2. harmonik kontrolü için tasarlanan ana devrenin simülasyon performans detayları görülmektedir. % 69,6 verim, 12,2 dB kazanç ve 42,2 dBm çıkış gücü elde

edilmiş önemli verilerdir. Yeni yöntemler kullanarak daha iyi değerler etmek mümkündür. Bunun için diğer harmoniklerin kontrolü gerekmektedir.



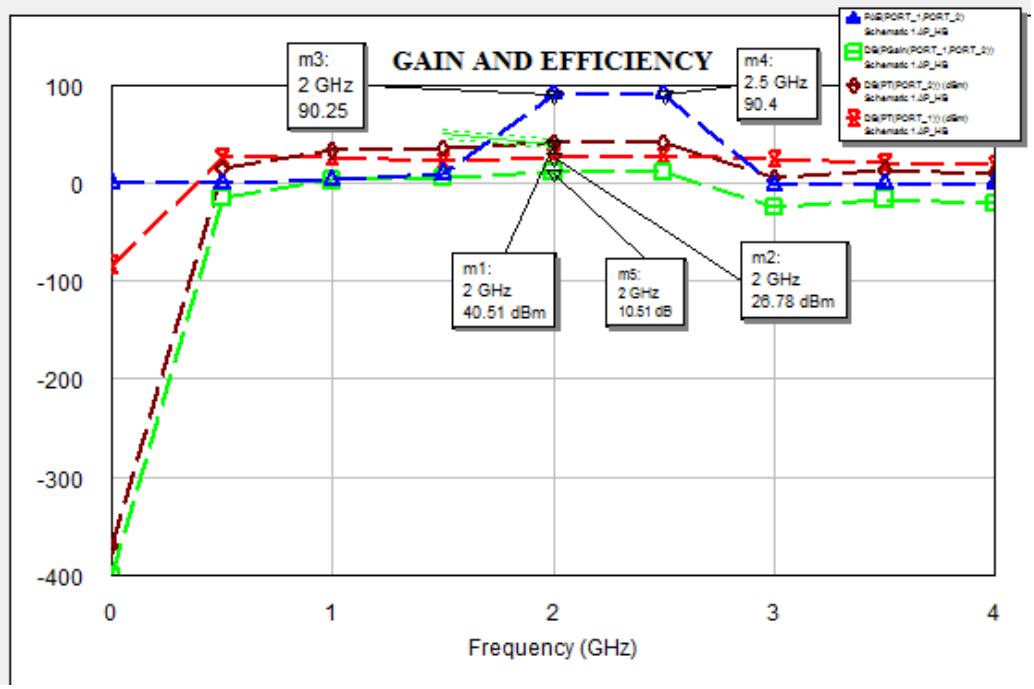
Şekil 5.16. 2. ve 3. Harmonik Kontrolü için Tasarlanan 2 - 2,5 GHz Mikrodalga Güç Yükselteci Devre Şematiği

Şekil 5.16.'da verilen 2. harmonik ve 3. harmonik kontrolü için tasarlanan devre görülmektedir. Bu tasarım bir önceki tasarımdaki performans değerlerinin yukarı çıkarılması için yapılmıştır. Ancak bant genişliği değeri yarıya düşmüştür. Yan bantın biri kaybedilmiştir. Bu da olumsuz bir durumdur. Harmonik kontrolü için tasarım yapmak göründüğü kadar kolay değildir. Merkez frekansı belirlemek ve bant genişliği için yapılacak bant geçiren filtre tasarımı için ayrıntılı çalışmak önemlidir. Verilen şekilde basit bir kontrol devresi oluşturulmuştur. Harmonik kontrol devrelerinde kapsamlı devre oluşturulması daha iyi bir kontrol sağlar.



Şekil 5.17. 2. ve 3. Harmonik Kontrolü İçin Tasarlanan 2 – 2,5 GHz Mikrodalga Güç Yükselteci Kazanç ve Verim Değerleri

2. ve 3. harmonik kontrolü için tasarlanan devrenin benzetim performans detayları Şekil 5.17.'de görülmektedir. % 84,6 verim, 10,5 dB kazanç ve 40,5 dBm çıkış gücü elde edilmiştir. 2. ve 3. harmonik kontrolü için tasarlanan devrenin benzetim sonuçları Şekil 5.18'de görülmektedir. Buna ek olarak bias geriliminin -3 V olarak değiştirilmesi sonucu verim değeri % 90'a kadar yükselmiştir. Önceki tasarıma göre verim değerinin yükselmesi önemli bir göstergedir. Ancak kazanç ve bant genişliğindeki düşüşler göz ardı edilemez. Özellikle yan bantın kaybedilmesi önemli bir kayıptır. Bu düşüş verileri 3. harmonik kontrolünün daha detaylı yapılması gerektiğinin göstergesidir.



Şekil 5.18. 2. ve 3. Harmonik Kontrolü İçin Tasarlanan 2 – 2,5 GHz Mikrodalga Güç Yükselteci Kazanç ve Verim Değerleri (Bias gerilimi= -3 V için)

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında yeni bir sınıf olan J sınıf olan güç yükselteci transistörün akım ve gerilim grafiği değişimi incelenmiştir. Bu inceleme sonucunda giriş kısmında gate besleme gerilimi -3 V olarak belirlenmiştir. Besleme gerilimi 28 V olarak alınmış transistörün Smith diyagramdaki giriş ve çıkış empedans değerleri bölgesine göre giriş ve çıkış için uyumlama devresi tasarlanmıştır. Giriş uyumlama devresi için geleneksel filtre yöntemi olan merdiven (ladder) topolojisi kullanılarak tasarlanmış ve bu yöntemde bulunan pasif devre elemanları değerlerini belirlemek için teorik hesaplama yapılmıştır. Belirlenen değerler simüle edilmiştir. Ancak tasarım empedansının Smith diyagramı üzerindeki bölge ile transistörün giriş empedansının Smith diyagramındaki bölge birbirleriyle uyuşmamıştır. Bu nedenle seçilen bu yöntem kullanılamamıştır. Başka bir yöntem olarak paralel R - C ve seri R – L - C devresi belirlenerek pasif devre elemanı değerleri için teorik hesaplamalar yapılarak sonuçlar simüle edilmiştir. Tasarlanan giriş uyumlama devresinin Smith diyagramındaki empedans bölgesiyle transistörün empedans bölgesi karşılaştırılmıştır. Benzer şekilde çıkış uyumlama için kullanılan pasif devre elemanları değerlerinin belirlenmesi için teorik hesaplamalar yapılmıştır. Daha sonra Smith diyagramdaki bölgenin dışına çıkmamak koşuluyla, giriş ve çıkış uyumlama devre elemanlarının değerleri değiştirilerek simülasyon çıkışına etkisi gözlemlenmiştir. Pasif devre elemanlarının değerlerinin değişimi farklı simülasyon sonuçlarına neden olmuştur. Bu ani değişimleri önlemek için giriş uyumlama yöntemi için seçilen merdiven yönteminin değiştirilmesi gerektiği için yeni bir giriş uyumlama devresi tasarımı için bazı denemeler yapılmıştır. Yapılan denemelerde R - C ve L - C pasif devre elemanları kullanılmıştır. Kondansatör transistörün anahtarlama süresini etkilediği için transistörün biyaslanırken şarj ve deşarj sürelerinin düzeltilmesi gerekmiştir. Biyaslama düzeltildikten sonra DC gerilimin RF sinyalini etkilediği ve kazancı azalttığı gözlemlenmiştir. Gate DC besleme geriliminin RF sinyalini etkilememesi için DC - offset kapasitörü kullanılmış, giriş uyumlama devresiyle birlikte kullanılan DC - offset kapasitörü için düşük değerler seçildiğinde, transistörün çıkış gücünde zayıflama görülmüştür. Giriş uyumlama devresinde yer alan pasif devre elemanlarının farklı değerlerinde simülasyon yapılmıştır. Smith diyagramda belirlenen bölge içerisinde kalmak koşuluyla giriş uyumlamadaki bazı pasif devre elemanlarının değerlerinin değiştirilmesi, sonuca fazla etki etmemiştir. Sonucu etkileyen en önemli etkenlerden birisinin merkez frekans olduğu gözlemlenmiştir. Smith diyagramda belirlenen bölge içerisinde kalmak koşuluyla çıkış uyumlamadaki pasif devre

