

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**KABLOSUZ HABERLEŞME UYGULAMALARI İÇİN J SINIFI GÜÇ
KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Engin ÇAĞDAŞ

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Mühendisliği Programı

HAZİRAN 2018

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**KABLOSUZ HABERLEŞME UYGULAMALARI İÇİN J SINIFI GÜÇ
KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Engin ÇAĞDAŞ
(504161207)**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Mühendisliği Programı

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

HAZİRAN 2018

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504161207 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Engin ÇAĞDAŞ, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “KABLOSUZ HABERLEŞME UYGULAMALARI İÇİN J SINIFI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

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

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

Jüri Üyeleri : **Dr. Öğretim Üyesi M. Berke YELTEN**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Osman PALAMUTÇUOĞULLARI
Beykent Üniversitesi

Prof. Dr. Sıddık YARMAN
İstanbul Üniversitesi

Teslim Tarihi : **04 Mayıs 2018**
Savunma Tarihi : **08 Haziran 2018**





Canım eřim Mervem'e,



ÖNSÖZ

Lisans ve yüksek lisans eğitimim süresince bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım değerli hocam Doç. Dr. Metin YAZGI'ya; bu tezin hazırlanmasında teorik ve pratik bilgilerinden yararlandığım değerli bilim adamı Doç. Dr. Oğuzhan KIZILBEY'e teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca, bu tez çalışması boyunca, imkanlarından yararlandığım değerli kurumum TÜBİTAK BİLGEM'e teşekkürlerimi bir borç bilirim.

Son olarak, bugünlere gelmeme vesile olan, ülkesini seven, manevi ve maddi değerlerini gözetten bir birey olmayı öğreten başta dedem Yüksel ÇAĞDAŞ ve babaannem Semiha ÇAĞDAŞ'a ve tüm aileme sevgi ve saygılarımı sunarım.

Mayıs 2018

Engin ÇAĞDAŞ
Elektronik Mühendisi



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET	xvii
SUMMARY	xxi
1. YÜKSEK FREKANS GÜÇ TRANSİSTÖRLERİ	1
1.1 BJT Güç Transistörleri.....	3
1.2 FET Güç Transistörleri	3
1.2.1 LDMOS güç transistörleri.....	4
1.2.2 GaAs güç transistörleri.....	6
1.2.3 GaN güç transistörleri	8
1.3 LDMOS-GaAs-GaN transistörlerin karşılaştırılması.....	9
2. GÜÇ KUVVETLENDİRİCİLERİ ve SINIFLARI	13
2.1 Güç Kuvvetlendiricisi ve Distorsiyon Parametreleri	14
2.2 Güç Kuvvetlendirici Sınıfları.....	25
2.2.1 Kutuplama noktasına göre güç kuvvetlendiricisi türleri	26
2.2.2 Doğrusal olmayan çalışma durumu güç kuvvetlendiricisi türleri	30
2.2.3 J Sınıfı güç kuvvetlendiricisi.....	37
3. TASARIMDA PASİF ELEMANLAR	45
3.1 Dielektrik Taban Malzemeleri	45
3.1.1 Taban malzemesi seçim kriterleri	46
3.1.2 Seçilen taban malzemesi ve özellikleri	46
3.2 Toplu Devre Elemanlarına Genel Bakış	46
3.2.1 Kompakt yüksek frekans endüktanslar	48
3.2.2 Yüksek yoğunluklu kapasiteler	49
3.3 Mikroşerit Hatlar ve Karakteristik Empedans Kavramı.....	49
3.4 Toplu Devre Elemanları ve Mikroşerit Hatların Farkları	52
4. J SINIFI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI.....	55
4.1 J Sınıfı Güç Kuvvetlendiricisinin Çıkış Fikri.....	55
4.2 J Sınıfı Güç Kuvvetlendiricisi Türleri.....	56
4.2.1 Klasik (reaktif) J sınıfı	58
4.2.2 Rezistif-reaktif J sınıfı.....	60
4.3 J Sınıfı Çalışmada Doğrusal Olmayan Etkiler	61
4.3.1 J sınıfı çalışmada tasarım bölgesinin (R_{opt}) seçilmesi.....	61
4.3.2 Doğrusal olmayan çıkış kapasitesinin (C_{out}) incelenmesi	66
4.4 J Sınıfı Güç Kuvvetlendiricisi Tasarımı.....	66
4.4.1 J sınıfı güç kuvvetlendiricisinin gerçekleşmesi	70
4.4.2 J sınıfı güç kuvvetlendiricisinin simulasyon ve ölçüm sonuçları	72

5. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	83
KAYNAKLAR.....	85
ÖZGEÇMİŞ.....	91



KISALTMALAR

ACPR	: Komşu Kanal Güç Oranı
BJT	: Bipolar Jonksiyon Transistör
EW	: Elektronik Savaş
GaAs	: Galyum Arsenik
GaN	: Galyum Nitrit
GaN-on-SiC	: Silisyum Karbit Üstünde GaN
GEV	: Güç Ekli Verim
GK	: Güç Kuvvetlendiricisi
HBT	: Karma Yapılı Bipolar Jonksiyon Transistör
HEMT	: Yüksek Elektron Mobiliteli Transistör
HF	: Yüksek frekans
HFET	: Karma Yapılı Alan Etkili Transistör
IC	: Entegre Devre
LDD	: Hafif Katkılanmış Savak
LDMOS	: Yanal Dağınıklı Metal Oksit Yarı iletken
LTE	: Uzun Vadeli Gelişim
MIC	: Mikrodalga Entegre Devreleri
MMIC	: Monolitik Mikrodalga Entegre Devreleri
MIM	: Metal-Yalıtkan-Metal
ODF	: Olasılık Dağılım Fonksiyonu
PAR	: Tepe-Ortalama Oranı
RF	: Radyo Frekansı
SFDR	: Parazitsiz Dinamik Aralık
SV	: Savak Verimi
UHF	: Ultra Yüksek Frekans
VDMOS	: Dikey Dağınıklı Metal Oksit Yarı iletken
VHF	: Çok Yüksek Frekans
WiMAX	: Dünya Çapında Birlikte İşleyen Mikrodalga Erişimi
TWTA	: Yürüyen Dalga Tüpü Kuvvetlendirici



ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 1.1 : Si, GaAs ve GaN için elektriksel parametrelerinin karşılaştırılması..	10
Çizelge 2.1 : El terminali (cep telefonu vb.) ve baz istasyonu için RF kuvvetlendirici devresinin gereksinimlerinin özeti (Earlbacher, 2014).....	18
Çizelge 2.2 : Çıkış akımının iletim açısı ya da kutuplama noktası cinsinden güç kuvvetlendiricilerin sınıflandırılması.....	26
Çizelge 2.3 : $X_{C_{ds}} / R_L$ parametresinin kullanılan teknoloji ve frekans bağımlılığı (Cripps, 2006)	40
Çizelge 2.4 : I_1 akımının üç durumdaki değerine göre verim ve çıkış gücü değerleri. (Cripps, 2006)	41
Çizelge 4.1 : Tasarlanan J sınıfı GK malzeme tablosu.....	71
Çizelge 4.2 : Her bir frekansa karşılık gelen J sınıfı GK ölçüm sonuçları	76
Çizelge 4.3 : Ölçüm sonucu elde edilen harmonik bileşen değerleri	77
Çizelge 4.4 : Literatürde bulunan J Sınıfı GK çalışmaları ve ölçüm sonuçları	79



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : LDMOS'un enine kesit yapısı (Aaen ve diğ, 2007).....	5
Şekil 1.2 : GaAs MESFET'in enine kesit yapısı (Aaen ve diğ, 2007).	7
Şekil 1.3 : RF uygulamalarında kullanılan baskın yarı iletken teknolojilerin, çalışma bil diğ frekans bölgesi ve bu teknolojilerin sunduğu güç miktarının gösterimi (Earlbacher, 2014)	12
Şekil 2.1 : Güç kuvvetlendiricisinin bloklar halinde gösterilimi (Earlbacher, 2014).14	
Şekil 2.2 : Örnek $P_{giriş}$ - $P_{çıkış}$ güç süpürme (sürekli eğri) ve karşılık gelen kuvvetlendirici güç kazancı (kesikli çizgi) (Colantonio ve diğ, 2009)	15
Şekil 2.3 : İki tonlu bir testte çeşitli frekanslarda intermodülasyon bileşenlerinin oluşumu (Razavi, 2011).....	20
Şekil 2.4 : Üçüncü dereceden intermodülasyona bağlı istenen işarette kirlenme (Razavi, 2011)	20
Şekil 2.5 : Bir dar bant sisteminde, (a) iki tonlu ve (b) harmonik testler sonucu system frekans cevabı (Razavi, 2011)	21
Şekil 2.6 : Komşu kanal güç oranı tanımı için giriş ve çıkış gücü spektral yoğunluklarının gösterimi (Colantonio ve diğ, 2009)	22
Şekil 2.7 : IP3'ün tanımı (gerilim değerleri cinsinden) (Razavi, 2011)	23
Şekil 2.8 : (a) DR ve (b) SFDR'nin tanımları (Earlbacher, 2014)	24
Şekil 2.9 : Parazit olmayan dinamik aralığın (SFDR) tanımı (Colantonio ve diğ, 2009)	24
Şekil 2.10 : Tepe-ortalama oranı. Farklı frekanslardaki sinyallerin toplamı olarak kanal intermodülasyonunun sonucu (Razavi, 2011).....	25
Şekil 2.11 : Güç kuvvetlendiricilerinin genel sınıflandırılma ağacı	26
Şekil 2.12 : A sınıfı çalışmada yük doğrusu.	27
Şekil 2.13 : B sınıfı çalışmada yük doğrusu	28
Şekil 2.14 : AB sınıfı güç kuvvetlendiricisi şematik ve dalga şekillerinin gösterimi (Cripps, 2002)	29
Şekil 2.15 : Anahtarlama modlu güç kuvvetlendiricisinin şematik gösterilimi (Cripps, 2006)	30
Şekil 2.16 : Anahtarlama modlu D sınıfı güç kuvvetlendiricisinin dalga şekilleri (Cripps, 2006)	31
Şekil 2.17 : Seri LC filtre ile transformatör bağlı gerilim anahtarlama D sınıfı (Grebennikov ve diğ, 2012)	32
Şekil 2.18 : Seri LC filtre ile transformatör bağlı gerilim anahtarlama D sınıfı akım ve gerilim dalga şekilleri (Grebennikov ve diğ, 2012)	32
Şekil 2.19 : Kuvvetlendirici çıkışında beklenen ideal gerilim ve/veya akım dalga şekilleri (Colantonio ve diğ, 2009)	33
Şekil 2.20 : Biharmonik F sınıfı güç kuvvetlendiricisi (Grebennikov ve diğ, 2012) 35	
Şekil 2.21 : E sınıfı güç kuvvetlendirici devresinin temsili gösterilimi	36

Şekil 2.22 : Basitleştirilmiş J sınıfı güç kuvvetlendiricisi devre yapısı (kutuplama devresi gösterilmemiş) (Cripps, 2006)	38
Şekil 2.23 : Matematiksel analiz için J sınıfı güç kuvvetlendiricisinin gösterilimi (Cripps, 2006)	39
Şekil 2.24 : Şekil 2.23'deki devrenin analizi (Cripps, 2006).....	41
Şekil 2.25 : J sınıfı çalışma analizi için verim-XCds/RL ilişkisinin grafiği (Cripps, 2006)	42
Şekil 2.26 : AB sınıfı kutuplamada, J sınıfı çalışma (Cripps, 2006)	43
Şekil 3.1 : Mikroşeritin gösterimi (Bahl, 2003).....	50
Şekil 4.1 : Maksimum akıma normalize transistör akımı ve besleme gerilimine normalize edilmiş transistör gerilim dalga şekilleri. B sınıfı (üstteki) ve J sınıfı çalışma (alttaki) (Guan ve diğ, 2012)	57
Şekil 4.2 : J sınıfından B sınıfına ve J* sınıfına kadar olan temel yük (sürekli çizgi) ve ikinci harmonik (kesikli çizgi) tasarım alanları (Rezaei ve diğ, 2013b)	62
Şekil 4.3 : J sınıfı ($\alpha=1$) (sürekli çizgi) ve J * sınıfında ($\alpha=-1$) (kesikli çizgi) $R_{opt} > 50 \Omega$ için temel ve ikinci harmonik optimum empedans yerleşimi (Rezaei ve diğ, 2013b)	63
Şekil 4.4 : Çeşitli faz kaymaları için akım ve yarı-sinuzoidal gerilim dalga şekilleri (özellikle, faz farkı $\delta = \pi/4$ durumu J sınıfı çalışmayı temsil eder) (Moon ve diğ, 2011)	65
Şekil 4.5 : Basitleştirilmiş J sınıfı GK devre şeması (Parveg ve diğ, 2010).....	67
Şekil 4.6 : J sınıfı GK giriş katı	68
Şekil 4.7 : J sınıfı GK çıkış katı	69
Şekil 4.8 : Tasarlanan J sınıfı GK'nın giriş ve çıkış katının toplu devre elamanları ile gösterilimi	70
Şekil 4.9 : J sınıfı GK üretim yerleşim (layout) planı.....	70
Şekil 4.10 : Elemanları dizilmiş J sınıfı GK kartı.....	72
Şekil 4.11 : J sınıfı GK'nın RF savak akımı (kırmızı) ve gerilimi (mavi) dalga şekli.....	73
Şekil 4.12 : J sınıfı GK'nın yük çıkışındaki RF gerilim dalga şekli.....	73
Şekil 4.13 : Frekansa bağlı olarak çıkış gücü (kırmızı), GEV (pembe) ve SV (mavi) grafiği (ADS simulasyon)	74
Şekil 4.14 : Tasarlanan J sınıfı güç kuvvetlendiricisinin ölçüm düzeneği.....	75
Şekil 4.15 : 3 GHz frekanslı giriş işaretinin, giriş gücünün değişimine bağlı çıkış gücü grafiği (ölçüm)	75
Şekil 4.16 : 3 GHz frekanslı giriş işareti uygulanarak, giriş gücü değişimine karşılık ölçülmüş temel işaret ve üçüncü IM bileşenlerinin çıkış güçleri ve IIP3 ve OIP3 noktalarının gösterilimi.....	76
Şekil 4.17 : ACPR simulasyonu için benzetim düzeneği	78
Şekil 4.18 : 5 MHz'lik WCDMA sinyali uygulandığında, çıkışta elde edilen ACPR grafiği ve temel işaret ile ± 10 MHz komşuluklu işaretlerin durumu ...	78

KABLOSUZ HABERLEŞME UYGULAMALARI İÇİN J SINIFI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI

ÖZET

Bilim insanları modern kablosuz haberleşme sistemleri üzerinde, kompleks modülasyon tekniklerini kullanarak maksimum spektral verim elde etme üzerinde sürekli çalışmaktadır. Bu tür sistemler, en az faz ve genlik bozulması ile sinyali göndermek için çok yüksek doğrusalıkta çalışan güç kuvvetlendiricilerine ihtiyaç duyarlar. Bununla beraber, güç kuvvetlendiricileri, DC güç tüketimini azaltmak ve böylece pil ömrünü uzatmak ve aynı zamanda soğutma için ısı yayılım gereksinimlerini karşılamak için yüksek güç verimi sunabilmelidir. Yazılım tanımlı radyolar ve bilişsel radyolar gibi çok kanallı haberleşme sistemleri, WiMAX ve LTE gibi çoklu standartları ve çoklu frekans bantlarını kullanma eğilimindedir. Bu sistemlerin tasarımı tek bir donanım platformu üzerinde gerçekleştirilmektedir. Bu platformlar, bu tür sistemlerin içinde çoklu kuvvetlendiricilere olan ihtiyacı azaltacak, böylece geliştirme maliyetlerini ve uygulama döngüsünü hızlandıracak genişbant güç kuvvetlendiricilerine ihtiyaç duyar.

Kablosuz haberleşme sistemleri için güç kuvvetlendirici tasarımında yakın zamana kadar, çok dar spektrum tahsislerine bağlı olarak, belirli düşük RF bant genişliklerine odaklanılmıştır. WiMax, 4G gibi sistemler de dahil olmak üzere gelecek sistemlerde, sadece daha geniş frekans spektrumu ayrılma ihtiyacı nedeniyle değil, aynı zamanda 100 MHz ve ötesinde temel bant genişliğine sahip sinyallerle çalışma ihtiyacından dolayı daha büyük bant genişlikleri gerekecektir. Bugüne kadar, radar gibi diğer RF güç kuvvetlendirici uygulamaları, yüksek RF bant genişliği gereksinimlerinden dolayı, güç ve verim üzerinde yapılan çalışmalarda ilerlemelerden fazla yararlanamamıştır. Tipik olarak %75 verimin üzerinde çalışan çok yüksek verimli güç kuvvetlendiricileri ile ilgili elde edilen sonuçlar, hassas çoklu harmonik empedans sonlandırmalarını ve aynı zamanda çok yüksek kazanç-bastırma seviyelerini işaret etmektedir. Bu faktörler, sırasıyla dar bant frekans performans sınırlaması ve doğrusal olmayan çalışmaya yol açar. Sonuç olarak, yüksek doğrusalık, verim ve geniş bant genişliği, modern haberleşme sistemlerinde günümüz RF ve mikrodalga güç kuvvetlendiricilerinin sağlanmasını istediği temel üç faktördür.