elemanlarının değerlerinin değişimi simülasyon sonucunu nasıl değiştirdiği gözlemlenmiştir. Değişimler sonucunda, çıkışta verim iyi değerlere ulaşsa da bu bölümdeki ani değişimlerin olumsuz durumlar ortaya çıkarması muhtemeldir. Diğer bir sorun ise düşük bant genişliğidir. Tasarım öncesi elde edilmek istenilen bant genişliği elde edilememiştir. Bu problemin çözümü olarak harmoniklerin kontrolü ön plana çıkmaktadır. Harmoniklerin kontrolünün simülasyon çıktılarını nasıl etkilediğini gözlemleyebilmek için önce 2. harmoniğin simülasyon sonucuna nasıl etki ettiği gözlemlenmiştir. 2. harmonik kontrolü için paralel L - C devre elemanı çıkış uyumlama devresine eklenmiştir. Eklenen devre elemanlarının değerleri 2,5 GHz'e göre belirlenmiştir. Daha önce çıkış uyumlama devresi transistörün çıkış empedansına göre belirlenmişti. Ekleme yapıldıktan sonra Smith diyagramda belirlenen bölge içerisinde kalmak koşuluyla pasif devre elemanlarının değerlerindeki değişimlerin simülasyon sonuçlarını nasıl etkilediği gözlemlenmiştir. Burada önemli noktalardan biri paralel L - C değerlerinin iyi belirlenmesidir. Rezonans frekansına göre sayısız değerde paralel L - C devresi kurulma imkânı vardır. Pasif devre elemanlarındaki değişim, imajiner empedans değerini değiştirir. Bu değişim Smith diyagramındaki hedef noktayı değiştirir ve daha önceden belirlenmiş olan bölgenin dışına çıkmak anlamına gelir. Bölgenin dışına çıkmamak için diğer pasif devre eleman değerlerinin yeniden güncellenmesi gerekmektedir. Denemeler sonucunda bazen yüksek verim düşük kazanç, bazen de yüksek kazanç düşük verim değerleri elde edilmiştir. Kazanç, verim veya bant genişliği değerlerinin iyi bir birleşimi için bazı değerlerdeki kayıpları dikkate almak gerekmektedir. %90 üzeri verim değeri elde edilen bir tasarımda kazanç değeri 8 dB seviyesinde kalmıştır. Diğer bir tasarımda ise Kazanç 17 dB seviyesindeyken verim % 47 seviyesinde kalmıştır. Bu iki ayrı tasarım uç noktalar olduğu için her iki değerin kabul edilir bir seviyede olması tasarımı kullanışlı kılmaktadır. 2. harmoniğin kontrolü sonucu 12,2 dB kazanç, %70 verim ve 1 GHz bant genişliği elde edilmiştir. 2. harmoniğin kontrolüne ek olarak 3. harmoniğin kontrolü için yeni bir tasarım yapılmıştır. Çıkış uyumlama devresine seri L - C devresi eklenmesi gerekmektedir. Ekleme yapıldıktan sonra Smith diyagramdaki bölgenin dışına çıkmamak için çıkışta yer alan pasif devre elemanlarının değerlerinin güncellenmesi gerekmektedir. Çıkış uyumlamadaki pasif devre elemanlarının değerlerinin değiştirilmesi simülasyon çıkışını etkilemiştir. 2. harmonik ve 3. harmonik kontrol pasif devre elemanları değerlerinin değişimi sonucu rezonans frekanslarını etkilemiştir. Küçük değişimler, simülasyon çıkışında elde edilen verim değerlerinin aniden azalmasına neden olmaktadır. Farklı merkez frekanslarında oluşan osilasyonlar nedeniyle çıkışta elde edilmek istenilen

çıkış gücü seviyesine ulaşılamamıştır. Başka varyasyonlar denenerek diğer osilasyon frekansını ana sinüzoidal dalga frekansına yaklaştırmak gerekmektedir. Böylece tekrar çıkış gücü artacaktır. Denemeler sonucu çıkışın belirli bir noktadan sonra daha iyi değerler vermediği gözlemlenmiştir. Bunun sebebinin giriş uyumlama devresinin çıkış uyumlama devresiyle uyumlu olmamasıdır. Giriş uyumlamada yer alan paralel R - C pasif devre elemanı değerlerinin değişiminin çıkışa fazla etki etmediği gözlemlenmiştir. Yeni bir giriş uyumlama devresi oluşturularak (Paralel R - C devresi, seri R - C devresine dönüştürülüp) girişe eklenmiştir. Kazancı azaltacak geri beslemeleri üzerinden toprağa boşaltması için R - C devresi kullanılmış, kapasitörün imajiner etkisini azaltması için indüktör eklenmiştir. Böylelikle DC gerilimi etkisi daha da azaltılmış oldu. Diğer bir avantajı ise kapasitörün imajiner etkisini kontrol etmek için kullanılır. Böylelikle hem DC sinyalin RF sinyaline etkisi azaltılır, hem de imajiner kısım kontrol edilerek transistörün kayıpları azaltılmış olur. Akım ile gerilim arasındaki açının daha etkin kontrolü sayesinde %85 verim, 10,50 kazanç ve 0,5 GHz bant genişliği elde edilmiştir. Daha sonra bias geriliminin -3 V olarak değiştirilmesi sonucu verim değeri %90'a yükselmiştir. Elde edilen verim değeri ilk tasarıma göre daha iyidir. Ancak bant genişliğinin yarıya düşmesi olumsuz bir durumdur. Burada yan bant kaybedilmiştir. Kazanç değerindeki 1,7 dB'lik kayıp değeri, istenilen kazanç değerine ulaşılırken, sistemin çok katlı olması durumunda toplamda büyük kayıp olarak dikkat çekebilir. Eğer sistem için 20 dB seviyesinde kazanç isteniyorsa iki katlı olacak şekilde ikinci tasarımın kullanılması gerekir. Sistem için 25 dB kazanç isteniyorsa ilk tasarımın kazanç değeri 12,5 dB değerine yükseltilip kullanılması gerekir. Daha farklı sistem gerekliliklerine göre tasarımı güncellemek işleri kolaylaştıracaktır.

Bu çalışma kapsamında farklı tasarım modelleri denenerek farklı frekans ve farklı pasif eleman değerleriyle similasyonlar gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonuçlarının tatmin edici olması için tasarım üzerinde iyileştirmeler yapılmıştır. Bu iyileştirmeler bazen pasif devre elemanlarının güncellenmesiyle, bazen de modelin hedeflenen performans değerlerine ulaşamayacağına karar verilip yeni modeller denenmesiyle gerçekleştirilmiştir. Farklı senaryolara göre tasarımlar yapılarak transistörün performansının sınırları test edilmiştir. Veri sayfasındaki bilgilere ulaşılıp ulaşılamayacağı simülasyonlarla gözlemlenmiştir. Ancak bazı noktalarda transistörün çıkış grafiğinde anlam verilemeyen ani düşüşler olmuştur. Buna rağmen iki kapılı ve tek transistörlü

mikrodalga güç yükselteci tasarımında elde edilen performans verilerinin tatmin edici düzeyde olduğu görülmüştür.

KAYNAKLAR

1. Rappaport, Theodore S. (1996). Wireless Communications, Principles and Practice (1st Edition). New Jersey: Prentice Hall PTR, 641.

2. Internet: Number of smartphones sold to end users worlwide from 2007 to 2021 (September 2021). Statista. Web: https://www.statista.com/statistics/263437/global-smartphone-sales-to-end-users-since2007/ Erişim Tarihi: 31.03.2021.

3. Rezaei, S., Belostotski, L., Ghannouchi, F. M. and Aflaki, P. (2013). Integrated Design of a Class-J Power Amplifier. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(4), 1639-1648.

4. Cripps, S. C. (2006). *RF Power Amplifiers for Wireless Communications* (2nd Edition). Norwood: Artech House, 472.

5. Yücel, M., Göktaş, H. H., Yücel, M. ve Öztürk, N. F. (2014). *Brillouin Saçılması Tabanlı Fiber Optik Algılama*. IEEE 22nd Signal Processing and Communications Applications Conference, 838-841.

6. Internet: 59Doğrudan ve dolaylı bant aralığı. (2021). Vikipedi. Web: https://tr.wikipedia.org/wiki/Do%C4%9Frudan_ve_dolayl%C4%B1_bant_aral%C4%B1%C4%9F%C4%B1 Erişim Tarihi: 03.02.2021.

7. Yoshida, S. (2000). Growth of Cubic III-nitride Semiconductors for Electronics and Optoelectronics Application, *Physica E Low-dimensional Systems and Nanostructures*, 7(3), 907–914.

8. Pierret, R. F. (1987). *Advanced Semiconductor Fundamentals* (2nd edition). Michigan: Addison Wesley Publishing Company, 240.

9. Sah, C.T. (1991). *Fundamentals of Solid-State Electronics* (1st edition). Florida: World Scientific, 1010.

10. Selberherr, S. (1984). *Analysis and Simulation of Semiconductor Devices* (1st edition). New York: Springer-Verlag Wien. 8-18; 80-86.

11. Tsao, J. Y. et al (April 2017). Ultrawide-Bandgap Semiconductors: Research Opportunities and Challenges. *Advanced Electronic Materials*, 4(1),1-49.

12. Chow, T. P., Khemka, V., Fedison, J., Ramungul N., Matocha K., Tang, Y. and Gutmann, R. J. (2000). SiC and GaN Bipolar Power Devices, *Solid-State Electronics*, 44(2), 277–301.

13. Kelekçi, Ö. (2011). *GaN Temelli Yüksek Elektron Mobiliteli Transistör (HEMT) Tasarımı, Fabrikasyonu ve Karakterizasyonu*. Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 163.

14. Acar, M. A. (2009). Fabrication, Modeling and Characterization of GaN HEMTs, and Design of High Power MMIC Amplifiers, Yüksek Lisans Tezi, Bilkent Üniversitesi Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 160.

15. Internet: Sever, M. (Kasım 2018). Kablosuz telekomünikasyon ağı ve aşamaları. Web: https://www.elektrikport.com/teknik-kutuphane/kablosuz-telekomunikasyon-agi-nedir-asamalari-nelerdir/21803#ad-image-1 Erişim Tarihi: 05.03.2021.

16. Ekren, G. ve Kesim, M. (2016) Mobil İletişim Teknolojilerindeki Gelişmeler ve Mobil Öğrenme. *Açıköğretim Uygulamaları ve Araştırmaları Dergisi 1*, 36-51.

17. Wang, L. and Chen, D. (2016). *Design of Broadband Power Amplifier Based on ADS*. IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband. Nanjing, 1-3.

18. Vora, L. J. (2015). Evolution of Mobile Generation Technology: 1G to 5G and Review of Upcoming Wireless Technology 5G. *International Journal of Modern Trends in Engineering and Research*, 2393(8161), 281-290.

19. Reshma, S. S. and Sonali, S. K. (Feb, 2013). 5G Mobile Technology. *International Journal of Advanced Research in Computer Engineering & Technology*, 2(2), 568-571.

20. Internet: Everything you need to know about 5G. (2021). Qualcomm. Web: https://www.qualcomm.com/5g/what-is-5g Erişim Tarihi: 25.05.2021.

21. Yumak, F. F. (2007). *Optimization of 5.7 GHz Class E Power Amplifier for the Application of Envelope Elimination and Restoration*. M. Sc. Thesis, Institute of Science and Technology, İstanbul Technical University, İstanbul, 63.

22. Sokal, N. O. and Sokal, A. D. (1975). Class E-A New Class of High-efficiency Tuned Single-ended Switching Power Amplifiers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 10(3), 168-176.

23. Bayraktar, F. (2017). *Yüksek Verimli F-Sınıfı Mikrodalga Güç Yükselteç Tasarımı*. Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 63.

24. Grebennikov, A., Sokal and N., Franco, M. (2007;2012). *Switchmode RF Power Amplifiers* (1st Edition). Massachusetts: Newnes, 448; (2nd Edition). Massachusetts: Academic Press, 704.

25. Andersson, C. M., Gustafsson, D., Yamanaka, K., Kuwata, E., Otsuka, H., Nakayama, M., Hirano, Y., Angelov, I., Fager, C. and Rorsman, N. (2012). Theory and Design of Class-J Power Amplifiers with Dynamic Load Modulation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 60(12), 3778-3786.

26. Sarkar, A. and Floyd, B. (2014). *A 28-GHz Class-J Power Amplifier with 18-dBm Output Power and 35% peak PAE in 120-nm SiGe BİCMOS*. 2014 IEEE 14th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in Rf Systems, California, 71-73.

27. Cripps, S. C., Tasker, P. J., Clarke, A. L., Lees, J. and Benedikt, J. (2009). On the Continuity of High Efficiency Modes in Linear RF Power Amplifiers. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 19(10), 665-667.

28. Wright, P., Lees, J., Benedikt, J., Tasker, P.J. and Cripps, S.C. (2009). A Methodology for Realizing high Efficiency Class-J in a Linear and Broadband PA. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(12), 3196-3204.

29. Kim, J. H., Lee, S. J., Park, B. H., Jang, S. H., Jung, J. H. and Park, C. S. (2011). Analysis of High-Efficiency power Amplifier Using Second Harmonic Manipulation: Inverse Class-F/J Amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 59(8), 2024-2036.

30. Jain, A., Hannurkar, P. R., Pathak, S. K. and Sharma, D. K. (2013). Investigation of Class J Continuous Mode for High-power Solid-state RF Amplifier, *IET Microwaves Antennas & Propagation*, 7(8), 686-692.

31. Thompson, J., Ge, X., Wu, H. C., Irmer, R., Jiang, H., Fettweis, G. and Alamouti, S. (February 2014). 5G Wireless Communication Systems: Prospects and Challenges, *IEEE Communications Magazine*, 52(2), 62-64.

32. Internet: Işık seviyesinin gürültü ölçümü. (2021). Bilkent Üniversitesi. Web: https://w3.bilkent.edu.tr/www/isik-seviyesinin-gurultu-olcumunu-gerceklestirdi/ Erişim Tarihi: 10.01.2021.

33. Akkul, M. and Bösch W. (2011). *Handbook of RF and Microwave Power Amplifiers*: *Power Amplifier Applications* (1st edition). England: Cambridge University Press, 705.

34. Neamen, D. A. (1997). *Semiconductor Physics and Devices* (2nd edition. New York: McGraw-Hill Companies, 618.

35. Gonzalez, G. (1997). *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design* (2nd edition). New Jersey: Prentice-Hall Inc, 506.

36. Raab, H. F., Asbeck, P., Cripps, S., Kennington, P. B., Popovic, Z. B., Pothecary, N., Sevic, J. F. and Sokal, N. O. (2002). Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave. *IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques*, 50(3), 814-826.

37. Sajedin, M., Elfergani, I., Rodriguez, J., Alhameed, R. A., Fernandez, M., Violas, M. and Abdulkhaleq, A. (2020). *Energy Efficient and Wideband Class-J Doherty Power Amplifier*. 2020 12th Inernational Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing, Porto, 1-6.

38. Moon, J., Kim, J. and Kim, B. (2010). Investigation of a Class-J Power Amplifier with a Nonlinear Cout for Optimized Operation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 58(11), 2800-2811.

39. Toprak, A. (2014). *Gate Uzunluğunun GaN Hemt Aygıtlarda Güç Performansına Etkisi*. Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.

40. Internet: A simulation-based flow for boradband GaN power amplifier design. (2021). AWR. Web: https://www.awr.com/resource-library/simulation-based-flow-broadband-gan-power-amplifier-design Erişim Tarihi: 10.02.2021.

41. Popplewell, P., Karam, V., Shamim, A., Rogers, J. and Plett, C. (2007) *An Injection-locked 5.2 GHz SoC Transceiver with on-chip Antenna for Self-powered RFID and Medical Sensor Applications*. 2007 Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers, Kyoto, 88–89.

42. Rashid, A. B. M. H., Watanabe, S. and Kikkawa, T. (2002). High Transmission Gain Integrated Antenna on Extremely High Resistivity Si for ULSI Wireless Interconnect. *IEEE Electron Device Letters*, 23(12), 731–733.

43. Gianesello, F., Gloria, D., Montusclat, S., Raynaud, C., Boret, S., Dambrine, G., Lepilliet, S., Martineau, B. and Pilard, R. (2007). *1.8 dB insertion loss 200 GHz CPW Band Pass Filter Integrated in HR SOI CMOS Technology*. 2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, Honolulu, 453–456.

44. Yan, H. H. , Kumar, N., Latef, T. A. , Yarman, B. S. B. and Grebennikov, A. (2018). Broadband GaN HEMT Distributed Power Amplifier Design with Phase Adjustment. *Microwave and Optical Technology Letters*, 60(1), 253-256.

45. Peker, K. (2010). *Design of a High Efficiency Power Amplifier by Using Doherty Configuration*. Yüksek Lisans Tezi, Bilkent Üniversitesi Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 90.

46. Sağlam, A. (2019). *Class J Güç Yükselteç Tasarımı*. Yüksek Lisans Tezi, Karabük Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Karabük, 56.

47. Alizadeh, A. and Medi, A. (2016). A Broadband Integrated Class-J Power Amplifier in GaAs pHEMT Technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64(6), 1822-1830.

48. Rhythm, S. and Kuldeep, K. (August, 2015). Comparisons in all Generations 1g, 2g, 3g, 4g, 4.5G. *International Journal of Research*, 2(08), 158-165.

49. Ravikumar S., Nagendra N. N. and Madhusudana, K. (2017). *Design and Simulation of 4W RF Power Amplifier for LTE Band 28*. 2017 International Conference on Intelligent Computing and Control, Coimbatore, 1-5.

50. Internet: E-learning (2021). AWR. Web: https://www.awr.com/support/current-users/e-learning Erişim Tarihi: 01.01.2021.

51. Internet: Microwave Office youtube channel (2021). Youtube. Web: https://www.youtube.com/playlist?list=PLB4DBA021ED6B7367 Erişim Tarihi: 01.03.2021.

52. Internet: Semiconductors on NSM (2021). İoffe. Web: http://www.ioffe.ru/SVA/NSM/Semicond/ Erişim Tarihi: 10.03.2021.

53. Internet: Semiconductors database (2021). Matprop. Web: http://www.matprop.ru/semicond Erişim Tarihi: 10.03.2021.

EKLER

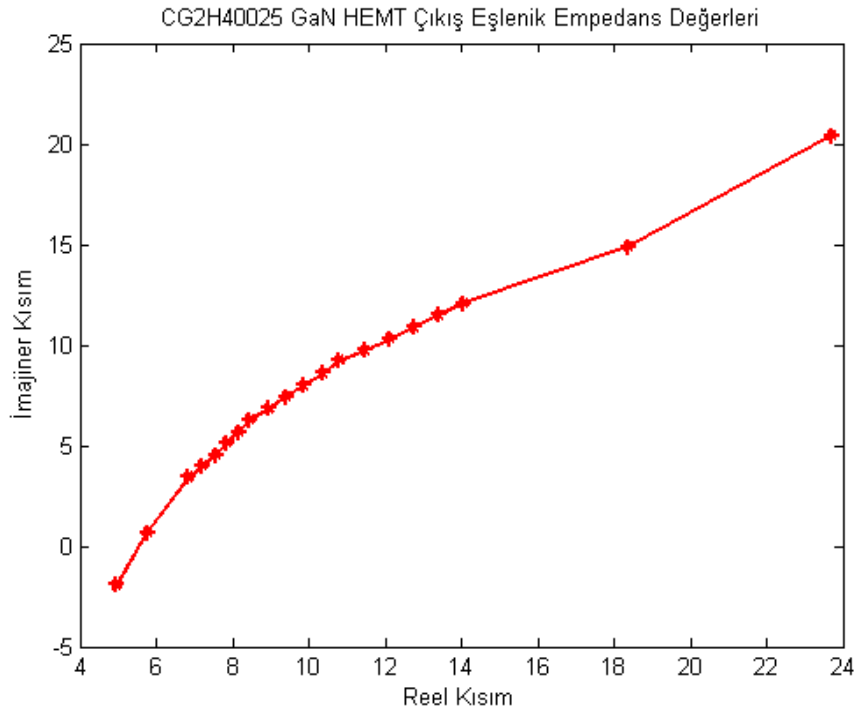
EK-1. Cree Firması CG2H40025 GaN HEMT 0 – 4 GHz Giriş ve Çıkış Eşlenik Empedans Değerleri (50 Ohm Yük Sonlandırma)