Mevcut RF transistör teknolojileri arasında galyum nitrit (GaN) yarı iletken tabanlı güç transistörleri, modern güç kuvvetlendirici uygulamaları için, GaAs ve Si gibi mevcut diğer teknolojilere kıyasla daha yüksek çıkış gücü ve verim sağlayabildiğinden üstün bir yarı iletken teknolojidir. Yukarıda bahsi geçen hususlar dikkate alındığında, bu tezde yapılan tasarımda tek bir transistörle yüksek verim ve çıkış gücü elde etmek için GaN transistör seçilmiştir.

Bugüne kadar, yüksek verimli güç kuvvetlendirici çalışmaları için bir çok topoloji önerilmiştir. Bu topolojiler arasında, F sınıfı çalışmada çıkışında, dikdörtgen bir gerilim dalga şekli oluşturmak için tek dereceli harmonik empedansları kontrol ederek

iyi bir verim elde edilir. Bununla birlikte, uygun üçüncü dereceli harmonik gerilim elde etmek için, çıkış kondansatörü (C_{out}) doğru bir şekilde ayarlanmalıdır. Ayrıca, bazı durumlarda kapasite ve çalışma frekansına bağlı olarak, kapasitenin empedansı, üçüncü harmonik frekans için kısa devre olabilir. Yüksek verim elde edilen diğer bir çalışma olan E sınıfında, transistör ideale yakın bir anahtar gibi davranarak yüksek verim sağlanır. Ancak, güç transistörünün gerçek ideal anahtarlama operasyonu, çalışma frekansına ve güç transistörünün yapısal özelliklerine bağlı olarak değişiklik gösterebilir. Bu yüzden, anahtarlama süresindeki geçiş süresi kaynaklı akım ve gerilim dalgalarındaki örtüşmeden dolayı verim düşer. Bu sınırlamalar, E sınıfının verimini yüksek frekanslarda bozar. Sonuçta, F ve E sınıfı çalışmada % 70'in üzerinde verim elde edilmesine rağmen, bu güç kuvvetlendiricilerinin performansı, sınırlı bant genişliğinde çalışmaya zorlayan çok özel empedans değerlerinde çalışmaya bağlıdır. Bu yüzden, F ve E sınıfının doğrusal çalışması oldukça zayıftır.

Klasik güç kuvvetlendiricilerinin, geniş bir bant aralığında yüksek verim ve doğrusal davranış sergileme talebi bir ödünleşim doğurur. Son birkaç yıldır üzerinde çalışılan J sınıfı güç kuvvetlendiricileri ile bu sorun çözülmeye çalışılmaktadır. Bu yeni yaklaşım olan J sınıfı ile, AB sınıfı çalışmanın aynı verim ve doğrusal davranışını gösteren ve AB sınıfından farklı olarak bantı sınırlayan harmonik kısa devre gerektirmeyen RF güç kuvvetlendiricisi tasarımının teorik tarafı gösterilmiştir. J sınıfı çalışmada, ikinci harmonik sonlandırmayı tamamen reaktif rejime dönüştürmek için çıkış akımı ve gerilim dalga şekilleri arasındaki faz kaymasından yararlanır. Bu sayede, GaN (HEMT) güç transistörleri kullanılarak tasarlanan J sınıfı ile bant genişliği-verim performansına önemli ölçüde katkı sağlanır.

Uygun şekilde temel ve ikinci harmonik empedanslar ile sonlandırılmış doğrusal J sınıfı güç kuvvetlendiricisi, tek bir güç kuvvetlendiricisi tasarımında doğrusallık, verim ve bant genişliği gereksinimleri için ümit verici bir çözüm sunmuştur. Bir GaN transistörün ve J sınıfı çalışmanın avantajlarını birleştiren ve paketlenmiş bir transistördeki dış parazitik elemanların etkisini de göz önüne alarak geniş bant bir J sınıfı güç kuvvetlendiricisi tasarımı, bu çalışmanın odak noktasıdır.

Bu tez çalışmasında gerçekleştirilen güç kuvvetlendiricisi tasarımını kavrayabilmek ve temel kavramları göstermek için ilk olarak, yüksek frekans güç transistörleri ele alınmıştır. Yüksek frekans güç transistörlerinden, Si tabanlı ve III-V yarı iletken grubu olan karma yapılu GaAs ve GaN yarı iletken transistörler tanıtılmış ve bu üç teknolojinin karşılaştırması verilmiştir. Karşılaştırma sonucunda tasarımda kullanılacak olan GaN transistörün tercih edilme kritiği yapılmıştır.

İkinci bölümde ise, güç kuvvetlendirici sınıfları ele alınmış ve güç kuvvetlendiricisi tasarım parametreleri verilmiştir. Ayrıca, doğrusal olmayan davranışları temsil eden distorsiyon parametreleri de ele alınarak; teorik analiz, simulasyon ve ölçüm ile elde edilen sonuçları okuyabilme ve anlamlandırabilmek için bu parametreler açıklanmıştır.

Üçüncü kısımda ise taban malzemeleri, mikroşerit hatlar ve toplu devre elamanları ele alınarak; yüksek frekans güç kuvvetlendirici uygulamalarında bunların seçim kriterleri tartışılmıştır. Özellikle, toplu devre elamanları ve mikroşerit hatların karşılaştırması yapılarak kullanılacakları yere göre birbirlerine olan üstünlükleri anlatılmıştır. Nihayetinde, tasarlanacak olan güç kuvvetlendiricisinde, hangi taban malzemesinin kullanılacağı ve uyumlama devresinde hangi yaklaşım ile tasarımın gerçekleştirileceği ortaya çıkmıştır.

Dördüncü bölümde J sınıfı güç kuvvetlendiricisinin teorik yaklaşımı detaylandırılmıştır. Ayrıca, J sınıfı güç kuvvetlendiricisinin tasarım adımları anlatılmıştır. Tasarlanan güç kuvvetlendiricisinin simülasyonu ve ölçümleri yapılmış ve elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir. Ayrıca, tasarlanan güç kuvvetlendiricisinin başarıml ölçütlerini karşılaştırmak için, J sınıfının önerildiği tarihten şimdiye kadar olan çalışmaların literatür araştırması yapılmış ve incelenmiştir. Genişbant, yüksek verim, yüksek çıkış gücü ve doğrusal çalışma kriterlerine göre, literatürdeki çalışmaların ölçüm sonucunda elde edilen çıktıları bir çizelgede derlenmiştir.

Sonuçlar ve öneriler kısmında ise, tasarımı yapılan ve üretilen J sınıfı güç kuvvetlendirici devresinin simülasyon ve ölçüm sonuçları değerlendirilmiştir. Son olarak, yapılan bu çalışma referans alındığında, gelecekte yapılacak çalışmalara ışık tutabilecek öneriler sunulmuştur.





DESIGN OF J CLASS POWER AMPLIFIER FOR WIRELESS COMMUNICATION APPLICATIONS

SUMMARY

Scientists are currently working on modern wireless communication systems to achieve maximum spectral efficiency using complex modulation techniques. Such systems require very high linearity power amplifiers to deliver the signal with minimal phase and amplitude distortion. In addition, the power amplifiers must be able to provide high power output to reduce DC power consumption, thereby extending the battery life and at the same time meeting heat dissipation requirements for cooling. In addition, multichannel communication systems such as software defined radios and cognitive radios tend to use multiple standards and multiple frequency bands such as WiMAX and LTE. The design of these systems is desired to be realized on a single hardware platform. These platforms require broadband power amplifiers that will reduce the need for multiple amplifiers within such systems, thereby speeding up development costs and implementation cycle.

Until recently, in the power amplifier design for wireless communication systems, it focused on certain low RF bandwidths due to very narrow spectrum allocations. Future emerging technologies like WiMax and 4G, will require larger bandwidths not only because of the need for greater frequency spectrum allocation, but also because of the need to work with signals with baseband bandwidths of 100 MHz and beyond. Until now, other RF power amplifier applications, such as radar, have not benefited more from the work on power and efficiency due to the high RF bandwidth requirements. The results for very high efficiency power amplifiers, typically operating at over 75% efficiency, indicate sensitive multi-harmonic impedance terminations and very high gain-suppression levels at the same time. These factors give rise to narrowband frequency performance limitation and nonlinear operation, respectively. As a result, high linearity, efficiency and wide bandwidth are the main important three factors for RF and microwave power amplifiers used in modern communication systems.

Among current RF transistor technologies, gallium nitride (GaN) semiconductor power transistors are superior semiconductor technologies for modern power amplifier applications because they can provide higher output power and efficiency than other existing technologies such as GaAs and Si. Given the above considerations, in this dissertation design, a GaN transistor was chosen to achieve high efficiency and output power with a single transistor.

Until now, many topologies have been proposed for high efficiency power amplifier operations. Among these topologies, a good efficiency is obtained by controlling single-degree harmonic impedances in order to generate a rectangular voltage waveform at the output of the class F operation. However, to obtain the appropriate third order harmonic voltage, the output capacitor (C_{out}) must be set properly. Also, depending on the capacitance and operating frequency in some cases, the impedance of the capacitor may be shorted to the third harmonic frequency. In another class of

high-efficiency operation E, high efficiency is achieved by acting as a ideal switch of the transistor. Nevertheless, the actual ideal switching operation of the power transistor may vary depending on the operating frequency and the structural characteristics of the power transistor. Therefore, the efficiency drops due to the overlapping current and voltage swings caused by the transition period during switching. These limitations diminish the efficiency of class E at high frequencies. As a result, despite the fact that over 70% efficiency is achieved in the F and E class operation, the performance of these power amplifiers depends on at very specific impedance values which forces them to operate at limited bandwidth. Therefore, the linear operation of class F and E is very weak.

A demanding for exhibiting high efficiency and linear behavior in a wide band gap causes trade off in classical power amplifiers design. This problem have been tried to solve with J class power amplifiers that have been working on for the last few years. With this new approach, the J class, the theoretical side of the RF power amplifier design, which does not require a harmonic short circuit that exhibits the same efficiency and linear behavior of the AB class work, is shown. In the class J study, the phase shift between the output current and voltage waveforms is utilized to transform the second harmonic termination into a fully reactive regime. By this means, a significant contribution is made to the bandwidth-efficiency performance of the J-class designed using GaN (HEMT) power transistors.

The linear J-class power amplifier, terminated with appropriate fundamental and second harmonic impedances, offers a promising solution for linearity, efficiency and bandwidth requirements in a single power amplifier design. A broadband J-class power amplifier design incorporating the advantages of a GaN transistor and J-class operation and taking into account the effect of external parasitic elements in a packed transistor is the focal point of this dissertation.

Firstly in this dissertation study, in order to understand the J-class power amplifier design and to show the basic concepts, high frequency power transistors are considered. Si-based and III-V group heterojunction GaAs and GaN semiconductor high-frequency power transistors are introduced and the comparison of these three technologies is given. As a result of the comparison, the preference criterion of the GaN transistor to be used in design has been made.

In the second part, power amplifier classes are discussed and their design parameters are given. In addition, considering the distortion parameters representing nonlinear behavior, these parameters were explained in order to be able to understand and comment the results obtained by theoretical analysis, simulation and measurement.

In the third part, substrate materials, microstrip lines and lumped circuit elements are considered and their selection criteria are discussed in high frequency power amplifier applications. In particular, the advantages of the lumped circuit elements and microstrip lines compared to each other are explained. Ultimately, in the power amplifier to be designed, which substrate material is to be used and which approach is to be implemented in the matching circuit are determined.

In the fourth chapter, the theoretical approach of the J class power amplifier is detailed. In addition, the design steps of the J-class power amplifier are described. Simulation and measurements of the designed power amplifier are made and the results obtained are evaluated. In addition a literature survey of studies up to now from the date suggested in class J is conducted and examined to compare the performance criteria of the designed power amplifier. According to the criteria of broadband, high efficiency,

high output power and linear operation, the outputs obtained from the measurements of the studies in the literature are showed in a table.

In the conclusions and suggestions, the simulation and measurement results of the designed and produced class J power amplifier circuit are evaluated. Finally, when this study is taken as a reference, suggestions are presented that can shed light on future work.



1. YÜKSEK FREKANS GÜÇ TRANSİSTÖRLERİ

İkinci dünya savaşı yıllarında radar uygulamalarına duyulan ihtiyaçtan itibaren, RF ve mikrodalga frekanslarında yüksek güç üretebilen elemanlara ihtiyaç duyulmaktaydı. Başlangıçta darbeli radar sistemleri, yürüyen dalga tüplü kuvvetlendiriciler (TWTA) ve magnetronlar gibi mikrodalga vakum tüpleri kullanılarak üretiliyordu. Genel olarak yüksek frekansta yüksek güç gerektiren uygulamalar eskiden vakup tüpleri ile yapılmaktaydı. Günümüzde vakum tüpleri yerini, katı hal elektronik yapılara bıraktı (özellikle 1 kW'dan daha düşük güç seviyelerinde). Şimdilerde güç kuvvetlendirme uygulamalarının kalbinde, güç transistörleri yer almaktadır. Yüksek frekans güç transistörleri, modern hücresel haberleşme sistemleri, HF, VHF ve UHF haberleşme sistemleri, darbeli radar, aviyonik ve en son WiMAX iletişim sistemleri gibi geniş bir uygulama yelpazesinde kullanılmaktadır. Bu sistemlerde, giderek daha fazla yüksek güç seviyelerine ihtiyaç duyulmaktadır ve bazı uygulamalar için birkaç kilo watt güç mertebelerinde kuvvetlendiricileri kullanmak için paralel olarak bir araya getirilmiş konfigürasyonlar kullanılmaktadır. Ancak günümüzde yeni eğilimde, 50 V ve üzerinde çalışabilecek yüksek performanslı RF transistörlerin tasarımı söz konusudur. Böylelikle tek transistör kullanılarak transistör başına düşen güç yoğunluğu artırılmış olur ve güç kuvvetlendiricileri başına düşen transistör sayısı azaltılır. Daha yüksek kutuplama gerilimlerinde çalışabilen transistörleri kullanmanın diğer bir avantajı, yüksek güç seviyelerinin daha yüksek terminal empedanslarıyla elde edilebilmesidir (Baliga, 2005). Bu da geniş frekans bant genişliğinde çalışan güç kuvvetlendiricilerinin tasarımını kolaylaştırır.