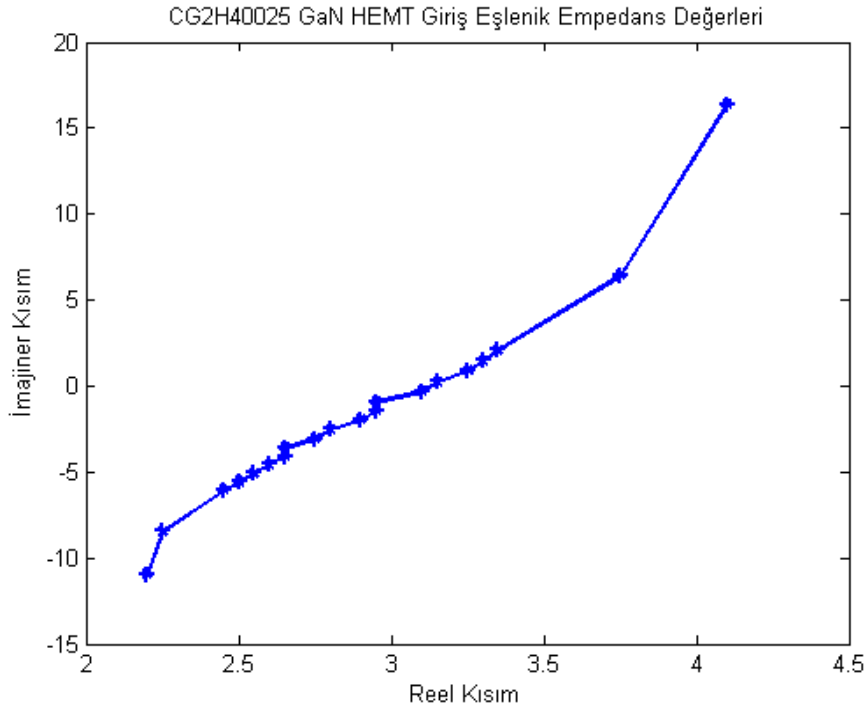
FREKANS (GHz)	GİRİŞ EMPEDANSI (Ohm)	ÇIKIŞ EMPEDANSI (Ohm)
0.5	4.1000 +16.4000j	23.7000 +20.4000j
1	3.7500 + 6.4500j	18.3500 +14.9000j
1.5	3.3500 + 2.1000j	14.0500 +12.1000j
1.6	3.3000 + 1.5000j	13.4000 +11.5000j
1.7	3.2500 + 0.9000j	12.7500 +10.9000j
1.8	3.1500 + 0.2500j	12.1000 +10.3000j
1.9	3.1000 - 0.3000j	11.4500 + 9.7500j
2	2.9500 - 0.9000j	10.8000 + 9.2500j
2.1	2.9500 - 1.4500j	10.3500 + 8.6000j
2.2	2.9000 - 1.9500j	9.8500 + 8.0000j
2.3	2.8000 - 2.5000j	9.4000 + 7.4500j
2.4	2.7500 - 3.0500j	8.9500 + 6.8500j
2.5	2.6500 - 3.5500j	8.4500 + 6.3000j
2.6	2.6500 - 4.0500j	8.1500 + 5.7000j
2.7	2.6000 - 4.5500j	7.8500 + 5.1500j
2.8	2.5500 - 5.0500j	7.5500 + 4.5500j
2.9	2.5000 - 5.5500j	7.2000 + 4.0000j
3	2.4500 - 6.0500j	6.8500 + 3.4500j
3.5	2.2500 - 8.4500j	5.7500 + 0.7000j
4	2.2000 -10.9500j	4.9500 - 1.9000j

EK-2. CREE CG2H40025 GaN HEMT Giriş ve Çıkış Eşlenik Empedans Değerlerinin Matlab Grafiğinin Oluşturulması

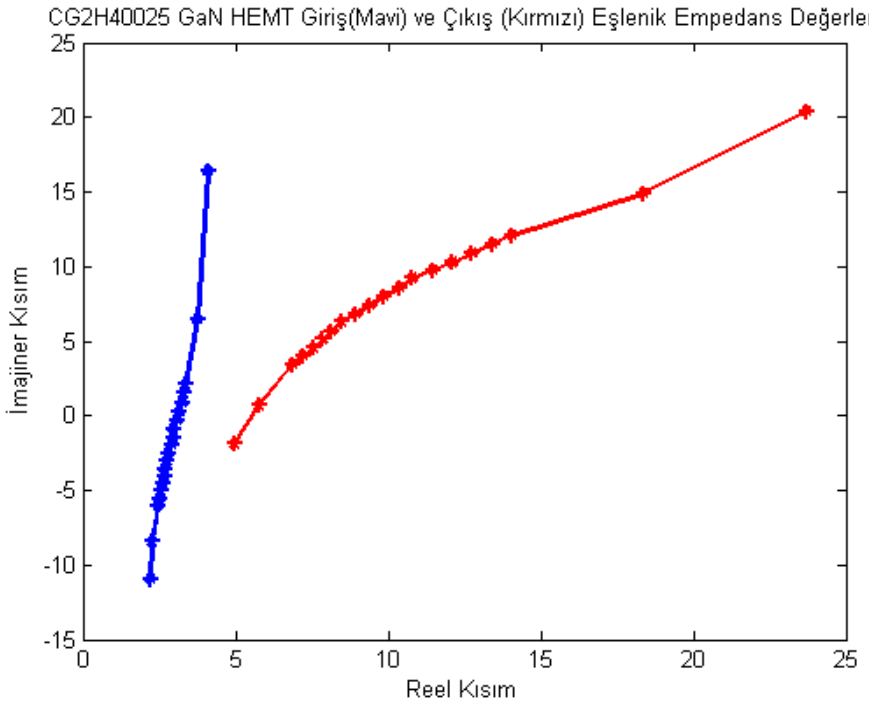
```
clear all
Zin1=[0.082+0.328j,0.075+0.129j,0.067+0.042j,0.066+0.030j,0.065+0.018j,0.063+0.005j,
0.062-0.006j,0.059-0.018j,0.059-0.029j,0.058-0.039j,0.056-0.050j,0.055-0.061j,0.053-
0.071j,0.053-0.081j,0.052-0.091j,0.051-0.101j,0.050-0.111j,0.049-0.121j,0.045-
0.169j,0.044-0.219j]; %S11* empedansı
Zin=50*Zin1;
Zout1=[0.474+0.408j,0.367+0.298j,0.281+0.242j,0.268+0.230j,0.255+0.218j,0.242+0.206j,
0.229+0.195j,0.216+0.185j,0.207+0.172j,0.197+0.160j,0.188+0.149j,0.179+0.137j,0.169+
0.126j,0.163+0.114j,0.157+0.103j,0.151+0.091j,0.144+0.080j,0.137+0.069j,0.115+0.014j,
0.099-0.038j]; %S22* empedansı
Zout=50*Zout1;
Zinr=real(Zin);
Zoutr=real(Zout);
Zinx=imag(Zin);
Zoutx=imag(Zout);
figure();
plot(Zoutr,Zoutx,'r*-','Linewidth',2);
xlabel('Reel Kısım');
ylabel('İmajiner Kısım');
title('CG2H40025 GaN HEMT Çıkış Eşlenik Empedans Değerleri');
figure();
plot(Zinr,Zinx,'*-','Linewidth',2);
xlabel('Reel Kısım');
ylabel('İmajiner Kısım');
title('CG2H40025 GaN HEMT Giriş Eşlenik Empedans Değerleri');
figure();
plot(Zinr,Zinx,'*-',Zoutr,Zoutx,'r*-','Linewidth',2);
xlabel('Reel Kısım');
ylabel('İmajiner Kısım');
title('CG2H40025 GaN HEMT Giriş(Mavi) ve Çıkış (Kırmızı) Eşlenik Empedans Değerleri');
```

EK-2. (devam) CREE CG2H40025 GaN HEMT Giriş ve Çıkış Eşlenik Empedans Değerlerinin Matlab Grafiğinin Oluşturulması





EK-2. (devam) CREE CG2H40025 GaN HEMT Giriş ve Çıkış Eşlenik Empedans Değerlerinin Matlab Grafiğinin Oluşturulması



Published with MATLAB® R2013a

EK-3. Cree firması CG2H40025 GaN HEMT veri sayfaları

Wolfspeed | A CREE COMPANY

CG2H40025

25 W, 28 V RF Power GaN HEMT

Description

Cree's CG2H40025 is an unmatched, gallium nitride (GaN) high electron mobility transistor (HEMT). The CG2H40025, operating from a 28 volt rail, offers a general purpose, broadband solution to a variety of RF and microwave applications. GaN HEMTs offer high efficiency, high gain and wide bandwidth capabilities making the CG2H40025 ideal for linear and compressed amplifier circuits. The transistor is available in a screw-down, flange package and solder-down, pill packages.



Package Types: 440196 and 440166
PNs: CG2H40025P and CG2H40025F

Features

- Up to 6 GHz Operation
- 17 dB Small Signal Gain at 2.0 GHz
- 15 dB Small Signal Gain at 4.0 GHz
- 30 W typical P_{SAT}
- 70% Efficiency at P_{SAT}
- 28 V Operation

Applications

- 2-Way Private Radio
- Broadband Amplifiers
- Cellular Infrastructure
- Test Instrumentation
- Class A, AB, Linear amplifiers suitable for OFDM, W-CDMA, EDGE, CDMA waveforms

Large Signal Models Available for ADS and MWO

RoHS COMPLIANT

EK-3. (devam) Cree firması CG2H40025 GaN HEMT veri sayfaları

Absolute Maximum Ratings (not simultaneous) at 25˚C Case Temperature

Parameter	Symbol	Rating	Units	Conditions
Drain-Source Voltage	V_{DSS}	120	Volts	25˚C
Gate-to-Source Voltage	V_{GS}	-10, +2	Volts	25˚C
Storage Temperature	T_{STG}	-65, +150	˚C	
Operating Junction Temperature	T_J	225	˚C	
Maximum Forward Gate Current	I_{GMAX}	7.0	mA	25˚C
Maximum Drain Current[1]	I_{DMAX}	3	A	25˚C
Soldering Temperature[2]	T_S	245	˚C	
Screw Torque	τ	40	in-oz	
Thermal Resistance, Junction to Case[3]	$R_{\theta JC}$	4.8	˚C/W	85˚C
Case Operating Temperature[3,4]	T_C	-40, +150	˚C	

Notes:
[1] Current limit for long term, reliable operation
[2] Refer to the Application Note on soldering at wolfspeed.com/RF/Document-Library
[3] Measured for the CG2H40025F at P_{DISS} = 28.8 W
[4] See also, the Power Dissipation De-rating Curve on Page 6

Electrical Characteristics (T_C = 25˚C)

Characteristics	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
DC Characteristics[1]						
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	-3.8	-3.0	-2.3	V_{DC}	V_{DS} = 10 V, I_D = 7.2 mA
Gate Quiescent Voltage	$V_{GS(Q)}$	–	-2.7	–	V_{DC}	V_{DS} = 28 V, I_D = 250 mA
Saturated Drain Current	I_{DS}	5.2	7.2	–	A	V_{DS} = 6.0 V, V_{GS} = 2.0 V
Drain-Source Breakdown Voltage	V_{BR}	84	–	–	V_{DC}	V_{GS} = -8 V, I_D = 7.2 mA
RF Characteristics[2] (T_C = 25˚C, F_0 = 3.7 GHz unless otherwise noted)						
Small Signal Gain	G_{SS}	13.0	14.8	–	dB	V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 250 mA
Output Power[3]	P_{SAT}	25	34	–		V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 250 mA
Drain Efficiency[4]	η	57	71	–	%	V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 250 mA, P_{SAT}
Output Mismatch Stress	VSWR	–	–	10 : 1	Y	No damage at all phase angles, V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 250 mA, P_{OUT} = 25 W CW
Dynamic Characteristics						
Input Capacitance	C_{GS}	–	7.5	–	pF	V_{DS} = 28 V, V_{GS} = -8 V, f = 1 MHz
Output Capacitance	C_{DS}	–	2.4	–	pF	V_{DS} = 28 V, V_{GS} = -8 V, f = 1 MHz
Feedback Capacitance	C_{GD}	–	0.4	–	pF	V_{DS} = 28 V, V_{GS} = -8 V, f = 1 MHz

Notes:
[1] Measured on wafer prior to packaging
[2] Measured in CG2H40025-AMP
[3] P_{SAT} is defined as I_G = 0.72 mA
[4] Drain Efficiency = P_{OUT} / P_{DC}

EK-3. (devam) Cree firması CG2H40025 GaN HEMT veri sayfaları

Typical Performance

Figure 1. Small Signal Gain and Return Loss vs Frequency of the CG2H40025F in the CG2H40025-AMP

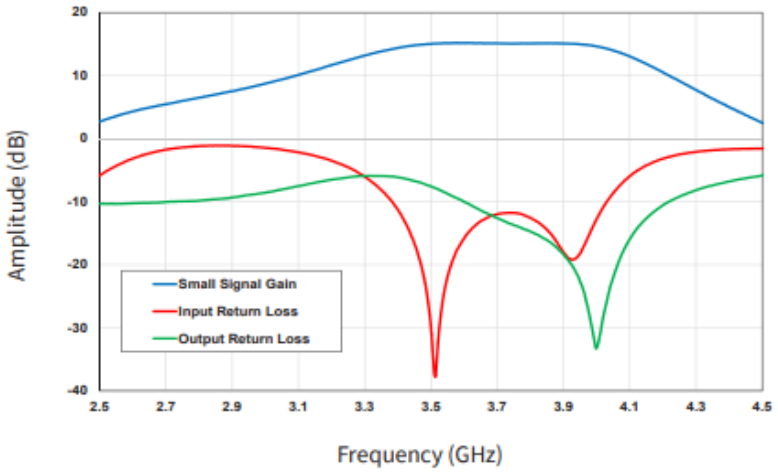
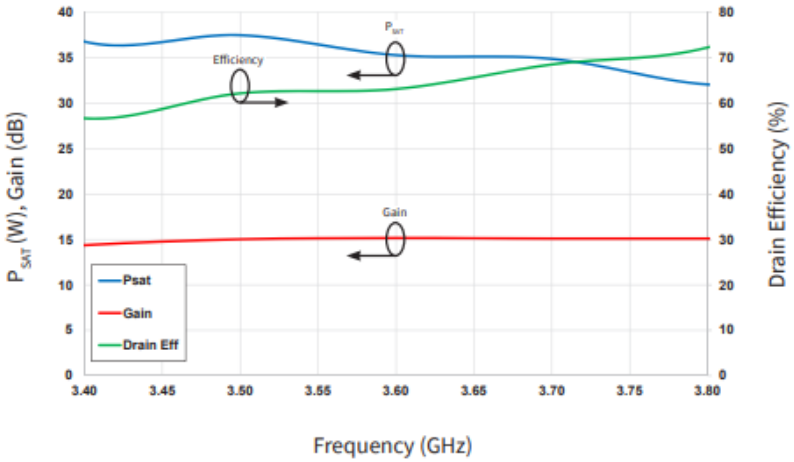


Figure 2. P_{SAT}, Gain, and Drain Efficiency vs Frequency of the CG2H40025F in the CG2H40025-AMP
V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 250 mA



EK-3. (devam) Cree firması CG2H40025 GaN HEMT veri sayfaları

Typical Performance

Figure 3. Swept CW Data of CG2H40025 vs. Output Power in CG2H40025-AMP
V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 250 mA, Freq = 3.6 GHz

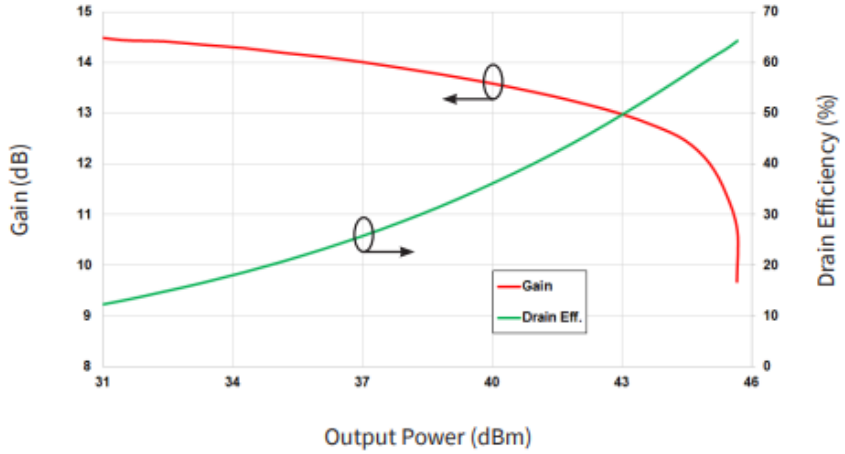
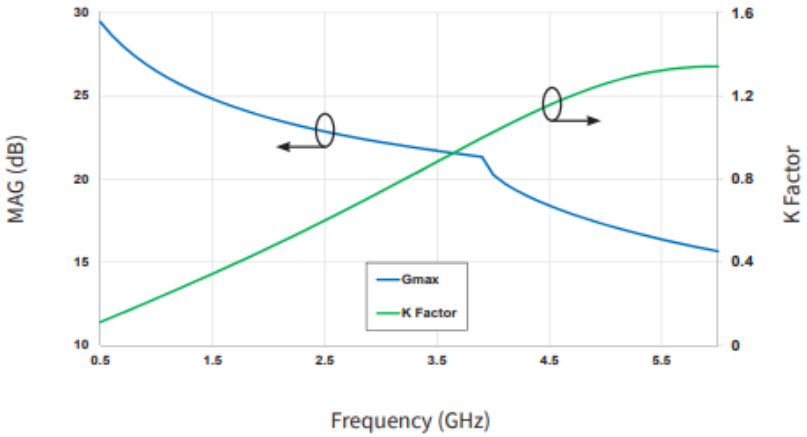