Yüksek frekans güç uygulamalarında kullanılan transistörleri, çalışma prensipleri ve üretim süreçlerindeki farklılıklarına göre iki temel gruba ayırabiliriz. Bu transistörler, bipolar jonksiyon transistör (BJT) ve alan etkili (FET) transistördür. Bazı uygulamalarda, BJT üstün performans sergilerken, başka alanlarda FET daha iyi bir performans gösterir. Silikon bipolar jonksiyon RF transistörleri ağırlıklı olarak 1995 yılına kadar kullanılmasına rağmen, sonraki yıllarda silikon RF MOSFET'ler baz istasyonlarında yüksek oranda kullanılmaya başlandı. Ayrıca, BJT ve FET

transistörlerin temel konfigürasyonlarını kullanarak türetilen transistör yapıları da vardır. Bunlar, karma yapılı bipolar transistör (HBT'ler), metal yarı iletken FET'ler (MESFET'), yüksek elektron mobilite transistörleri (HEMT) ve yanal dağınkı MOS (LDMOS)'tur. HBT'ler standart BJT konfigürasyonunu kullanır, ancak yüksek frekanslarda yüksek kazanç elde etmek için, baz ucunda alüminyum-galyum arsenik (AlGaAs) ve emitörde GaAs bileşik yarı iletken malzemeler kullanılır. MESFET'ler ise genellikle GaAs ile yapılır ve mikrodalga frekanslarında yüksek kazanç sağlarlar. HEMT, MESFET'in bir türevidir. Bir karma yapılı FET (HFET) veya modülasyon katkılı FET (MODFET) olarak da adlandırılan karma yapılı FET'ler, genellikle GaAs veya GaN ile ekstra katmanlar ve Schottky jonksiyonu içeren karma bir yapıdadırlar. Psödomorfik HEMT (pHEMT) türünde ise, elektron hareketini daha da hızlandırmak için ilave indiyum katmanları kullanılarak performansı iyileştirilir. Bunlar 20 GHz'e kadar frekanslarda çalışır. (Erlbacher, 2014)

Günümüzde yüksek frekans BJT'ler ve FET'ler, düşük güç modunda veya yüksek güçte olmasına bakılmadan, düşük frekanslı transistörlerin üretimine benzer şekilde üretilmektedir. Ancak düşük frekansta çalışan transistörlerden farklı olarak, üretilen malzemenin özelliklerini daha hassas bir şekilde kontrol etmek için, epitaksiyel malzeme ile üretilirler. Daha da önemlisi, yüksek frekanslarda çalışabilmeleri için "küçük" yatay ve düşey yapılar şeklinde tasarlanırlar. Ayrıca, yüksek frekanslı uygulamalarda paket etkisini en aza indirmek için özel tasarlanmış kılıf üzerinde üretilirler. RF transistörlerinin küçük yatay yapıları, belirli bir taban alanına "paketlenmiş" büyük miktarda verici çevre biriminden oluşur ve bu küçük alanlarda çok yüksek güç yoğunluklarına ulaşmayı sağlar. Yüksek frekansta transistör kalıp ve paket tasarımı, endüktif ve kapasitif etkiler olarak adlandırılan elektriksel büyüklükler göz önünde bulundurularak tasarlanır. Bu parazitik etkilerin düşük frekanslı uygulamalarda çok az etkisi vardır; ancak frekans arttıkça bu etkiler daha çok kendini gösterir. Yüksek frekans uygulamalarında, tasarım ve uygulama mühendisleri, frekans ile doğrusal olarak artan endüktif reaktans ve kapasitif reaktans (frekansla ters orantılı) şeklinde kendini gösteren bu olguyu dikkate alır ve tüm yüksek frekans uygulamalarında onunla yaşamayı öğrenir (Aaen ve diğ, 2007).

1.1 BJT Güç Transistörleri

BJT, anahtarlama elamanı olarak kullanılan ilk yarı iletken elamandır. BJT'nin kullanılmaya başlanması ile, tiristörleri kullanan çok sayıda güç elektroniği devresinin tasarımı basitleşmiştir ve bir takım yeni devrelerin gerçekleştirilmesine yardımcı olmuştur. Daha sonra, genel olarak "transistörler" başlığı altında sınıflandırılan birçok yarı iletken cihaz geliştirilmiştir. Bunlar, BJT'ye kıyasla bazı üstün performans özelliklerine sahiptirler. Günümüzde neredeyse tamamen BJT'lerin yerine geçtiler.

BJT'ler iki pn jonksiyonunun bir araya getirilmesi ile oluşmuş ve baz, emitör ve kolektörden oluşan üç uçlu yarı iletken elemanlardır. BJT'ler temel olarak ikiye ayrılır. Bunlar silikon teknolojisine dayalıdır ve npn ve pnp tipi transistörlerdir. NPN transistörler pnp transistörlere göre daha yüksek geçiş-iletkenliğine sahiptir. Ayrıca NPN'lerde taşıyıcı yük elektronun mobilitesi delik mobilitesinden daha yüksektir. Bu yüzden, yüksek frekans uygulamalarında kullanılan BJT'ler npn tipi seçilir (Dye ve Granberg, 1993).

1.2 FET Güç Transistörleri

Yüksek frekans güç uygulamaları için piyasada birçok FET türü vardır. Bunlar, azalma modlu jonksiyon FET ve MESFET (metal geçit Schottky FET)'tir. Bir başka azalma modlu FET, ön sürücüler ve karıştırıcılar için düşük güç uygulamalarında kullanılan standart jonksiyon FET'dir. Dikey kanallı silikon MOSFET, en yaygın kullanılan yüksek frekans güç FET'idir. Dikey kanallı MOSFET, 1975'li yıllardan beri piyasada kullanılmakta olup, performansı ve üretilebilirliği açısından birçok gelişme kaydetmiştir. Ayrıca, yanal kanallı güç MOSFET'i de vardır. Bunlar tek bir yonga üzerinde paralel olarak bağlanmış FET'den oluşur. Yanal kanal yapısı nedeniyle, belli bir güç oranı için dikey kanallı FET'e göre daha geniş kılıf alanında üretilir. Bununla birlikte, yanal kanallı FET, düşük geri besleme kapasitesi sunmaktadır ve bu yüksek frekanslarda daha güçlü kararlılık ve yüksek kazanç edinimi sağlar. Hem dikey hem de yatay kanallı MOSFET, çoğalma modlu transistörlerdir, bu yüzden geçit uçları, savak-kaynak arası kanalın iletimde olması için kaynak ucuna göre pozitif kutuplanır. Tersine bir azalma modlu FET, geçit ve kaynak eş potansiyelde olduğunda ilettime geçer ve kesime girmesi için yani iletimde olmaması için negatif bir gerilim uygulanır. Alan etkili transistörün kısaca çalışma prensibine bakarsak, kanaldaki yük miktarının kontrolüne dayanır. Bundan dolayı, 'kontrol' (geçit) terminaline bir gerilim

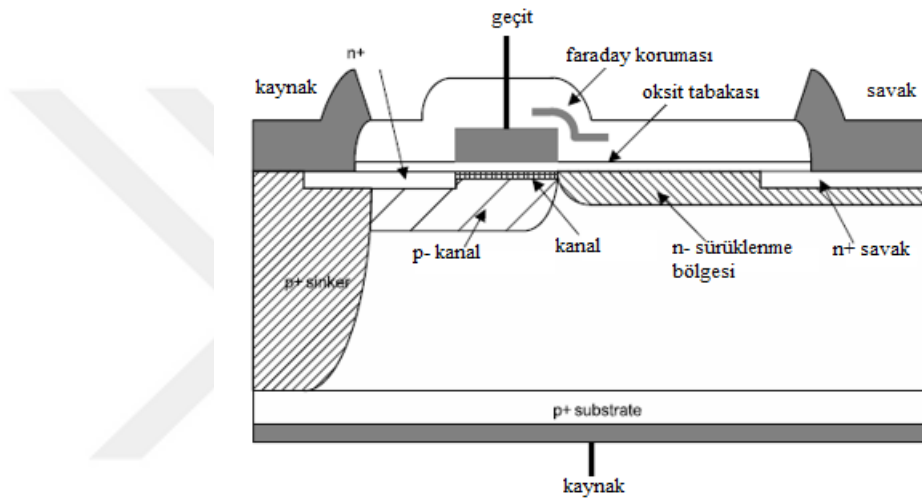
uygulayarak, geçit altındaki yarı iletken bölgesindeki yük miktarı kontrol edilir. Bu bölge, transistörün yapısıyla yanal ve dikey olarak sınırlandırılmıştır. Kanaldaki yük miktarını kontrol ederek, kaynak ve savak terminalleri arasındaki akım akışı ayarlanır. Böylece, giriş gerilimi çıkış akımını kontrol eder ve bu yüzden FET'ler bir geçiş-iletkenlik elamanı olarak da bilinir (Baliga, 2005).

1.2.1 LDMOS güc transistörleri

Hücresele RF güc uygulamaları 1990'lı yılların ortalarına kadar, silikon bipolar transistörler veya galyum arsenik MESFET'ler kullanılarak yapılyordu. Motorola şirketinin yarı iletken teknoloji departmanındaki araştırmacılar ve sonra Freescale yarı iletken firması, VDMOS (vertical diffused MOS) FET ve silikon BJT transistörünün yapısal kaynaklı kısıtlamalarını iyileştirmek için yanal dağınkı metal oksit alan etkili transistörü (LDMOS FET) geliştirdiler. 1990'lı yılların sonlarına doğru yüksek gerilim seviyelerinde çalışan LDMOS FET ortaya çıktı. Birkaç yıl içinde, LDMOS'lar silikon bipolar transistörlerin yerini aldı. Verimin ve doğrusallığın iyileştirilmesi, son kullanıcıya önemli maliyet-performans avantajları sağladı. Böylelikle silikon LDMOS FET'ler, tüm yüksek güçlü silikon FET transistörler arasında baskın bir teknoloji haline geldi (Aaen ve diğ., 2007). LDMOS'ların diğere silikon MOS'lar ve BJT transistörleri arasındaki üstünlüğüne bakmak için yapısal bazı özelliklerini incelemek gerekir. Yonganın en üst tabakasında geçit (gate), kaynak (source) ve savak (drain) uçları ile birlikte LDMOS transistörün kesit yapısı Şekil 1.1 de gösterilmektedir.

Kaynak ucu elektriksel ve termal olarak iletken soğutucu yüzeye kolayca topraklanabilsin diye, kaynak ucunun transistör kılıfının arkasında olması arzu edilir. LDMOS FET'in yapısal avantajlarından biri de, yonganın üst kısmındaki kaynak ucundan, yonganın arka tarafına kadar olan bölgede çok düşük direnç ve endüktans bağlantısı vardır; bu transistör paketinin tasarımını basitleştirir. LDMOS yapısı itibarıyla, VDMOS'a göre çok daha düşük parazitik kapasitanslara (geçit-kaynak arası kapasite (C_{gs}) ve savak-kaynak arası kapasite (C_{ds}) sahiptir ve bu özelliği VDMOS'a kıyasla daha yüksek frekanslarda çalışabilme imkanı tanır. Bir diğere önemli avantaj, LDMOS FET'lerin, RF entegre devrelerde kullanılabilmesidir, çünkü geçit ve savak uçları, yonganın aynı tarafında yer alır. Bu özellik, mikro-şerit iletim hatları, entegre kondansatörler, dirençler ve endüktansların ileri entegre güc kuvvetlendiricilerinin tasarımında kullanılabilmesini sağlar.

Şekil 1.1 de görüldüğü üzere kısa kanal uzunluğunun yüksek gerilimlerde çalışabilme özelliğini olumsuz yönde etkilememesi için, n-tipi katkılama ile, geçitin sağ tarafında hafifçe implant edilmiş bir savak (lightly doped drain (LDD)) bölgesi oluşturulmuştur. LDD bölgesindeki yük ve geçit kenarı ile savak kenarı arasındaki uzunluk, kırılma gerilimini artırmak için optimize edilir. Yüksek katkılı p₊ sinker bölgesi de, kaynak alanını p₊ substratına bağlanması için yapıya dahil edilir. Yüksek değerlerde kırılma gerilimi elde etmek için, geçit ile savak arasındaki LDD bölgesinin en az 5 mikron uzunluğunda olması gerekir (Baliga, 2005). Kırılma gerilimi, p-tipi epitaksiyel tabakanın kalınlığı ve katkı yoğunluğu ile belirlenir.



Şekil 1.1 : LDMOS'un enine kesit yapısı (Aaen ve diğ, 2007).

LDMOS FET yapısında savak akımı, yüzey boyunca savak elektrodundan üst yüzeydeki kaynak elektroduna doğru akar. Akım daha sonra derin p₊ sinker bölgesi yoluyla p₊ alt tabakasına yönelir. Bu yüzden yapının açık direnci, sadece kanalın ve sürüklenme bölgesinin direnci tarafından değil aynı zamanda p-tipi alt tabakanın direnciyle birlikte belirlenir.

LDMOS FET'te geçit tarafındaki yüksek elektrik alan, geçit oksitine sıcak elektron girişimini arttırdığı için büyük bir dezavantajdır. Geçit-oksit bölgesinde elektrik alan büyükse, elektronlar geçit-oksitine geçmek için yeterli enerji kazanabilir ve bu oksit içindeki literatürde "traps" olarak adlandırılan tuzaklar tarafından hapsedilebilirler. Hapsedilen elektronların oluşturduğu yük, LDMOS FET'lerde eşik geriliminde değişime neden olur. Bu problemi çözmek için değişik yöntemler geliştirilmeye çalışılmıştır, ancak burada ele alınmayacaktır.

Özellikle, yüksek çalışma frekanslarının elde edilmesi için, geçit ile savak arasındaki küçük geçiş kapasitesi çok önemli faktördür. Bu nedenle, geçit ve sürüklenme bölgesi arasında toprak koruması uygulanmaktadır. Ayrıca, kaynak empedansını azaltmak için kaynak bağlantı noktası, transistörün üstünden altına bir p_+ sinker bölgesi üzerinden bağlanır. Böylece, LDMOS'un yüzeyindeki kaynak ucu yarı iletkenin arka tarafına bağlanabilir. Bunun getirdiği avantaj, yanal elemanları birleştirmek için kullanılan bağlantı yollarına olan gereksinim kalkar ve kaynak empedansının getireceği dezavantaj ortadan kaldırılır.

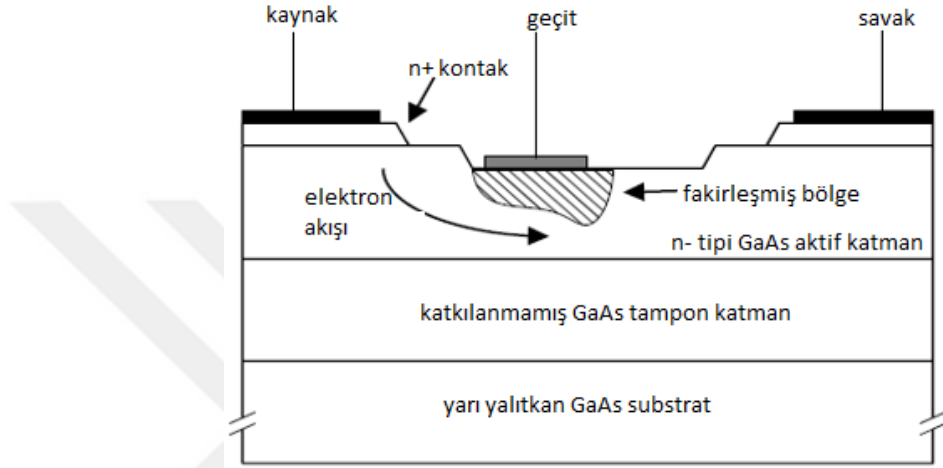
LDMOS transisörlerinin, BJT'ye göre yüksek frekans yüksek güçte temel performans üstünlüklerine göre kısaca incelersek, LDMOS FET'lerin BJT'lere kıyasla önemli bir kazanç avantajı vardır. Bunun nedeni, LDMOS kaynak ucunun direkt olarak kılıfın substrat düzlemine bağlanması ile topraklama bağlantısından kaynaklanacak endüktif geri beslemenin ortadan kalkmasıdır. Bir LDMOS transistörün güç doyma karakteristiği, BJT'ye göre farklıdır. LDMOS FET, bipolar transistörün ani güç doygunluğuna kıyasla yumuşak doyma karakteristiği gösterir. Bu özellik, uyarı sinyalinin tepe-ortalama oranı (peak to average ratio) yüksek olduğunda, sinyaldeki tepelerin aniden kırılmasını önleyerek LDMOS FET'e bir avantaj sağlar. Yüksek veri hızlarına sahip kablosuz haberleşme uygulamalarında yüksek doğruluk ve düşük cihaz kapasiteleri RF kuvvetlendiricileri için zorunludur. RF LDMOS, silikon üzerinde yüksek güçlü RF çözümlerinin yolunu açmıştır (Earlbacher, 2014).

1.2.2 GaAs güç transistörleri

Silikon ve germanyum gibi elementsel yarı iletkenlerden farklı olarak; bileşik malzeme yapısındaki yarı iletkenler (III-V yarı iletken grubu olarak ta adlandırılır), elektronik bant yapısı ve malzeme özellikleri açısından daha fazla performans artışı sunduğu için 1960'lı yılların başından beri üzerinde çalışılmaktadır. RF ve mikrodalga güç uygulamaları için kullanılan ilk prototip III-V grubu bileşik yarı iletken galyum arseniktir. GaAs bileşik yarı iletken, transfer elektron diyotları (TED'ler), darbe iyonlaştırma geçiş süresi (IMPATT) diyotlar, MESFET'ler ve BJT'ler gibi RF ve mikrodalga elamanlarda kullanılmaktadır.

GaAs MESFET'in basit bir yapısal kesiti Şekil 1.2'de gösterilmiştir. Kanal bölgesi, yarı yalıtkan GaAs substrat üzerine epitaksiyel olarak büyütülen bir n-tipi GaAs tabakasında oluşturulmuştur. GaAs'daki elektron mobilitesi, delik mobilitesinden çok

daha yüksektir, bu nedenle sadece n-kanallı MESFET'ler pratikte mikrodalga elamanlar olarak kullanılır. Kanalın alt arayüzünde malzeme kaynaklı kusurların ve istenmeyen atomik unsurların bir araya gelmesini en aza indirmek için, genellikle substrat ile aktif katman arasında katkılanmamış GaAs "tampon katmanı" yerleştirilir. GaAs MESFET transistörün çalışma ilkesi, silikon MOSFET'teki gibi geçide uygulanan gerilimle kanalın iletkenliğinin değişimi ilkesine dayanır (Aaen ve diğ, 2007).