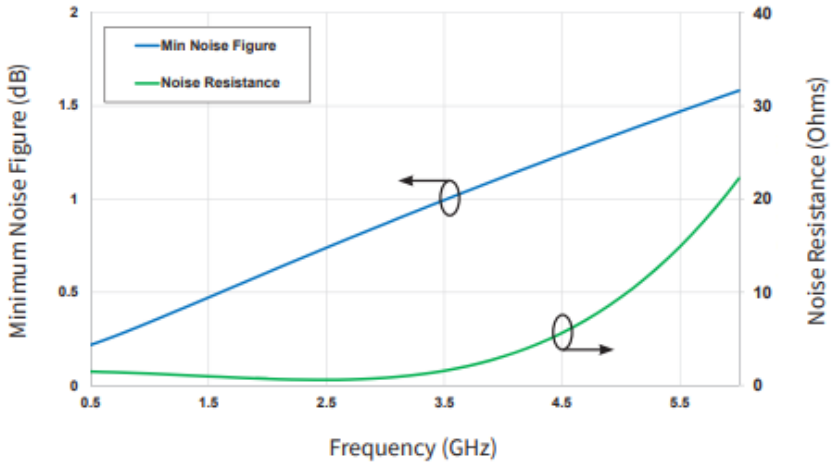
Figure 4. Maximum Available Gain and K Factor of the CG2H40025
V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 250 mA



EK-3. (devam) Cree firması CG2H40025 GaN HEMT veri sayfaları

Typical Noise Performance

Figure 5. Simulated Minimum Noise Figure and Noise Resistance vs Frequency of the CG2H40025F
V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 250 mA

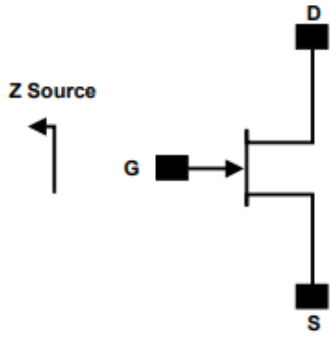


Electrostatic Discharge (ESD) Classifications

Parameter	Symbol	Class	Test Methodology
Human Body Model	HBM	1A > 250 V	JEDEC JESD22 A114-D
Charge Device Model	CDM	1 < 200 V	JEDEC JESD22 C101-C

EK-3. (devam) Cree firması CG2H40025 GaN HEMT veri sayfaları

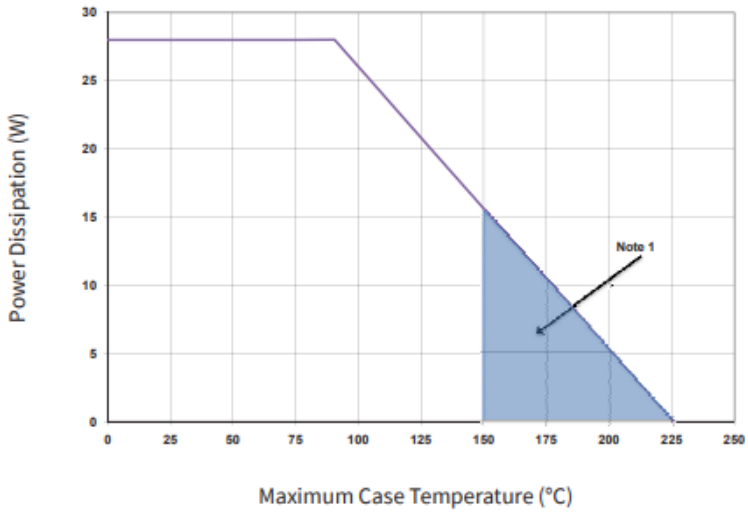
Source and Load Impedances



Frequency (MHz)	Z Source	Z Load
500	7.75 + j15.5	20 + j5.2
1000	3.11 + j5.72	17 + j6.66
1500	2.86 + j1.63	16.8 + j3.2
2500	2.4 - j3.52	8.02 + j4.32
3500	1.31 - j7.3	5.85 - j0.51

Note 1. V_{DD} = 28V, I_{DQ} = 250mA in the 440166 package
Note 2. Optimized for P_{SAT} and PAE
Note 3. When using this device at low frequency, series resistors should be used to maintain amplifier stability

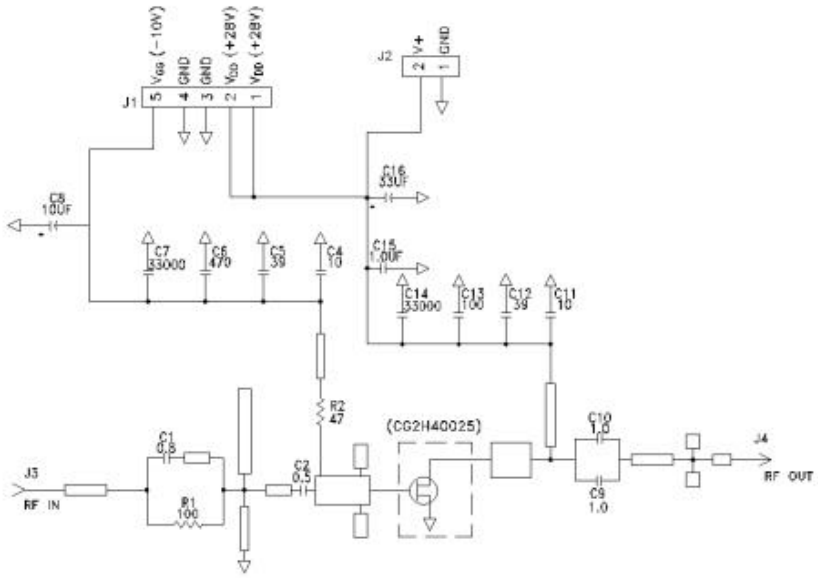
CG2H40025 Power Dissipation De-rating Curve



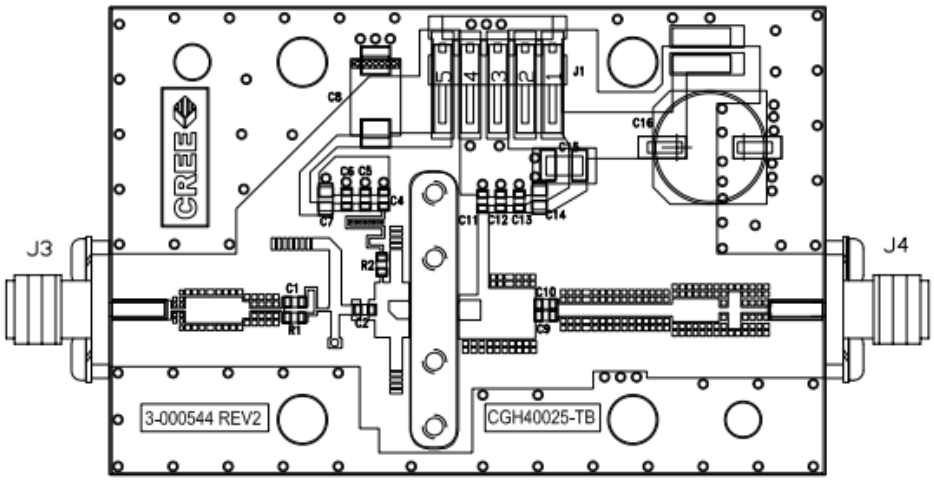
Note 1. Area exceeds Maximum Case Operating Temperature (See Page 2)

EK-3. (devam) Cree firması CG2H40025 GaN HEMT veri sayfaları

CG2H40025-AMP Demonstration Amplifier Circuit Schematic



CG2H40025-AMP Demonstration Amplifier Circuit Outline

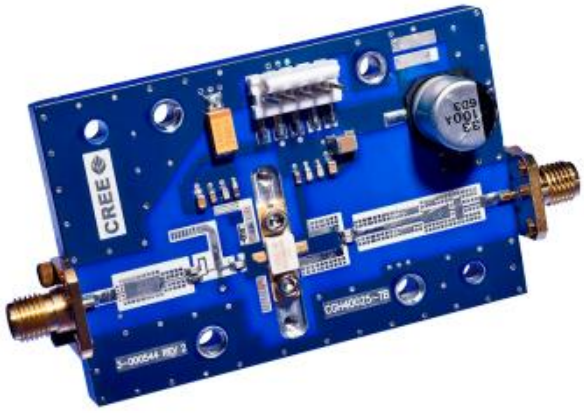


EK-3. (devam) Cree firması CG2H40025 GaN HEMT veri sayfaları

CG2H40025-AMP Demonstration Amplifier Circuit Bill of Materials

Designator	Description	Qty
R2	RES, 1/16W, 0603, 1%, 47 OHMS	1
R1	RES, 1/16W, 0603, 1%, 100 OHMS	1
C6	CAP, 470PF, 5%, 100V, 0603	1
C16	CAP, 33 UF, 20%, G CASE	1
C15	CAP, 1.0UF, 100V, 10%, X7R, 1210	1
C8	CAP 10UF 16V TANTALUM	1
C13	CAP, 100.0pF, +/-5%, 0603	1
C1	CAP, 0.8pF, +/-0.1pF, 0603	1
C2	CAP, 0.5pF, +/-0.05pF, 0603	1
C9, C10	CAP, 1.0pF, +/-0.1pF, 0603	2
C4, C11	CAP, 10.0pF,+/-5%, 0603	2
C5, C12	CAP, 39pF, +/-5%, 0603	2
C7, C14	CAP, 33000PF, 0805,100V, X7R	2
J3, J4	CONN SMA STR PANEL JACK RECP	2
J1	HEADER RT>PLZ .1CEN LK 5POS	1
-	PCB, RO4350B, Er = 3.48, h = 20 mil	1
-	CG2H40025F or CG2H40025P	1