Şekil 1.2 : GaAs MESFET'in enine kesit yapısı (Aaen ve diğ, 2007).

İlk GaAs tabanlı transistörler, RF uygulamaları için 1970'lerin başında geliştirilen BJT'lerdi. GaAs BJT transistörlerdeki performans sınırlaması, transistörün p-tipi baz ucundaki delik yük taşıyıcılarının düşük mobilitesi ile ilişkilendirilebilir. Baz kontak direncini en aza indirmek için yapılan yüksek baz katkılama oranlarında bile düşük baz direnci elde edilememiş ve bu da düşük gürültü performansına yol açmıştır. Yüksek baz katkılması, BJT'nin emitör verimini de düşürmüştür. Bu da, düşük ileri kazanç ve baz-emitör jonksiyonunda yüksek sızıntı akımına neden olmuştur. Tüm bu sebeplerden dolayı Galyum arsenik BJT'ler hem ticari hem de teknolojik bir başarı gösterememiştir (Earlbacher, 2014).

MESFET'lerde kanaldan akan akım bipolar transistörlerin aksine, yarı iletken yüzeyine paraleldir ve yüksek bir geçiş frekansı (f_T) elde etmek için, kanal uzunluğu kısa olmalıdır. Kanal uzunluğu ve f_T arasında ters bir ilişki vardır. Geçiş frekansı ile taşıyıcı yükün hızı arasında ise doğru bir orantı vardır. GaAs, silisyumdan çok daha yüksek elektron mobilitesine sahiptir ve bu, GaAs ve benzeri III-V grubu yarı iletkenlerin yüksek frekans uygulamaları için tercih edilme nedenlerinden biridir.

Transistörün kanalı temel olarak geçidin altındaki bölge olarak tanımlanır ve dolayısıyla kanalın boyu, geçit metal ucunun uzunluğu olarak düşünülebilir. Mikrodalga frekans aralığında, istenen f_T 'yi elde etmek için bir mikron veya daha düşük bir geçit uzunluğu gerekir. Bu teknolojinin kullanılmaya başladığı ilk zamanlar, çok küçük geçit uzunluğunun elde edilebilmesi için teknolojik üretim zorlukları vardı. Ama daha sonraları, bu imalat zorlukları aşılmış ve GaAs MESFET, düşük gürültülü ve orta güçlü bir mikrodalga transistör olarak kullanılmaya başlamıştır (Aaen ve diğ., 2007).

GaAs MESFET başlangıçta düşük gürültülü ve küçük sinyal mikrodalga kuvvetlendiricilerinde kullanılmıştır. Bunun bir örneği, uydu haberleşmesi üzerinden yaklaşık 12 GHz'de TV'nin doğrudan yayınlanması için kullanılmasıydı.

Radyo frekansı uygulamaları için, cep telefonlarının RF kuvvetlendiricisinde rutin olarak yanal GaAs HBT kullanılır ve ilgili baz istasyonu donanımında silikon RF LDMOS transistörleri kullanılır. Kablo TV (CATV) sistemleri, GaAs kuvvetlendiricilerin kullanıldığı önemli bir uygulama alanıdır. Uzun koaksiyel dağıtım hatları boyunca kullanılan koaksiyel hat besleme kuvvetlendiricileri, yüksek kazanç ve düşük gürültü karakteristikleri gereksiniminden dolayı GaAs kuvvetlendiricileri kullanır. GaAs transistörlerde gerçekleştirilen bant aralığı mühendisliği sayesinde, silikon transistörlerden çok daha yüksek bir geçiş frekansı sunar. Bununla birlikte, GaAs tabanlı RF kuvvetlendiricilerindeki çıkış gücü yoğunluğu, çok yüksek elektron mobilitesine rağmen düşük kırılma gerilimine bağlı olarak sınırlıdır.

1.2.3 GaN güç transistörleri

GaN yarı iletken, III–V grubu yarı iletken grubu kristalidir. GaN transistör, RF kuvvetlendiricilerde ve güç elektroniğinde de kullanılır. GaN çok güçlü atomik bağa sahip bir materyaldir; atomları 3.4 elektron volt (eV) bant aralığına sahip iyonik kimyasal bağ ile bağlıdır. Bu nedenle GaN'a geniş “band gap”li yarı iletken de denir.

GaN, Si ve GaAs gibi diğer yarı iletkenlere kıyasla yeni bir teknolojidir, ancak sinyalleri uzun mesafelere veya yüksek güç seviyelerinde iletmek için gerekli olan yüksek frekans uygulamalar (radar, baz istasyonu, uydu haberleşmesi, EW sistemleri gibi) için tercih edilen teknoloji haline gelmiştir. Herhangi bir FET cihazında olduğu gibi, GaN FET'i yapısal olarak dikey yarı iletken yapı ve yatay transistör yapısı olarak iki ayrı yapıda ele alabiliriz. GaN'nin dikey FET yapısı, Si veya GaAs'e göre daha

yüksek akım yoğunluğu sağlar. GaN-on-SiC FET yapıları aynı zamanda yüksek termal iletkenliğe sahiptir (yaklaşık 330 W/mC dur; Si için yaklaşık 145 W/mC ve GaAs için 52 W/mC) ve bu GaN FET için transistörün sıcaklığını fazla arttırmadan daha fazla güç tüketimine izin verir. GaN FET'in yatay yapısının en önemli kısmı geçittir. Geçitin boyutu transistörün hızını belirler. Geçit ne kadar küçük olursa, elektronlar geçit kontrollü kanaldan daha hızlı akar ve böylece transistör daha hızlı olur. Savak-geçit erişim bölgesi de önemli bir bölümdür. Uzun savak-geçit bölgesi, daha yüksek gerilimlerde çalışma imkanı verir ve böylece daha yüksek RF gücü sağlanmış olur (Earlbacher, 2014).

GaN-on-SiC, yüksek güç yoğunluğu sunan bir yarı iletkenidir. Alan etkili transistörlerde güç, geçitin alanı ile değil; geçitin çevresine göre ölçeklendiğinden güç yoğunluğu milimetre başına düşen watt (W/mm) olarak ifade edilir. Bu yüzden, daha yüksek güç yoğunluğu elde etmek için, transistör çevresel olarak daha küçük kılıfta üretilmelidir. Ayrıca, transistörün küçük boyutta üretilebilmesi, daha düşük parazitik kapasite, daha düşük birleşme kayıpları sunar.

Kısacası, GaN transistörün kanalı, yüksek yük kapasitesine ve taşıyıcı yüklerin yüksek doyum hızına sahip olmasından dolayı diğer yarı iletkenlerden daha yüksek akım sağlayabilir. GaN, geniş enerji bant aralığına sahip olduğu için diğer yarıiletkenlere göre daha yüksek kırılma gerilimlerinde çalışabilir. Bu nedenle GaN, yarı iletken transistörler arasında en yüksek RF güç yoğunluğu sunan transistördür.

GaN teknolojisi bugün esas olarak mikrodalga ve milimetre dalga güç kuvvetlendiricilerine odaklanmaktadır. Tek GaN transistörler ile onlarca watt güç düzeyine ulaşılabilir. GaN transistörlerle, parallel, push-pull ve Doherty gibi güç kuvvetlendirici konfigürasyonlarında, binlerce watt güç seviyelerine çıkmak mümkündür. Faz dizili radar modülleri ve uydu güç kuvvetlendiricileri gibi çoğu uygulama askeri alanda kullanılmaktadır. Ayrıca, GaN güç kuvvetlendiricileri hücresel baz istasyonlarında da kullanımı başlamıştır (Colantonio ve diğ, 2009).

1.3 LDMOS, GaAs ve GaN transistörlerinin karşılaştırılması

LDMOS, GaAs ve GaN transistörlerinin karşılaştırılması yapılmadan önce bir transistörün performans başarımlarını ölçütlerinden bahsetmekte yarar vardır. Bu başarımlarını temsil edecek parametreler, transistörün S parametreleri denilen yansıma katsayılarından, devrenin küçük işaret devre modelinden veya akım-gerilim

eğrilerinden elde edilir. Küçük işaret modeli başarımlar ölçütleri, geçiş frekansı (f_T), maksimum osilasyon frekansı (f_{max}) ve geçiş iletkenliği (g_m) olarak verilebilir. Transistörün DC karakteristiklerinden türetilen parametrelerin başarımlar ölçütleri olarak maksimum kırılma gerilimi ve kanal açık-direnci ($R_{ds(on)}$) gösterilebilir. Ayrıca, çıkış gücü, kazanç, verim, savak verimi, doğrusallık ve bozunma davranışı da büyük işaret modelinden elde edilir (Aaen ve diğ., 2007). Şimdi bazı parametreleri detaylandırarak bu üç yarı iletken teknolojisinin karşılaştırmasını yapalım. Transistörün $R_{ds(on)}$ direnci, yüksek taşıyıcı mobilitesine sahip bir malzeme yapısı kullanılarak minimize edilebilir. Bu nedenle III-V grubu FET'lerin bu açıdan MOSFET'lere göre avantajı vardır. Yüksek $R_{ds(on)}$ direncinin büyük olmasının göstergesi, eşik geriliminin büyük olmasıdır ve bu da bir güç kuvvetlendiricisindeki çıkış geriliminin mevcut doğrusal salınımını sınırlar. Maksimum güç, maksimum akım ve gerilim salınımıyla belirlenir. Maksimum gerilim salınımı, geçit-savak direnci gerilimi ile sınırlanır. GaN karma yapılı FET'ler malzeme yapısından dolayı büyük kırılma gerilimlerinde çalışma imkanı sağlar. Diğer birkaç parametre ise karşılaştırma için çizelge 1.1'de bir arada verilmiştir.

Çizelge 1.1 : Si, GaAs ve GaN için elektriksel parametrelerinin karşılaştırılması (Colantonio ve diğ., 2009).

Teknoloji Karşılaştırması	Si	GaAS	GaN
Dielektrik sabiti (ϵ_r)	11.9	12.5	9.5
Bant gap (ev)	1.12	1.43	3.4
Elektron mobilitesi ($cm^2/V\cdot sn$)	1350	6000	1000
Kritik elektrik alan (MV/cm)	0.6	0.5	3.5
Termal iletkenlik (W/cm-K)	1.3	0.54	1.5
Yük yoğunluğu ($\times 10^{13}/cm^2$)	0.3	0.3	1

Çizelge 1.1'de ilk satıra baktığımızda dielektrik sabiti için üç FET tipini karşılaştırdığımızda, GaN FET diğerlerine göre daha üstün performans gösterir. Çünkü daha yüksek dielektrik sabiti, RF sinyaline gösterilecek daha yüksek empedansı ifade eder. Performans bakımından, empedansın daha fazla olduğu yerde, sinyal kaybı oranı daha yüksektir.

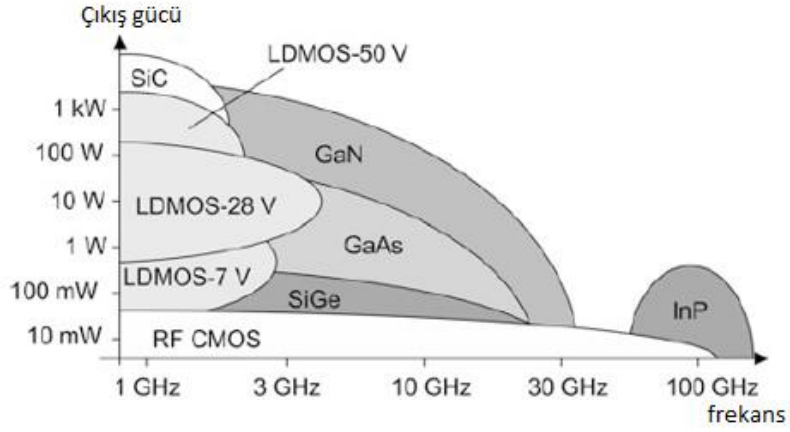
İkinci satırda verilen bant gap ise, elektronun mevcut olmadığı enerji aralığıdır. Yani, valans bandından iletim bandına bir elektronun geçmesi için gereken enerji miktarının ölçüsüdür. Bant gap değeri olarak ne kadar düşüğe, elektronun hareketini başlatmak için gereken gerilim de o kadar düşük olur. GaAs güç kuvvetlendiricileri, küçük bant aralığı ve mükemmel elektron mobilitesi nedeniyle bir avantaja sahiptirler, ancak bu özellikler GaN tabanlı yüksek güç uygulamaları için karşılaştırıldığında, onları daha yüksek frekans ve daha yüksek sıcaklıkta çalıştırmak için daha zayıf aday haline getirir. Galyum nitridin bant gap değerinin fazla olması, daha yüksek gerilimlerde çalışmayı sağlar. Örneğin, uydu teknolojileri için daha fazla güç gerektiren ve artan frekans talebinden dolayı GaN, üçü arasında en umut vericidir.

Elektron mobilitesi açısından ise GaAs teknolojisinin üstün olduğu açıktır. Yüksek elektron mobilitesine sahip GaAs teknolojisi, düşük gürültülü kuvvetlendiriciler (LNA'lar) veya ön sürücü katı gibi gürültünün kritik olduğu uygulamalarda halen kullanılmaktadır. Güç kuvvetlendirme katında ise, gürültü daha az kritiktir ve bahsedilen parametrelerdeki avantajları ile GaN teknolojisi öne çıkar.

Kritik elektrik alan karakteristiği, santimetre başına düşen mega volts cinsinden ifade edilir ve malzemenin elektriksel dayanımının bir ölçütüdür. Bu parametre, değeri arttıkça malzemenin daha sağlam olduğunu gösterir. Bu değerin GaN için yüksek olması, GaAs'e göre daha yüksek gerilimlerde çalışmaya daha toleranslı olduğunu gösterir.

Güç yoğunluğu, transistörün termal parametreleri ve soğutucu yüzeyi ile de sınırlıdır. Yongadaki güç yoğunluğu, soğutucu yoluyla ne kadar ısı iletilebileceği ile sınırlıdır. Galyum arsenik, termal iletkenlik açısından GaN ve silikona göre zayıf ısıl iletkenliğe sahiptir ve sonuç olarak çok yüksek güç yoğunluğuna çıkamaz. Son olarak yük yoğunluğu, belirli hacim alanına düşen elektron miktarını ifade eder. Yük yoğunluğunun yüksek olması, yonga başına daha fazla çıkış gücü elde etmeyi sağlar. Böylece daha küçük alanda üretilen transistör ile küçük boyutlu kuvvetlendirici elde edilebilir. Şekil 1.3'te bu bölümde anlatılan yarı iletken teknolojilerin frekans ve çıkış gücüne göre sınıflandırması mevcuttur.

Bahsi geçen parametreler incelendiğinde yüksek frekansta, yüksek güç, yüksek kazanç ve yüksek verim gereksinimlerini karşılama noktasında GaN transistörler, diğer iki transistör grubuna göre daha üstündür.



Şekil 1.3 : RF uygulamalarında kullanılan baskın yarı iletken teknolojilerin, çalışabildiği frekans bölgesi ve bu teknolojilerin sunduğu güç miktarının gösteririmi (Earlbacher, 2014)

GaN transistörlerin kimyasal bağlarının GaAs'ye göre çok güçlü olması daha yüksek gerilimlerde çalışabilme imkanı tanınması; GaAs'e göre en az iki kat daha akım sunabilmesi ile daha geniş frekans bant aralığında çalışabilmesi; GaAs'e göre termal iletkenliğinin çok daha iyi olması ile yüksek güçlerde üstündeki ısıyı dışarı atabilmesi ve bahsi geçen diğer hususlardan dolayı bu çalışmada GaN transistör seçilmiştir.

2. GÜÇ KUVVETLENDİRİCİLERİ ve SINIFLARI

Fiziksel gerçekleştirilmesine bakılmaksızın, güç kuvvetlendiricisinin görevi, belirli bir frekans bandında girişindeki sinyalin güç seviyesini, çıkışında önceden belirlenmiş bir güç seviyesine yükseltmektir. Bu nedenle, genellikle küçük işaret kazançlı olarak ifade edilen düşük seviyeli (yani doğrusal) kuvvetlendiricilerin aksine; mutlak çıkış gücü seviyesi, güç verimi ve güç kazancı, güç kuvvetlendiricilerinin birincil performans parametreleridir (Colantonio ve diğ., 2009).