CG2H40025F-AMP Demonstration Amplifier Circuit



EK-3. (devam) Cree firması CG2H40025 GaN HEMT veri sayfaları

Typical Package S-Parameters for CG2H40025
(Small Signal, V_{DS} = 28 V, I_{DQ} = 100 mA, angle in degrees)

Frequency	Mag S11	Ang S11	Mag S21	Ang S21	Mag S12	Ang S12	Mag S22	Ang S22
0.5	0.869	-144.08	16.82	95.26	0.024	10.68	0.425	-137.01
0.6	0.864	-151.15	14.18	89.71	0.024	6.25	0.431	-142.15
0.7	0.861	-156.57	12.22	84.97	0.024	2.64	0.438	-145.82
0.8	0.859	-160.90	10.70	80.75	0.025	-0.43	0.446	-148.58
0.9	0.858	-164.50	9.49	76.90	0.025	-3.10	0.454	-150.76
1	0.857	-167.56	8.51	73.32	0.025	-5.46	0.463	-152.56
1.1	0.856	-170.23	7.70	69.96	0.025	-7.59	0.472	-154.11
1.2	0.856	-172.60	7.02	66.75	0.025	-9.52	0.482	-155.49
1.3	0.855	-174.74	6.43	63.69	0.025	-11.28	0.492	-156.77
1.4	0.855	-176.71	5.93	60.74	0.025	-12.87	0.502	-157.98
1.5	0.854	-178.52	5.49	57.88	0.025	-14.32	0.513	-159.15
1.6	0.854	179.77	5.10	55.12	0.025	-15.64	0.523	-160.30
1.7	0.854	178.17	4.76	52.43	0.025	-16.82	0.533	-161.43
1.8	0.854	176.64	4.45	49.81	0.025	-17.86	0.543	-162.56
1.9	0.853	175.18	4.18	47.25	0.025	-18.78	0.553	-163.69
2	0.853	173.78	3.93	44.76	0.025	-19.56	0.562	-164.83
2.1	0.853	172.43	3.70	42.32	0.025	-20.21	0.572	-165.97
2.2	0.853	171.11	3.50	39.93	0.025	-20.73	0.581	-167.12
2.3	0.852	169.83	3.31	37.59	0.025	-21.10	0.590	-168.28
2.4	0.852	168.58	3.14	35.30	0.025	-21.33	0.599	-169.44
2.5	0.852	167.35	2.98	33.06	0.025	-21.41	0.607	-170.61
2.6	0.851	166.15	2.84	30.85	0.025	-21.34	0.615	-171.78
2.7	0.851	164.96	2.70	28.69	0.025	-21.12	0.623	-172.96
2.8	0.851	163.79	2.58	26.56	0.025	-20.73	0.630	-174.14
2.9	0.850	162.64	2.47	24.48	0.025	-20.18	0.637	-175.32
3	0.850	161.49	2.36	22.42	0.025	-19.47	0.644	-176.51
3.2	0.849	159.23	2.17	18.42	0.025	-17.56	0.657	-178.89
3.4	0.848	157.00	2.00	14.55	0.026	-15.02	0.669	178.72
3.6	0.847	154.78	1.85	10.79	0.027	-11.92	0.679	176.34
3.8	0.845	152.58	1.73	7.14	0.028	-8.41	0.689	173.95
4	0.844	150.37	1.61	3.60	0.029	-4.65	0.697	171.56
4.2	0.843	148.16	1.51	0.16	0.031	-0.86	0.705	169.18
4.4	0.841	145.94	1.42	-3.19	0.034	2.77	0.712	166.79
4.6	0.839	143.71	1.34	-6.44	0.037	6.05	0.718	164.40
4.8	0.837	141.46	1.27	-9.61	0.041	8.89	0.723	162.00
5	0.835	139.18	1.21	-12.69	0.046	11.21	0.728	159.60
5.2	0.833	136.87	1.15	-15.69	0.051	13.00	0.732	157.18
5.4	0.830	134.54	1.10	-18.61	0.057	14.29	0.735	154.75
5.6	0.828	132.16	1.05	-21.45	0.064	15.09	0.738	152.31
5.8	0.825	129.75	1.01	-24.21	0.072	15.47	0.740	149.84
6	0.822	127.30	0.97	-26.89	0.080	15.46	0.742	147.35

To download the s-parameters in s2p format, go to the CG2H40025 product page and click on the documentation tab.

EK-3. (devam) Cree firması CG2H40025 GaN HEMT veri sayfaları

Typical Package S-Parameters for CG2H40025
(Small Signal, V_{DS} = 28 V, I_{DQ} = 250 mA, angle in degrees)

Frequency	Mag S11	Ang S11	Mag S21	Ang S21	Mag S12	Ang S12	Mag S22	Ang S22
0.5	0.881	-151.40	18.76	93.94	0.017	12.31	0.488	-157.38
0.6	0.878	-157.62	15.77	89.14	0.018	9.22	0.495	-160.94
0.7	0.876	-162.40	13.57	85.03	0.018	6.84	0.501	-163.55
0.8	0.874	-166.25	11.89	81.37	0.018	4.92	0.505	-165.55
0.9	0.872	-169.47	10.56	78.02	0.018	3.33	0.510	-167.15
1	0.871	-172.24	9.49	74.89	0.018	1.99	0.515	-168.49
1.1	0.870	-174.67	8.60	71.93	0.019	0.84	0.519	-169.64
1.2	0.869	-176.86	7.86	69.10	0.019	-0.14	0.524	-170.66
1.3	0.867	-178.85	7.22	66.37	0.019	-0.99	0.529	-171.60
1.4	0.866	179.31	6.68	63.73	0.019	-1.72	0.534	-172.47
1.5	0.865	177.59	6.20	61.17	0.020	-2.33	0.539	-173.30
1.6	0.863	175.98	5.78	58.67	0.020	-2.84	0.544	-174.11
1.7	0.862	174.44	5.41	56.22	0.020	-3.26	0.549	-174.89
1.8	0.861	172.98	5.08	53.83	0.020	-3.58	0.554	-175.67
1.9	0.859	171.57	4.78	51.48	0.021	-3.81	0.559	-176.45
2	0.858	170.22	4.51	49.18	0.021	-3.95	0.564	-177.23
2.1	0.856	168.91	4.27	46.91	0.021	-4.00	0.569	-178.01
2.2	0.855	167.63	4.05	44.68	0.022	-3.97	0.574	-178.80
2.3	0.854	166.38	3.85	42.48	0.022	-3.86	0.579	-179.60
2.4	0.852	165.17	3.66	40.32	0.023	-3.67	0.584	179.58
2.5	0.850	163.97	3.49	38.19	0.023	-3.40	0.589	178.76
2.6	0.849	162.80	3.33	36.08	0.024	-3.06	0.593	177.93
2.7	0.847	161.64	3.19	34.01	0.024	-2.65	0.598	177.09
2.8	0.846	160.50	3.05	31.96	0.025	-2.18	0.602	176.23
2.9	0.844	159.38	2.93	29.94	0.025	-1.64	0.607	175.36
3	0.842	158.26	2.81	27.95	0.026	-1.05	0.611	174.48
3.2	0.839	156.06	2.60	24.03	0.027	0.26	0.619	172.70
3.4	0.836	153.89	2.41	20.21	0.029	1.71	0.627	170.87
3.6	0.832	151.74	2.25	16.47	0.031	3.23	0.634	169.01
3.8	0.829	149.60	2.10	12.82	0.033	4.77	0.640	167.11
4	0.825	147.46	1.97	9.25	0.036	6.24	0.646	165.18
4.2	0.821	145.33	1.86	5.75	0.039	7.61	0.651	163.22
4.4	0.817	143.19	1.76	2.33	0.043	8.82	0.656	161.23
4.6	0.814	141.03	1.66	-1.02	0.047	9.85	0.660	159.21
4.8	0.810	138.86	1.58	-4.31	0.051	10.66	0.664	157.17
5	0.806	136.67	1.51	-7.52	0.057	11.24	0.667	155.10
5.2	0.801	134.46	1.44	-10.68	0.062	11.59	0.669	153.00
5.4	0.797	132.22	1.38	-13.77	0.069	11.71	0.671	150.87
5.6	0.793	129.95	1.32	-16.80	0.076	11.60	0.673	148.72
5.8	0.788	127.64	1.27	-19.78	0.083	11.28	0.674	146.53
6	0.783	125.29	1.23	-22.69	0.092	10.74	0.675	144.31

To download the s-parameters in s2p format, go to the CG2H40025 product page and click on the documentation tab.