Yüksek çıkış gücü seviyelerine duyulan ihtiyaç, çıkış gücü kabiliyetlerine bağlı olarak, güç kuvvetlendiricisini oluşturan aktif elemanların seçiminde ana unsurdur. Ayrıca, güç tüketimini sınırlamak için, aktif elemanlar tipik olarak büyük sinyal rejimleri altında çalıştırılmakta, böylece doğrusal olmayan karakteristiklerini tamamen devre dışı bırakma opsiyonu seçilmiş olmaktadır. Aksi takdirde, yeterince büyük bir aktif eleman kullanılmalıdır, ancak bu da gerilim ve akım kutuplaması için yüksek miktarda DC gücün tüketilmesine neden olur. Bu nedenle, bir güç kuvvetlendiricisi, büyük işaret çalışma koşulları genellikle çıkış sinyali üzerinde istenmeyen etkilere yol açan ve giriş işaretinin bozulmuş bir kopyasına neden olan doğrusal olmayan bir sistem bileşeni olarak düşünülmelidir. Öte yandan, küçük sinyal kuvvetlendirici tasarım tekniklerinde kullanılan doğrusallık yaklaşımı geçerliliğini yitirir, dolayısıyla doğrudan güç kuvvetlendiricisi tasarımı için kullanılamaz. Bu yüzden güç kuvvetlendiricisi tasarımı için doğrusal yaklaşım yöntemleri dışında yeni yaklaşımlar benimsenir ve uygulanır (Cripps, 2006).

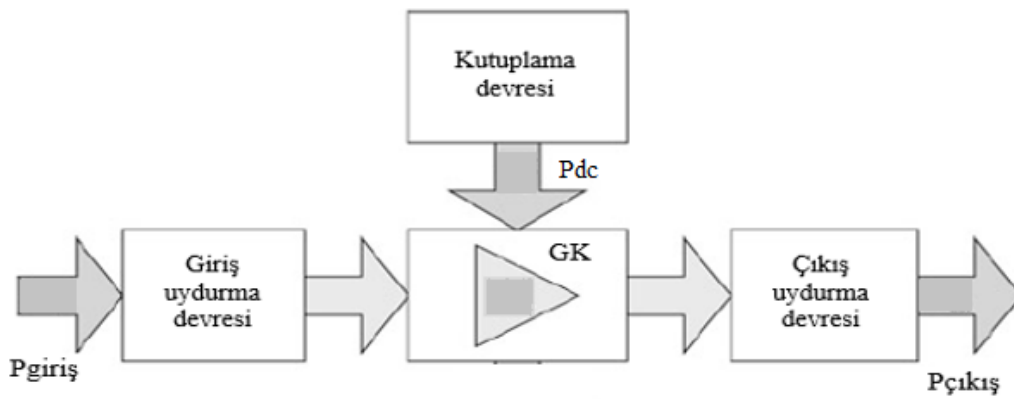
Güç kuvvetlendiricisi tasarımı tipik olarak doğrusallık ve verim veya yüksek çıkış gücü seviyesi ve düşük bozulma gibi birbirleri ile çelişen gereksinimleri yerine getirmeye çalışan bir ödünleşimin sonucudur. Seçilecek tasarım yaklaşımı, çalışma frekansına ve bant genişliğine, mevcut cihaz teknolojisine, uygulamaya (mobil veya uydu haberleşmesi, modüle edilmiş sürekli dalga veya darbeli sinyal, vb.) ve diğer birçok faktöre bağlıdır.

Güç kuvvetlendiricileri normal olarak çalışma sınıflarına göre sınıflandırılır. İlk bakışta basit görünebilen böyle bir sınıflandırma, tam tersine muğlak ve yanıltıcı

olabilir. Aslında sınıflandırmayı, kutuplama noktası seçiminden uyumlama devre topolojileri seçimine veya aktif elamanın çalışma koşullarına göre seçilmesine göre yapabiliriz (Colantonio ve diğ, 2009).

2.1 Güç Kuvvetlendiricisi ve Distorsiyon Parametreleri

Güç kuvvetlendiricisi tasarım parametrelerini incelerken daha anlaşılır olması açısından parametreleri genel bir güç kuvvetlendiricisi blok diyagramı üzerinden incelemekte fayda vardır. Şekil 2.1’de genel bir güç kuvvetlendiricisi blok gösterilimi verilmiştir.



Şekil 2.1 : Güç kuvvetlendiricisi bloklar halinde gösterilimi (Earlbacher, 2014).

Bir güç kuvvetlendiricisinde, *çıkış gücü* ($P_{çıkış}$), belli bir frekansta (f) veya ($B = [f_{alt}, f_{üst}]$ frekans bandında) dış yüke (genellikle 50 ohm empedanslı) aktarılan güçtür. Çıkış gücünün fazör domeninde ifadesi denklem (2.1)’de verilmiştir (Colantonio ve diğ, 2009).

$$P_{çıkış} = P_{çıkış}(f) = \frac{1}{2} \text{Re}\{V_{çıkış} \cdot (I_{çıkış})^*\} \quad (2.1)$$

Çıkış gücünün ($P_{çıkış}$), giriş gücüne ($P_{giriş}$) oranı *güç kazancı* (G_p) olarak ifade edilir.

$$G_p = \frac{P_{çıkış}(f)}{P_{giriş}(f)} \quad (2.2)$$

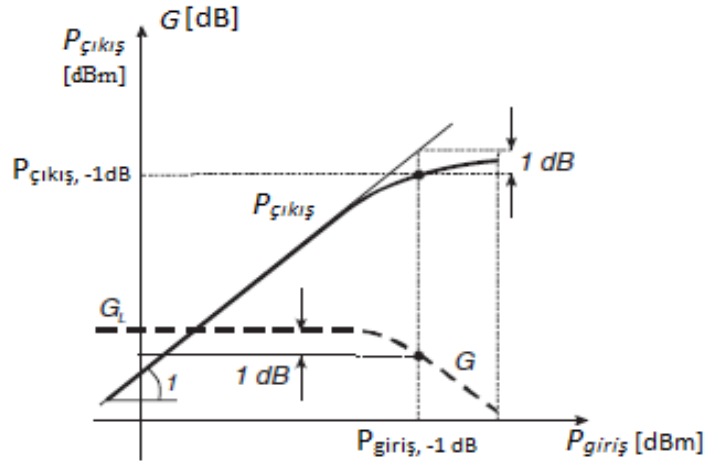
Güç kazancı, GK’da kullanılan aktif elamanın doğrusal olmayan davranışından dolayı, giriş sinyali seviyesine bağlıdır. Bununla birlikte, çok küçük giriş seviyeleri için, kuvvetlendirici doğrusal davranış sergiler ve böylece doğrusal kazançtan (G_L) bahsedilebilir ve denklem (2.3)’te verilmiştir (Colantonio ve diğ, 2009).

$$G_L(f) = \lim_{P_{giriş} \rightarrow 0} [G(f)] \quad (2.3)$$

Sıfır olmayan sükunet kutuplama akımı varsayımıyla ve giriş gücünün artırılması ile, hem çıkış akımı hem de gerilim dalga şekilleri, aktif elamanın doğrusal olmamasının bir sonucu olarak sinüzoidal şekilden distorsiyonlu bir şekle dönüşür. Bir GK'da sinyallerin geniş dinamik aralığından dolayı, güç miktarı ölçüsü genellikle logaritmik eksenle ifade edilir. Özellikle, referans 1 mW olarak alındığında, güç seviyeleri 1 mW referans üzerinde desibel cinsinden ifade edilir, yani dBm'de denklem (2.4) ile ifade edilir:

$$P_{dBm} = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{1mW} \right) = 10 \log_{10} (P_w) + 30 \quad (2.4)$$

Çıkış gücü ve güç kazancı, logaritmik eksenle grafiksel olarak giriş gücünün fonksiyonları olarak gösterilir. Şekil 2.2'de gösterildiği gibi, giriş gücü (dBm cinsinden) x ekseninde, dBm cinsinden çıkış gücü veya dB cinsinden güç kazancı, y ekseninde gösterilir (Colantonio ve diğ, 2009).



Şekil 2.2 : Örnek $P_{giriş} - P_{çıkış}$ güç süpürme (sürekli eğri) ve karşılık gelen kuvvetlendirici güç kazancı (kesikli çizgi) (Colantonio ve diğ, 2009).

Şekil 2.2'deki güç taraması (power sweep) grafiği, dB ölçeğinde güç kazancının lineer değeri G_L 'den (küçük sinyal rejimi) $-\infty$ 'ye düştüğünü (yani doğrusal ölçekte sıfıra karşılık gelir) ortaya koymaktadır. Böyle bir davranış, büyük sinyal rejimindeki doğrusal olmayan olgulara bağlı olarak gerçekleşen, *kazanç bastırması* olarak adlandırılır. Bazı durumlarda ve özellikle bazı kutuplama koşullarında, kazanç

bastırması gerçekleşmeden önce, G_L 'de olası kazanç artışı gözlemlenebilir. Kazanç bastırma davranışı için, *-1 dB bastırma noktası* yaygın olarak kullanılan bir terimdir. $P_{\text{çıkış}, -1\text{dB}}$, ideal doğrusal davranıştan 1 dB sapmaya karşılık gelen çıkış gücü seviyesi olarak tanımlanır ve ifadesi denklem (2.5)'de verilmiştir (Colantonio ve diğ, 2009).

$$P_{\text{çıkış}, -1\text{dB}} = (G_{L,\text{dB}} - 1) \cdot (P_{\text{giriş}, -1\text{dB}}) \quad (2.5)$$

Güç kuvvetlendiricisinin verim parametresi ise önemli kritik parametrelerinden biridir. Genellikle, alan etkili veya bipolar transistörlü GK'da verim, sırasıyla *savak verimi* (η_d) veya *kolektör verimi* (η_c) olarak ifade edilir. Ancak, *güç ekli verim* (*GEV*) ve *ortalama verim* tanımı da vardır. Savak verimi veya kolektör verimi, yüke aktarılan gücün kaynaktan çekilen güce oranı olarak tanımlanır. Güç ekli verim ise, yüke aktarılan güçten girişteki işaretin gücün çıkarılması ve bu değer, kaynaktan çekilen güce oranı olarak tanımlanır. Ortalama verim ise; yüke aktarılan güç ile girişe uygulanan sinyal gücünün kaynaktan çekilen güç ile toplamına oranı olarak ifade edilir. Güç ekli verim ve ortalama verim, tanımlarında giriş sinyalinin gücünü de barındırdığından, kuvvetlendiricinin davranışı hakkında daha net bilgi verir. Savak, güç ekli verim ve ortalama verim ifadeleri sırasıyla denklem (2.6), (2.7) ve (2.8)'de gösterilmiştir.

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

$$GEV = \frac{P_{\text{çıkış}} - P_{\text{giriş}}}{P_{DC}} \quad (2.7)$$

$$\eta_{\text{ort}} = \frac{P_{\text{çıkış,ort}}}{P_{DC,ort}} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T P_{\text{çıkış}}(t) \cdot ODF(t) dt}{\frac{1}{T} \int_0^T P_{DC}(t) \cdot ODF(t) dt} \quad (2.8)$$

Kazancın en azından sabit ve dolayısıyla giriş gücünden bağımsız olduğu doğrusal bölgede, giriş sürücü gücü artırıldığında verim katlanarak artar. Giriş işareti gücü belli bir seviyeden daha fazla artırılırsa, doğrusal olmayan aktif eleman davranışı ile ilişkili kazanç bastırma nedeniyle, hem kazanç hem de DC güç kazancı giriş işareti gücüne bağlı olmaya başlar ve verim genellikle maksimum değerine doyma eğilimine girer (Colantonio ve diğ, 2009).

Güç ekli verim tanımının önemine baktığımızda, bize giriş gücünün artışının verimde nasıl ve ne kadar değişiklik olduğunu gösterir şöyle ki: Giriş işaretinin frekansı arttıkça aktif bileşenlerin bir sonucu olarak güç kuvvetlendirici kazancı azalır. Doğrudan giriş sürücüsünden gelen çıkış gücüne olan katkı, mikrodalga frekanslarında ve daha yüksek frekanslarda ihmal edilemez. Sonuç olarak, ekli güç kavramı ortaya çıkar ve güçlü ekli verimden bahsetmek gerekir. Ayrıca, güç ekli verim ne kadar yüksek olursa transistörde harcanan güç o kadar az olur ve böylece transistörün ısınma sorunu az olur (Colantonio ve diğ, 2009).

Savak/kolektör veya güç ekli verim genellikle 2–4 dB kazanç bastırmasına karşılık gelen yüksek sürücü seviyelerinde önem kazanır. Bu bölgede aktif elaman davranışı yüksek oranda doğrusal değildir ve buna karşılık olarak yüksek verimli çalışma için tasarım yöntemleri böyle bir durumla başa çıkmalıdır (Colantonio ve diğ, 2009).

Yukarıda bahsettiğimiz parametreler hemen hemen *doğrusallık* olgusu ile alakalıdır. Bu yüzden, RF kuvvetlendiricinin yüksek doğrusallığa sahip olması, sinyalin bozulmasını en aza indirir. LTE haberleşme sistemlerinde kullanılan kod bölme veya ortogonal frekans bölmeli modülasyon erişim tekniklerinde, bitişik/yan kanal gücü gibi doğrusallık özelliklerinin yerine getirilmesi son derece önemlidir. Bu gerçekleştirmeye dayanarak, güç ekli verim ve güç yoğunluğu gibi diğer özellikler tasarımda daha sonra optimize edilir (Earlbacher, 2014).

Bant genişliği, frekans bölmeli çoğullama erişim protokollerinde her iletim kanalı için mevcut ayrılmış frekans aralığının miktarını ifade eder. RF kuvvetlendiricilerin kendilerine ait bir özellik olmamasına rağmen, daha yüksek bant genişliğinde daha fazla distorsiyonlu sinyal bulunma ihtimalinden dolayı, doğrusallık kısıtını azalttığı dikkate alınmalıdır. Yüksek güç yoğunluğuna sahip bir devre, daha küçük ve daha ucuz RF kuvvetlendiricilerin tasarlanmasını sağlar. Burada güç yoğunluğu, devredeki yarı iletken elamanlarla sınırlıdır. Aynı durum, belirli bir frekansta güç ekli verim açısından çıkış gücü için de geçerlidir (Earlbacher, 2014). Bahsettiğimiz birkaç parametrenin baz istasyonları ve el terminalleri için önem derecesi çizelge 2.1’de verilmiştir.

Çizelge 2.1 : El terminali (cep telefonu vb.) ve baz istasyonu için RF kuvvetlendirici devresinin gereksinimlerinin özeti (Earlbacher, 2014).

	El terminali	Önem derecesi Baz istasyonu
Güç ekli verim	Yüksek	Düşük
Çıkış güç yoğunluğu	Yüksek	Yüksek
Doğrusallık (zaman ve frekans bölmeli çoklu erişim) örn. GSM	Yüksek	Yüksek
Doğrusallık (ortogonal frekans ve kod bölmeli çoklu erişim), örn. WiMax, LTE	Çok yüksek	Çok yüksek

Kazanç-bant genişliği çarpımı ise, kuvvetlendirici devresinin akım kazancı ile çalışma frekansı arasındaki ilişkiyi açıklar. Standart çalışma koşulları altında çarpım sabit kalır, yani bir RF kuvvetlendiricisinin anahtarlama frekansı düşürülürse, bant genişliği artar. Tersine, eğer yüksek çalışma frekansında yüksek bir akım kazancı gerekiyorsa, kuvvetlendiricide kazanç-bant genişliği çarpımı yüksek olmalıdır. Bu kazanç-bant genişliği çarpımı, yüksek frekans performanslarına göre farklı kuvvetlendiricileri karşılaştırmak için iyi bir başarımlı ölçütüdür (Earlbacher, 2014).

Daha önce anlatıldığı üzere, bir güç kuvvetlendiricisinin verimi ve çıkış gücü, doğrusal olmayan etkilerden dolayı sınırlıdır. Bu tür doğrusal olmayan bir davranış, çıkış gerilimi ve akım dalga şekilleri üzerinde distorsiyona neden olur. Doğrusal olmayan bu davranış (yani, bozulma), GK başarımlı ölçütü olarak uygun bir şekilde sınıflandırılmalıdır. Burada, harmonik distorsiyon, iki tonlu intermodülasyon, komşu kanal güç oranı, üçüncü dereceden kesişim noktası ve parazitsiz dinamik aralık gibi önemli parametreler ele alınacaktır (Colantonio ve diğ., 2009; Razavi, 2011; Earlbacher, 2014).

Doğrusal olmayan bir sisteme bir sinüs işareti uygulandığında, çıkış işareti genellikle giriş işaretinin temel frekansının tam katları ("harmonikler") olan frekans bileşenlerini de içerir. Giriş işareti $x(t) = A \cos(\omega t)$ ise çıkış işaretinin ifadesi denklem (2.9)'daki gibi olur (Razavi, 2011).

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \alpha_1 A \cos(\omega t) + \alpha_2 A^2 \cos^2(\omega t) + \alpha_3 A^3 \cos^3(\omega t) + \dots \\
 &= \alpha_1 A \cos(\omega t) + \frac{\alpha_2 A^2}{2} (1 + \cos(2\omega t)) + \frac{\alpha_3 A^3}{4} (3 \cos(\omega t) + \cos(3\omega t)) + \dots \quad (2.9) \\
 &= \frac{\alpha_2 A^2}{2} + \left(\alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4} \right) \cos(\omega t) + \frac{\alpha_2 A^2}{2} \cos(2\omega t) + \frac{\alpha_3 A^3}{4} \cos(3\omega t) + \dots
 \end{aligned}$$

Denklem (2.9)'da, sağ taraftaki ilk terim, ikinci dereceden doğrusal olmayan terimden kaynaklanan dc miktarıdır. İkinci terim “temel” frekans bileşenidir. Üçüncüsü ikinci harmonik, dördüncü ise üçüncü harmoniktir.

Birçok RF devresinde de harmonik distorsiyon, kritik önemli bir etki değildir. Örneğin, 2.4 GHz'de çalışan bir kuvvetlendirici için, devre dar bantlı çalışıyor ise, büyük ölçüde bastırılmış olan 4.8 GHz'de ikinci bir harmonik üretir. Bu ikinci harmonik temel frekanstan çok uzak olduğu için bu dar bantlı devrede harmonik bileşen önemli bir doğrusal olmayan etki olarak düşünülür. Ancak, harmonik bileşenler sistemlerde genel olarak dikkate alınması gereken bir etkidir (Colantonio ve diğ, 2009; Razavi, 2011).

Doğrusal olmayan harmonik bozulmanın yanında bir başka yaklaşımda iki tonlu intermodulasyondur. RF tasarımda dikkat edilen başka bir konu, iki tane girişimli sinyalin istenen sinyale eşlik etmesi durumunda ortaya çıkar. Böyle bir durum gerçekçi durumları temsil eder ve harmonik bozulma testinde kendini gösteremeyen doğrusal olmayan etkileri ortaya çıkarır. Genellikle güç kuvvetlendiricilerinde giriş sinyalleri tek bir tondan ziyade birkaç tonda modüle edildiğinden, tek tonlu bir testte elde edilen veriler birçok durumda bozucu etkileri anlamaya yeterli olmayabilir. Çok taşıyıcılı sistemde taşıyıcıların, frekans bandı üzerinde toplanmış spektrumu oluşur. Giriş işareti dar bantlı ise, frekans bandı içinde sınırlı ve yakın aralıklarla yerleştirilmiş tonların bir toplamı olarak gösterilebilir (Colantonio ve diğ, 2009; Razavi, 2011).

“ ω_1 ” ve “ ω_2 ” açısal frekanslı iki girişim sinyali doğrusal olmayan bir sisteme uygulanırsa, çıkışta genellikle bu frekansların harmonikleri olmayan bileşenler oluşur. “*İntermodülasyon (IM)*” olarak adlandırılan bu olgu, mikser denilen çarpıcı devrede iki sinyalin çarpılması sonucu oluşur. İntermodülasyonun nasıl oluştuğunu anlamak için (2.9) denklemine tekrar bakalım: $x(t) = (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)$ şeklinde giriş işaretinin olduğunu varsayalım. Çıkış, bu girişe göre denklem (2.10)'daki gibi olur.

$$y(t) = \alpha_1 (A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t)) + \alpha_2 (A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t))^2 + \alpha_3 (A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t))^3 \quad (2.10)$$

Denklem (2.10)'un sağ tarafı uygun matematiksel özdeşliklere göre açılıp, sonra dc terimlerinin, harmoniklerin ve $(\omega_1 \pm \omega_2)$ 'deki bileşenlerin atılması ile, $\omega = (2\omega_1 \pm \omega_2)$ ' de (2.11)'deki ve $\omega = (2\omega_2 \pm \omega_1)$ 'de (2.12)'deki IM terimlerini elde ederiz:

$$\frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \quad (2.11)$$

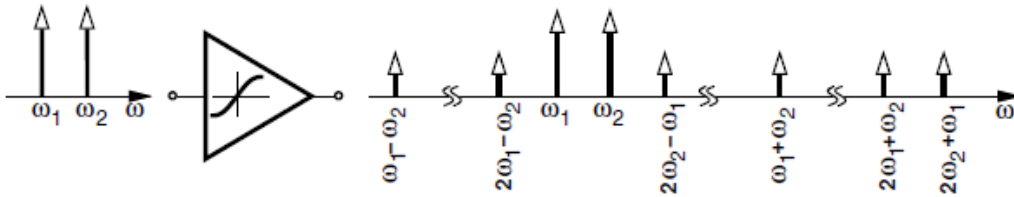
$$\text{bir } \frac{3\alpha_3 A_1 A_2^2}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{3\alpha_3 A_1 A_2^2}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \quad (2.12)$$

Temel frekanslardaki (ω_1 ve ω_2) oluşan terimler ise (2.13)'te verilmiştir:

$$\left(\alpha_1 A_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_1^3 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_1 A_2^2 \right) \cos(\omega_1 t) + \quad (2.13)$$

$$\left(\alpha_1 A_2 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_2^3 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_2 A_1^2 \right) \cos(\omega_2 t)$$

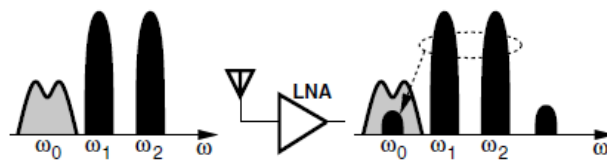
İki tonlu testte çıkışta oluşan işaretler Şekil 2.3'te gösterilmektedir. Bunlar arasında, ω_1 ve ω_2 frekansları birbirine yakın değerlerde ise, ω_1 ve ω_2 frekanslarına çok yakın frekans bölgesinde ($2\omega_1 - \omega_2$) ve ($2\omega_2 - \omega_1$) oluştuğundan, ($2\omega_1 - \omega_2$) ve ($2\omega_2 - \omega_1$)'deki



Şekil 2.3 : İki tonlu bir testte çeşitli frekanslarda intermodülasyon bileşenlerinin oluşumu (Razavi, 2011).

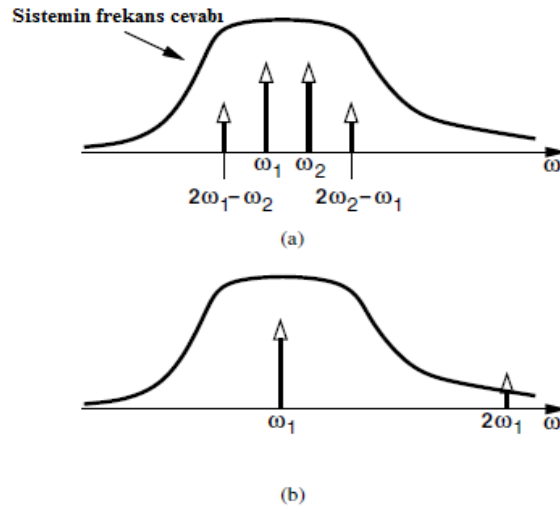
üçüncü dereceden IM terimlerine dikkat edilmelidir. Bu istenmeyen durumun ne anlama geldiğini ifade edelim:

Bir antenin, ω_0 'da küçük genlikli bir sinyali ve ω_1 ve ω_2 'deki iki büyük genlikli girişim sinyalini birlikte aldığını ve bu üç sinyalin düşük gürültülü bir kuvvetlendiricinin girişine uygulandığını varsayalım. Girişim frekansındaki işaretlerin $2\omega_1 - \omega_2$ frekans noktasındaki bileşenlerinin, temel işaretimizle aynı frekans bölgesine düştüğünü varsayalım ($2\omega_1 - \omega_2 = \omega_0$ durumu). Sonuç olarak Şekil 2.4'te gösterildiği gibi, $2\omega_1 - \omega_2$ 'deki IM terimleri, sinyali bozarak istenen frekans kanalına düşer.



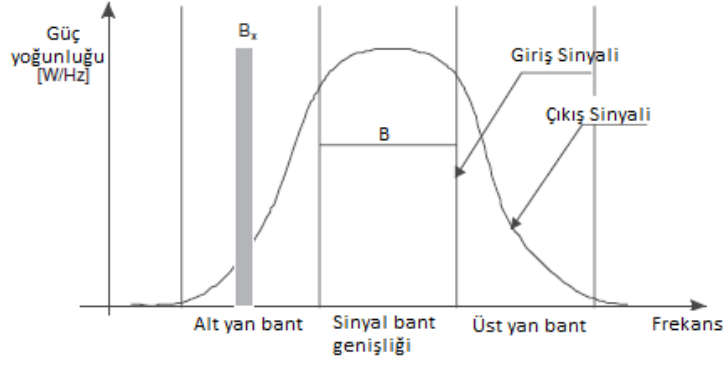
Şekil 2.4 : Üçüncü dereceden intermodülasyona bağlı istenen işarete kirlenme (Razavi, 2011).

İki tonlu test, isteğe bağlı olarak dar bant genişliğine sahip sistemlere uygulanabilir olduğundan çok yönlü ve güçlü bir testtir. Uygulanan iki ton frekansı arasında yeterince küçük fark varsa, IM bileşenleri de bant içinde kalır ve böylece sistemin nasıl doğrusal olmayan bir davranış sergilediği ortaya çıkar. Harmonik testlerde, daha yüksek dereceli harmonikler keskin şekilde filtreleme ile bastırıldığında, bu harmonikler temel işaretin bandı dışında kalacağı için sistemin doğrusal davranış sergilediği gibi yanlış bir kanı ortaya çıkar. Bu durumun aksi, iki tonlu test yapıldığında, intermodülasyonlu terimlerin bant içinde kaldığının görülmesi ile gösterilir. Bu durum Şekil 2.5'te gösterilmiştir.



Şekil 2.5 : Bir dar bant sisteminde, (a) iki tonlu ve (b) harmonik testler sonucu sistem frekans cevabı (Razavi, 2011).

Doğrusallık değerlendirmesi yapılırken yukarıda bahsi geçen ölçütler, tek veya iki tonlu testlerle ilgilidir. Bu ölçütler ile, dar bant veya çok taşıyıcı girişli güç kuvvetlendiricisi davranışı doğrusallık açısından analiz edilmeye çalışılır. Gerçek hayatta, güç kuvvetlendiricisi girişindeki giriş işareti, modülasyon formatları ve bant genişliğinin kapladığı alan önemli ölçüde farklılık gösterebileceğinden, tek tonlu yaklaşıma göre yapılan analizden önemli ölçüde sapabilir. Bu yüzden, sınırlı bant girişli sinyaller için, sinyal bozulmasını ve ilgili spektral genişlemeyi hesaba katmak için, *komşu kanal gücü oranı* parametresi tanımlanır. Şekil 2.6'da komşu kanal tanımı için ilgili yerler gösterilmiştir. Komşu kanal gücü oranı tanımı için, toplam komşu kanal gücü oranı, alt yan bant veya üst yan bant komşu kanal gücü oranı tanımları mevcuttur.



Şekil 2.6 : Komşu kanal güç oranı tanımı için giriş ve çıkış gücü spektral yoğunluklarının gösterimi (Colantonio ve diğ., 2009).

En yaygın olarak kullanılan *toplam komşu kanal gücü* oranıdır. Bu oran, sinyaldeki toplam çıkış gücü ile yan kanallardaki toplam güç arasındaki orandır ve tanımı denklem (2.14)'te verilmiştir.

$$ACPR_{\text{toplam}} \cong \frac{P_{\text{bantıçı}}}{P_{\text{yan kanallar}}} = \frac{\int_B P_{\text{çıkış}}(f) \cdot df}{\int_{AYB} P_{\text{çıkış}}(f) \cdot df + \int_{ÜYB} P_{\text{çıkış}}(f) \cdot df} \quad (2.14)$$

Komşu kanal güç oranı, belirli sınırlı bant giriş sinyali için, tek veya iki tonlu muadillerine kıyasla bir güç kuvvetlendiricisinin distorsiyon özelliklerine dair daha derin bir fikir verir.

Yaygın olarak IM karakterizasyon metodu, girişe eşit genlikli iki saf sinüs uygulanması ile yapılan “iki tonlu” testtir. Çıkış IM bileşenlerinin genliği sonra çıkıştaki temel bileşenlerin genliğine göre normalize edilir. Her bir tonun tepe genliğini “A” ile ifade ederek, sonucu şu şekilde yazabiliriz (Razavi, 2011):

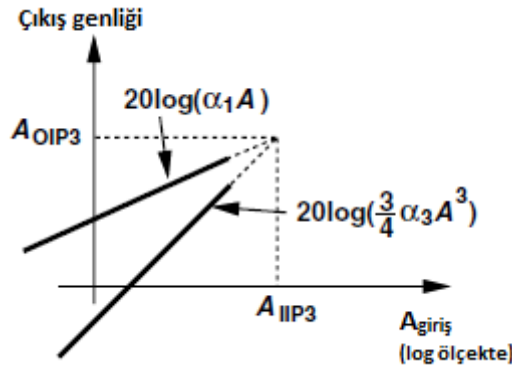
$$\text{Göreceli IM} = 20 \log \left(\frac{3}{4} \frac{\alpha_3}{\alpha_1} A^2 \right) \text{ (dBc)} \quad (2.15)$$

Eşitlik (2.15)'te dBc birimi, “taşıyıcı” işarete göre normalize edilmiş desibel kavramını ifade eder. Eğer her bir giriş tonunun genliği 6 dB (iki kat) artarsa, intermodülasyon bileşenlerinin genliği ($\propto A^3$ ile orantılı olarak) 18 dB artar ve dolayısıyla göreceli IM 12 dB artar (Colantonio ve diğ., 2009; Razavi, 2011).

Bir devre için göreceli olan intermodülasyonu belirtmede başlıca zorluk, sadece genliğin değeri bilinirse bunun anlamlı olmasıdır. Pratik olarak, iki tonlu testin gerçekleştirildiği giriş seviyesini bilmeye gerek duymadan devrenin intermodülasyon

davranışını belirleyen tek bir ölçüm tercih edilir. Böyle bir yaklaşım literatürde “üçüncü derece kesişim noktası “ (IP₃) olarak adlandırılır (Razavi, 2011).

Kuvvetlendirici girişinde eğer her bir tonun genliği yükselirse, intermodülasyon bileşenlerinin çıkışı daha keskin bir şekilde artar. Genlik yükselmeye devam ederse, intermodülasyon bileşenlerinin genliği, çıkıştaki temel tonların genliğine eşit olur. Şekil 2.7’de logaritmik ölçekte gösterildiği gibi, bunun gerçekleştiği giriş seviyesine “üçüncü dereceden giriş kesişme noktası” (IIP₃) denir. Benzer şekilde, bu giriş noktasına karşılık gelen çıkışa “üçüncü dereceden çıkış kesişim noktası” (OIP₃) adı



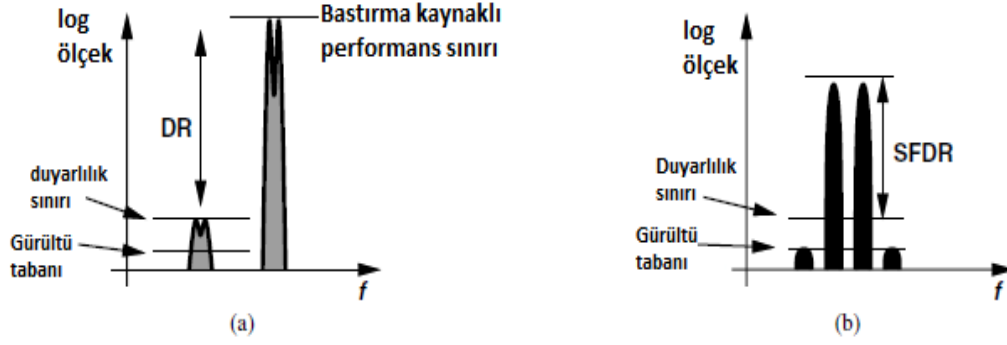
Şekil 2.7 : IP₃'ün tanımı (gerilim değerleri cinsinden) (Razavi, 2011).

verilir. Kısacası bu noktada, üçüncü derece intermodülasyon bileşenin seviyesi, güç kuvvetlendiricisinin ideal doğrusal çıkış gücüne eşittir (Colantonio ve diğ, 2009; Razavi, 2011).