EK-3. (devam) Cree firması CG2H40025 GaN HEMT veri sayfaları

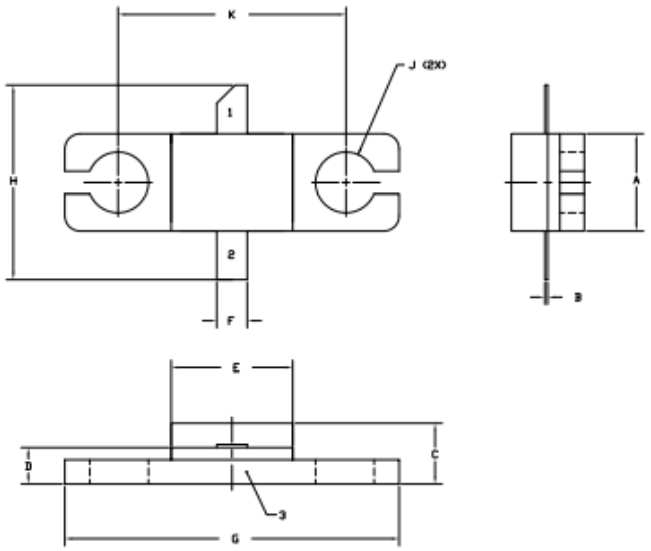
Typical Package S-Parameters for CG2H40025
(Small Signal, V_{DS} = 28 V, I_{DQ} = 400 mA, angle in degrees)

Frequency	Mag S11	Ang S11	Mag S21	Ang S21	Mag S12	Ang S12	Mag S22	Ang S22
0.5	0.891	-154.59	18.81	93.00	0.015	13.05	0.509	-162.83
0.6	0.888	-160.39	15.79	88.47	0.015	10.57	0.515	-165.80
0.7	0.886	-164.86	13.57	84.59	0.015	8.73	0.519	-168.00
0.8	0.885	-168.47	11.89	81.12	0.016	7.31	0.524	-169.72
0.9	0.883	-171.51	10.56	77.93	0.016	6.19	0.527	-171.12
1	0.882	-174.13	9.49	74.94	0.016	5.28	0.531	-172.30
1.1	0.881	-176.46	8.61	72.11	0.016	4.55	0.535	-173.34
1.2	0.879	-178.55	7.87	69.39	0.017	3.95	0.538	-174.27
1.3	0.878	179.53	7.23	66.77	0.017	3.47	0.542	-175.12
1.4	0.876	177.75	6.69	64.23	0.017	3.08	0.546	-175.93
1.5	0.875	176.09	6.22	61.76	0.017	2.79	0.550	-176.70
1.6	0.873	174.52	5.80	59.34	0.018	2.57	0.554	-177.44
1.7	0.872	173.02	5.43	56.97	0.018	2.43	0.558	-178.17
1.8	0.870	171.58	5.11	54.65	0.019	2.36	0.562	-178.90
1.9	0.869	170.20	4.81	52.36	0.019	2.35	0.566	-179.62
2	0.867	168.87	4.55	50.12	0.019	2.41	0.570	179.65
2.1	0.865	167.57	4.30	47.91	0.020	2.52	0.574	178.93
2.2	0.864	166.31	4.08	45.73	0.020	2.69	0.578	178.19
2.3	0.862	165.08	3.88	43.58	0.021	2.91	0.582	177.45
2.4	0.860	163.87	3.70	41.46	0.021	3.18	0.586	176.69
2.5	0.858	162.68	3.53	39.36	0.022	3.50	0.590	175.93
2.6	0.856	161.52	3.37	37.30	0.023	3.86	0.594	175.15
2.7	0.854	160.37	3.23	35.26	0.023	4.25	0.597	174.37
2.8	0.852	159.23	3.09	33.24	0.024	4.68	0.601	173.57
2.9	0.850	158.11	2.97	31.25	0.025	5.14	0.605	172.76
3	0.848	157.00	2.85	29.28	0.026	5.62	0.608	171.94
3.2	0.844	154.81	2.64	25.40	0.028	6.63	0.615	170.27
3.4	0.840	152.64	2.46	21.61	0.030	7.66	0.621	168.56
3.6	0.836	150.50	2.29	17.90	0.032	8.69	0.627	166.80
3.8	0.832	148.36	2.15	14.26	0.035	9.67	0.632	165.01
4	0.828	146.23	2.02	10.70	0.038	10.55	0.637	163.18
4.2	0.823	144.10	1.91	7.20	0.041	11.32	0.641	161.32
4.4	0.819	141.97	1.80	3.78	0.045	11.94	0.645	159.43
4.6	0.814	139.82	1.71	0.41	0.050	12.40	0.649	157.50
4.8	0.810	137.66	1.63	-2.89	0.055	12.68	0.652	155.54
5	0.805	135.48	1.55	-6.13	0.060	12.79	0.654	153.56
5.2	0.800	133.27	1.48	-9.30	0.066	12.71	0.656	151.54
5.4	0.795	131.04	1.42	-12.43	0.073	12.45	0.658	149.49
5.6	0.790	128.78	1.37	-15.49	0.080	12.01	0.659	147.40
5.8	0.785	126.49	1.32	-18.50	0.088	11.40	0.660	145.28
6	0.779	124.15	1.27	-21.45	0.096	10.62	0.660	143.13

To download the s-parameters in s2p format, go to the CG2H40025 product page and click on the documentation tab.

EK-3. (devam) Cree firması CG2H40025 GaN HEMT veri sayfaları

Product Dimensions CG2H40025F (Package Type — 440166)

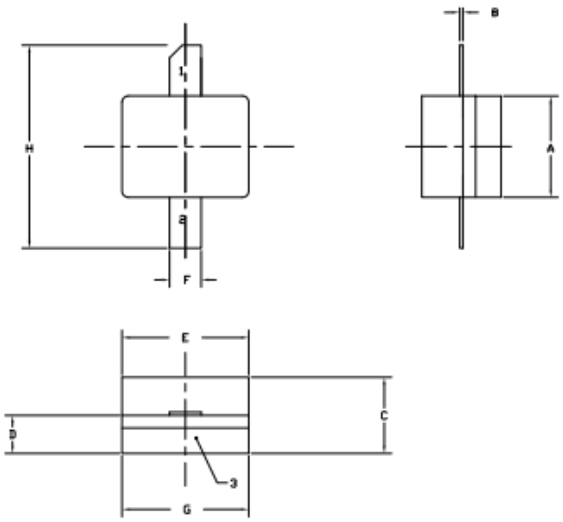


NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. ADHESIVE FROM LID MAY EXTEND A MAXIMUM OF 0.020" BEYOND EDGE OF LID.
4. LID MAY BE MISALIGNED TO THE BODY OF THE PACKAGE BY A MAXIMUM OF 0.008" IN ANY DIRECTION.
5. ALL PLATED SURFACES ARE NI/AU

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.155	0.165	3.94	4.19
B	0.004	0.006	0.10	0.15
C	0.115	0.135	2.92	3.43
D	0.057	0.067	1.45	1.70
E	0.195	0.205	4.95	5.21
F	0.045	0.055	1.14	1.40
G	0.545	0.555	13.84	14.09
H	0.280	0.360	7.11	9.14
J	ø .100		2.54	
K	0.375		9.53	

PIN 1. GATE
PIN 2. DRAIN
PIN 3. SOURCE

Product Dimensions CG2H40025P (Package Type — 440196)



NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. ADHESIVE FROM LID MAY EXTEND A MAXIMUM OF 0.020" BEYOND EDGE OF LID.
4. LID MAY BE MISALIGNED TO THE BODY OF THE PACKAGE BY A MAXIMUM OF 0.008" IN ANY DIRECTION.
5. ALL PLATED SURFACES ARE NI/AU

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.155	0.165	3.94	4.19
B	0.003	0.006	0.10	0.15
C	0.115	0.135	2.92	3.17
D	0.057	0.067	1.45	1.70
E	0.195	0.205	4.95	5.21
F	0.045	0.055	1.14	1.40
G	0.195	0.205	4.95	5.21
H	0.280	0.360	7.11	9.14

PIN 1. GATE
PIN 2. DRAIN
PIN 3. SOURCE

EK-3. (devam) Cree firması CG2H40025 GaN HEMT veri sayfaları

Product Ordering Information

Order Number	Description	Unit of Measure	Image
CG2H40025F	GaN HEMT	Each	
CG2H40025P	GaN HEMT	Each	
CG2H40025F-AMP	Test board with GaN HEMT installed	Each	

EK-3. (devam) Cree firması CG2H40025 GaN HEMT veri sayfaları

For more information, please contact:

4600 Silicon Drive
Durham, North Carolina, USA 27703
www.wolfspeed.com/RF

Sales Contact
RFSales@cree.com

Notes

Disclaimer

Specifications are subject to change without notice. "Typical" parameters are the average values expected by Cree in large quantities and are provided for information purposes only. Cree products are not warranted or authorized for use as critical components in medical, life-saving, or life-sustaining applications, or other applications where a failure would reasonably be expected to cause severe personal injury or death. No responsibility is assumed by Cree for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from use of the information contained herein. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Cree.

© 2019-2021 Cree, Inc. All rights reserved. Wolfspeed® and the Wolfspeed logo are registered trademarks of Cree, Inc.



GAZİ GELECEKTİR..