Diğer bir parametre ise *dinamik aralıktır*. Dinamik aralık, alıcının algılayabileceği minimum giriş seviyesine (duyarlılık) bölüdüğü maksimum giriş seviyesi olarak tanımlanır. Bu tanımdaki dinamik aralık, farklı uygulamalarda farklı şekilde ölçülür. RF uygulamalarında dinamik aralığın iki farklı tanımı vardır. Dinamik aralık olarak adlandırılan ilk tanım, istenen maksimum sinyal gücü ile minimum tolere edilebilir sinyal gücü arasındaki farktır (logaritmik ölçekte). Şekil 2.8 (a)'da gösterilen bu dinamik aralık, üst uçta bastırma ve alt uçta gürültü ile sınırlandırılmıştır.

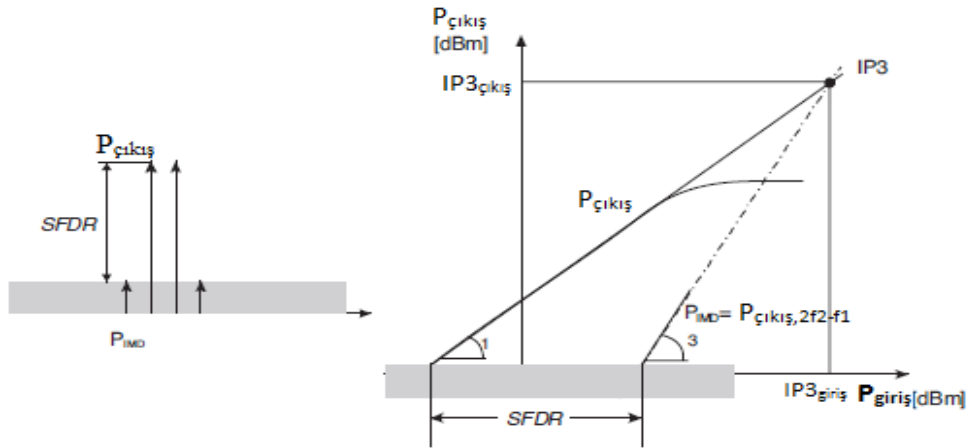
“Parazitsiz dinamik aralık” (spurious free dynamic range) olarak ikinci tür dinamik aralık adlandırılması, hem gürültüden hem de parazitten (girişim) kaynaklanan sınır değerlerini temsil eder. Şekil 2.9'da gösterildiği gibi, eşit genliklere sahip iki (modüle edilmiş veya modüle edilmemiş) tonlar uygulanır ve intermodülasyon bileşenleri toplam gürültüye ulaşana kadar seviyeleri yükseltilir. Her bir tonun gücünün

duyarlılığa oranı SFDR'yi verir. SFDR, bir alıcının küçük bir giriş seviyesinden kabul edilebilir bir sinyal kalitesi için tolere edebileceği maksimum nispi girişim seviyesini ifade eder. SFDR'nin tanımında, aralığın alt kısmı duyarlılık sınırı; üst sınırı ise, üçüncü dereceden IM bileşenlerinin alıcının entegre gürültüsünü aşmadığı iki tonlu bir testte, maksimum giriş seviyesi olarak tanımlanır.



Şekil 2.8 : (a) DR ve (b) SFDR'nin tanımları (Earlbacher, 2014).

Orta seviyede giriş seviyeleri için ($P_{\text{çıkış}, -1\text{dB}}$ 'in 10 dB altına kadar), üçüncü dereceden intermodülasyon terimi baskın distorsiyon mekanizmasıdır. Bu nedenle, güç kuvvetlendiricisi için, *intermodülasyon gücü* (P_{IMD}) kuvvetlendiricinin gürültü tabanının (gürültü çıkış gücü) altında kaldığı giriş sürücü seviyeleri aralığı olarak, bir doğrusallık aralığı tanımlamak mümkündür. Böyle bir doğrusallık aralığı, genellikle parazitsiz dinamik aralık (SFDR) olarak ifade edilir (Colantonio ve diğ, 2009).



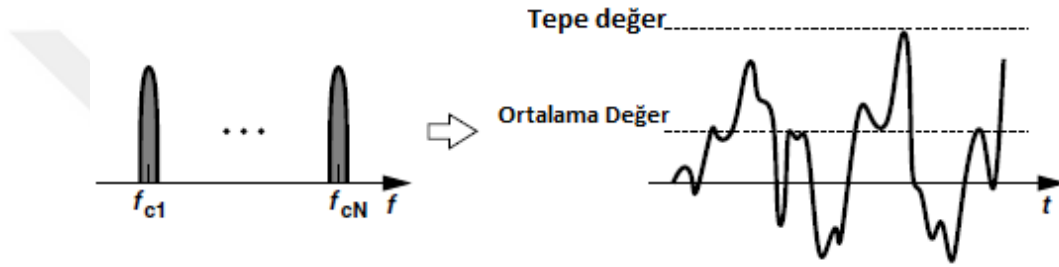
Şekil 2.9 : Parazit olmayan dinamik aralığın (SFDR) tanımı (Colantonio ve diğ, 2009).

Dinamik aralığın önemini örnek ile anlatırsak; farklı frekanslara sahip birden fazla sinyal (kanal) iletildiğinde, iletilen çıkış sinyali, kuvvetlendirilmiş giriş sinyallerinin

(kanallarının) toplamıdır. RF kuvvetlendiricilerinin dinamik aralığının büyük olması, çok sayıda kanalın kullanılmasını sağlar (Earlbacher, 2014).

Güç kuvvetlendiricisi tasarımında, sinyalin zarf değişimlerini ifade edebilmek için niceliksel bir ölçüte gerek vardır. Böyle bir ölçüt “tepe-ortalama oranı”dır (*peak to average ratio*). Şekil 2.10'da gösterildiği gibi PAR değeri, çıkıştaki maksimum sinyal (gerilim veya akım) genliğinin ortalama sinyal genlik değerine oranıdır ve ifadesi denklem (2.16)'da verilmiştir (Earlbacher, 2014; Razavi, 2011).

$$PAR = \frac{V_{tepe}}{V_{ort}} \quad (2.16)$$



Şekil 2.10 : Tepe-ortalama oranı. Farklı frekanslardaki sinyallerin toplamı olarak kanal intermodülasyonunun sonucu (Razavi, 2011).

2.2 Güç Kuvvetlendiricisi Sınıfları

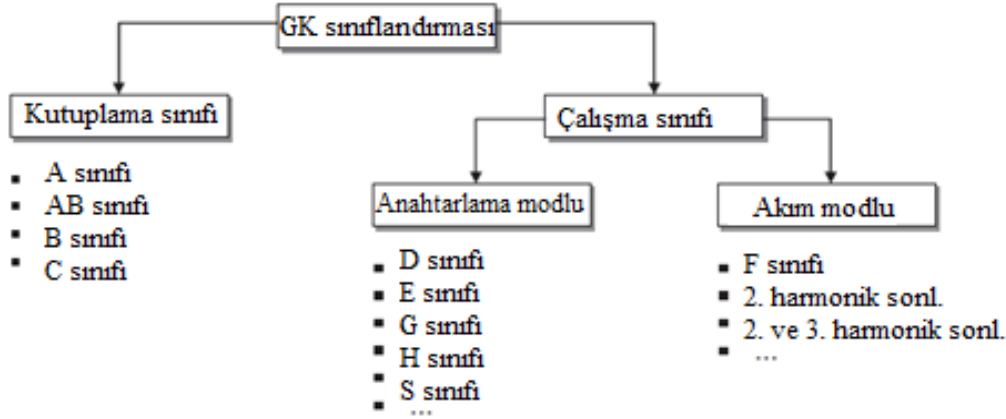
Kutuplama geriliminin durumuna göre güç kuvvetlendiricilerinin çalışma prensipleri, aktif elamanın girişinin DC kutuplama gerilimi ile belirlenmektedir. Kutuplama geriliminin durumu, kuvvetlendiricinin iletimde veya kesimde olmasını belirler. Yani kuvvetlendiricinin iletim açısını belirler. İletim açısı, transistörün bir periyot boyunca iletimde olduğu sürenin göstergesidir. Kısaca açıklarsak, transistör tüm periyot boyunca iletimde ise, iletim açısı 360° olarak ifade edilir. Eğer transistör sadece bir yarı periyotta iletimde ise, iletim açısı 180° dir (Colantonio ve diğ, 2009; Razavi, 2011; Grebennikov ve diğ, 2012; Earlbacher, 2014).

Kutuplama noktası sınıflandırmasında, sürücü sinyalin sinüzoidal bir dalga formuna sahip olduğu ve aktif eleman olan transistörün bir akım kaynağı olarak davrandığı varsayılmaktadır. Ancak, transistor bir anahtar davranışı sergilerse, önceki sınıflandırma geçerliliğini yitirir. Kutuplama noktası yani akım iletim açısına göre sınıflandırmaya göre güç kuvvetlendirici sınıfları çizelge 2.2'de özetlenmiştir.

Çizelge 2.2 : Çıkış akımının iletim açısı ya da kutuplama noktası cinsinden güç kuvvetlendiricilerin sınıflandırılması.

Çalışma sınıfı	Akım iletim açısı	Sürücü seviyesine bağımlılık	Kutuplama
A	$\Phi=2\pi$	Yok	Transistörün kısılma ve doyma bölgelerinin ortası
AB	$\pi < \Phi < 2\pi$	Var	Kısılma bölgesinin üstü
B	$\Phi=\pi$	Yok	Transistör kısılmada
C	$\Phi<\pi$	Var	Kısılma bölgesinin altı

İkinci ve daha gelişmiş bir sınıflandırma, aktif elemanın dinamik davranış çalışma koşulları ile ilgilidir. Bu durumda sınıflandırma temel olarak, akım modlu ve anahtarlama modlu güç kuvvetlendiricisi olarak iki kategoriye ayrılır. Birincisinde, aktif elemanın bir gerilim kontrollü (FET) akım kaynağı, ya da akım kontrollü (BJT) olarak davrandığı varsayılır. İkinci sınıflandırmada, aktif elemanın mümkün olduğu kadar ideal bir anahtar olarak davrandığı varsayılmaktadır. Bu yüzden, bu sınıftaki transistor, bir kuvvetlendiriciden ziyade bir DC-RF güç dönüştürücü olarak düşünülebilir. Şekil 2.11’de de hem kutuplama noktası hem de çalışma koşullarına göre güç kuvvetlendirici sınıfları verilmiştir.



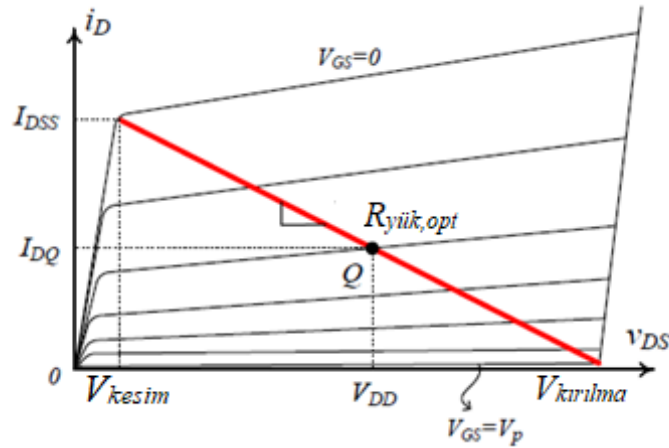
Şekil 2.11 : Güç kuvvetlendiricilerinin genel sınıflandırılma ağacı.

2.2.1 Kutuplama noktasına göre güç kuvvetlendirici türleri

A sınıfı güç kuvvetlendiricilerinde transistör, Şekil 2.12’de gösterildiği gibi DC çalışma noktasında kutuplanır. Bu kutuplamadan dolayı transistor tüm periyot boyunca iletimdedir ve üzerinde önemli bir sukunet savak akımı akıtır. A sınıfında ideal doğrusal transfer karakteristiği ile, bu savak gerilimi ve akım salınımı transistörün

çıkış karakteristikleri içinde tutulduğu sürece distorsiyonsuz sinyal kuvvetlendirmesi sağlar. A sınıfı güç kuvvetlendiricilerinin en büyük dezavantajı düşük verimdir. A sınıfı çalışmada elde edilebilecek maksimum verim denklem (2.17)'de verilmiştir (Colantonio ve diğ, 2009; Razavi, 2011; Grebennikov ve diğ, 2012).

$$\eta = \frac{P_{\text{çıkış}}}{P_{DC}} = \frac{\frac{V_{DD}^2}{2R_L}}{\frac{V_{DD}^2}{R_L}} = \frac{1}{2} = \%50 \quad (2.17)$$



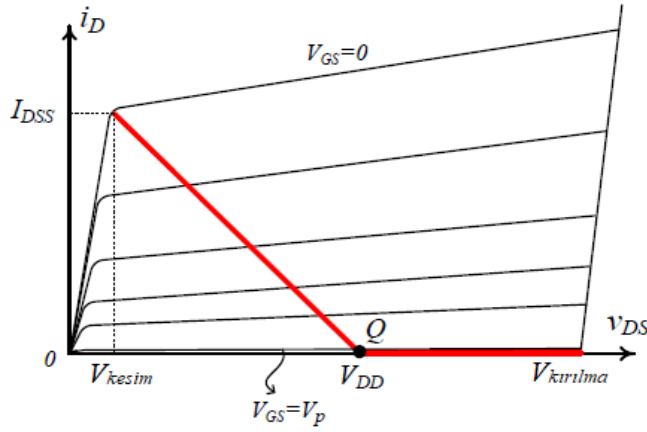
Şekil 2.12 : A sınıfı çalışmada yük doğrusu.

B sınıfı güç kuvvetlendiricileri, A sınıfının düşük verim problemine çözüm olarak kullanılırlar; ancak, çıkış karakteristiklerinden dolayı giriş sinyali çıkışta distorsiyona uğramış şekliyle elde edilir. B sınıfı yapısal olarak, eşlenik iki transistörün kaskod olarak bağlanması ile elde edilir. Transistörlerin geçit kutuplama gerilimi, eşik gerilimine yaklaşık olarak eşit olarak seçilir. Bu durumu gösteren yük doğrusu Şekil 2.13'te verilmiştir. B sınıfında, A sınıfındaki verim problemi transistörün bir yarı periyot boyunca iletimde; diğer yarı periyotta ise kesimde tutularak çözülür. Kısaca, B sınıfında akımın iletim açısı 180° dir. Böylece, yapıda tüm periyot boyunca yüke akım akıtılmadığı için verim artırılmış olur. Düşük seviyeli sinyaller için B sınıfı, A sınıfından önemli ölçüde daha verimlidir ve ortalama verimi, yüksek tepe-ortalama oranlarında A sınıfına göre birkaç kat olabilir. Çıkış gücü, kaynaktan çekilen güç ve maksimum verim, sırasıyla (2.18), (2.19) ve (2.20)'de verilmiştir (Colantonio ve diğ, 2009; Razavi, 2011; Grebennikov ve diğ, 2012).

$$P_{\text{çıkış}} = \frac{1}{2} V_0 I_0 \quad (2.18)$$

$$P_{DC} = 2 \frac{V_{DD} I_0}{\pi} \quad (2.19)$$

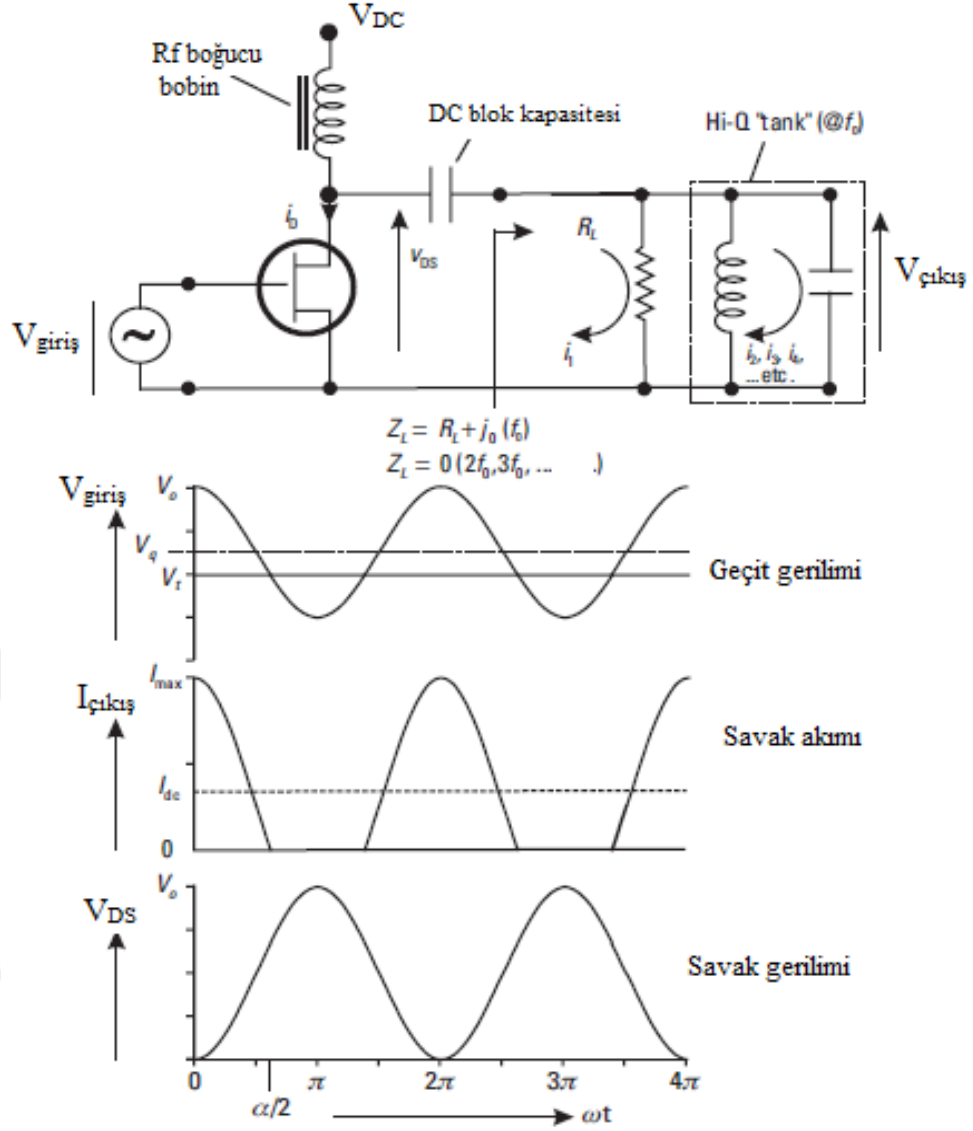
$$\eta = \frac{P_{\text{çıkış}}}{P_{DC}} 100 = \frac{\pi}{4} \frac{V_o}{V_{DD}} 100 \leq \%78.53 \quad (2.20)$$



Şekil 2.13 : B sınıfı çalışmada yük doğrusu.

AB sınıfı güç kuvvetlendiricileri ise, A sınıfının verim problemini ve B sınıfının geçiş distorsiyonundan kaynaklanan doğrusallık problemini iyileştirir. AB sınıfı çalışmada transistör, akımın iletim açısı 180° ve 360° arasında olacak şekilde kutuplanır. Klasik AB sınıfı güç kuvvetlendiricisi devre şeması, giriş işareti, çıkış savak akımı ve savak gerilimi sırası ile Şekil 2.14’te gösterilmiştir (Baliga, 2005; Cripps, 2002).

AB sınıfı yapıda, doğrusallığı artırmak için B sınıfına göre biraz daha fazla kutuplama geriliminde çalışılır ve sükunette az da olsa akım akıtılarak geçiş distorsiyonu azaltılır. Ancak, sükunette az da olsa bir akım aktığından verim B sınıfına göre biraz daha düşüktür. A sınıfındaki verim problemini de iyileştirmek için, B sınıfı geçit kutuplamasına yakın yük doğrusunda, yani kesim noktası ve A sınıfı kutuplama arasındaki bölgede kutuplama yapılır (Cripps, 2006; Razavi, 2011; Grebennikov ve diğ., 2012).



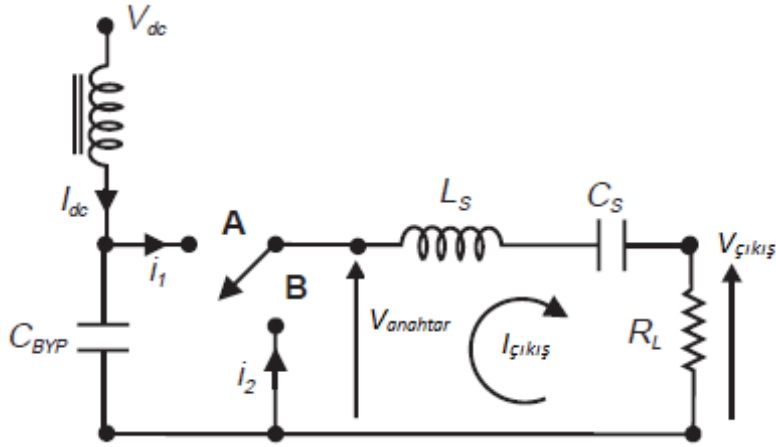
Şekil 2.14 : AB sınıfı güç kuvvetlendiricisi şematik ve dalga şekillerinin gösterimi (Cripps, 2002).

C sınıfı güç kuvvetlendiricileri, A sınıfının modifiye edilmesi ile oluşturulur. *C sınıfı* güç kuvvetlendiricisinde çalışma noktası, giriş işaretinin sadece bir alternansından daha az sürede transistörün akım akıtacak şekilde seçilir. Burada akımın iletim açısı $\Phi < 180^\circ$ dir. Böylece, transistor akımı, giriş sinyalinin periyodunun % 50'sinden az olacak şekilde akar. Bu yüzden, doğrusallık *C sınıfı* güç kuvvetlendiricisinde söz konusu değildir. Güç verimleri, B sınıfına göre daha yüksektir. Çıkış işareti üzerinde yüksek dereceden harmonikler söz konusudur. Transistör çıkışında kullanılan harmoniklerin bulunduğu frekanslarda çalışan rezonans devreleri ile bu harmonikler bastırılır. Genel olarak RF kuvvetlendiricilerin ve vericilerin çıkışında kullanılırlar. (Dye ve Granberg, 1993).

2.2.2 Doğrusal olmayan çalışma durumu güç kuvvetlendiricileri

Bu güç kuvvetlendirici sınıfı, çıkış gücü, giriş gücünün doğrusal bir fonksiyonu olmadığından doğrusal sınıflardan farklıdır. D, E, F ve S gibi doğrusal olmayan çalışma sınıfları, aktif elamanın doymada çalıştığı ve düşük empedanslı bir anahtar olarak davrandığı düşüncesine dayanır. A ve AB gibi doğrusal çalışan güç kuvvetlendirici sınıfları, transistörleri yüksek empedanslı akım kaynağı olarak kullanmaktadır. Transistör ideal bir anahtarsa, çıkış uyumlama devresinin uygun tasarımıyla % 100'e yakın verim elde edilebilir. Doğrusal güç kuvvetlendiricileri genlik ve faz değerlerini korurken, doğrusal olmayan güç kuvvetlendiricileri sadece faz bilgisini korur (Cripps, 2006; Razavi, 2011; Grebennikov ve diğ., 2012).

Şekil 2.15'te, bir seri rezonans devresinin iki yönlü bir anahtar düzeneği boyunca bağlandığı bir anahtarlama modlu kuvvetlendiricinin şematik gösterilimi mevcuttur. Bu sayede LCR rezonatör, bir bypass edilmiş DC gerilim üretici ve toprak arasında değiştirilmektedir. Tekrar çevrimi süresinin LCR devresinin rezonans frekansı ile eşleştiği ve Q faktörünün yüksek olduğu varsayılır (Cripps, 2006).

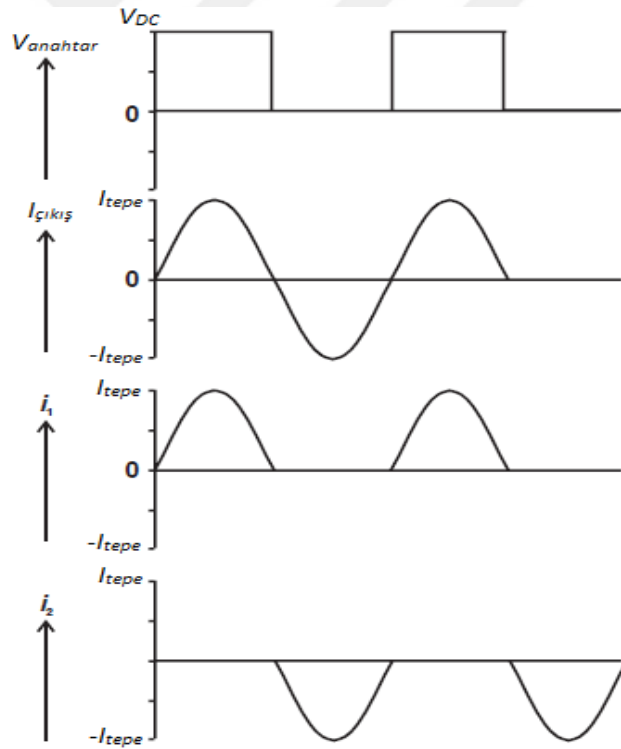


Şekil 2.15 : Anahtarlama modlu güç kuvvetlendiricisinin şematik gösterilimi (Cripps, 2006).

Şekil 2.16'da ise bu yapıdan elde edilen dalga biçimleri gösterilmektedir. En önemli konu, LCR kolundaki akımın, rezonatörün eylemsizlik etkisinden ve seri kapasitörün DC işareti bloklamasından dolayı, herhangi bir DC ofset karışmadan sinüzoidal olarak kalmasıdır. Sonuç olarak, "A" anahtarının pozitif genlikli bir yarım sinüs dalgasını geçirmesi ve "B" anahtarının da, negatif bir yarım sinüs dalgasını geçirmesi ile LCR kolunda gerekli olan tam sinüs dalgası elde edilir. Anahtar dalga biçimi bir kare dalga olduğundan, anahtarda gücün bozulmadığı ve hiç harmonik enerjinin üretilmediği

açıktır ve böylece her bir anahtar yarı döngüsünde akan akımın yarım dalga sinüsleri, tekil harmonikler içermez (Cripps, 2006).

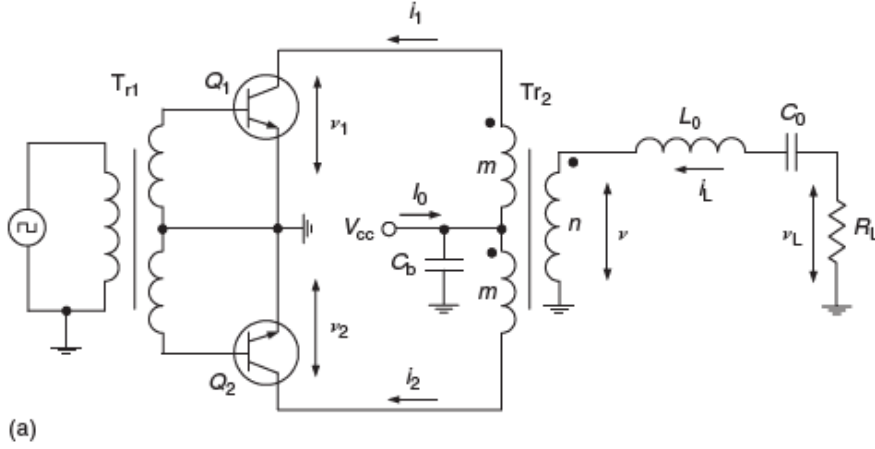
Anahtarlama modlu *D sınıfı* güç kuvvetlendiricileri doğrusal olmayan güç kuvvetlendirici sınıfı olarak karşımıza çıkmaktadır. *D sınıfının*, simetrik akım anahtarlama, öz-eşlenik gerilim sürümlü ve transformator kuplajlı gerilim sürümlü olmak üzere çeşitli konfigürasyon yapıları mevcuttur. Kısaca simetrik akım anahtarlama *D sınıfına* bakarsak, giriş katında iki transistör, transformatorlarla dengeli olarak yüklenir. Bu simetrik akım anahtarlama yapı Şekil 2.17’de verilmiştir. Dengeli moda girişine işaret gelen transistörler sırası ile açılıp kapatılır ve çıkışlarında kare dalgalı savak gerilimi elde edilir. Yapının çıkış katında, temel frekanstaki işaretle aynı frekansa sahip bir seri LC rezonans tankı bulunmaktadır. Bu LC devresinin kullanım amacı, yüksek dereceden harmonik işaretlerin yüke girişimini engellemektir.



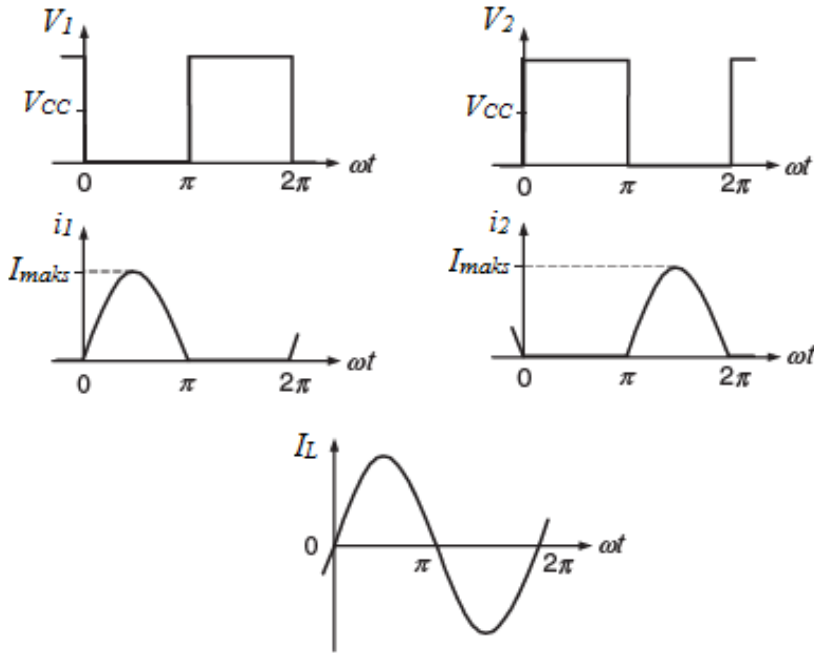
Şekil 2.16 : Anahtarlama modlu *D sınıfı* güç kuvvetlendiricisinin dalga şekilleri (Cripps, 2006).

Ayrıca, Şekil 2.18’den de görüleceği üzere, transistörlerin savak gerilimi ve akımları aynı yarı periyot boyunca çakışmadığından yaklaşık %100 verim elde edilir. Ancak, gerçekte transistörlerin parazitik kapasiteleri nedeniyle, yüksek frekanslara çıkıldığında anahtarlama sırasında açma ve kapama arasında geçen geçiş süresi sorun

teşkil eder ve bu yüksek frekanslarda D sınıfı anahtarlamalı yapının kullanımını zorlaştırır (Cripps, 2006; Grebennikov ve diğ, 2012).



Şekil 2.17 : Seri LC filtre ile transformatör bağlı gerilim anahtarlamalı D sınıfı (Grebennikov ve diğ, 2012).



Şekil 2.18 : Seri LC filtre ile transformatör bağlı gerilim anahtarlamalı D sınıfı akım ve gerilim dalga şekilleri (Grebennikov ve diğ, 2012).

F sınıfı güç kuvvetlendiricilerine bakacak olursak, teorik olarak % 100 çıkış gücü verimi sunabilecek kuvvetlendirici yapısına sahiptir. Ancak, % 100 savak verimini sağlarken önemli olan bir husus; temel frekansta yüksek çıkış gücüne sahip olmak için, uygun dalga şekillendirmesi zorunluluğudur. Şekil 2.19’da gösterilen dalga şekillerinin harmonik içeriğinden başlayarak olası bir çözüm bulunabilir (Colantonio ve diğ, 2009; Grebennikov ve diğ, 2012). Şimdi bunu irdeleyelim:

Bir $a(t)$ fonksiyonu için, A_n katsayıları ile fourier serisi açılımında, Şekil 2.19'daki 180° akım akış açılı kesik sinüzoidal dalga biçimi, normalize edilmiş maksimum genlik yaklaşımı ile kolayca hesaplanır (Colantonio ve diğ, 2009).



Şekil 2.19 : Kuvvetlendirici çıkışında beklenen ideal gerilim ve/veya akım dalga şekilleri (Colantonio ve diğ, 2009).

$$\begin{aligned}
 A_0 &= \frac{1}{\pi} \\
 A_1 &= \frac{1}{2} \\
 A_{n,\text{çift}} &= \frac{2}{\pi} \frac{(-1)^{\frac{n}{2}+1}}{n^2-1} \\
 A_{n,\text{tek}} &= 0
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

Fourier seri açılımından elde edilen denklem (2.21)'de verilen katsayıları baktığımızda, temel bileşen üzerinde sadece çift katsayılı harmonik bileşenler mevcut olduğu görülür. Benzer şekilde, $b(t)$ fonksiyonun fourier serisi açılımında, % 50 çalışma döngüsü ile dikdörtgen dalga formundan, denklem (2.22)'de verilen katsayılar elde edilir ve sadece tek harmonik bileşenleri içerir (Colantonio ve diğ, 2009).

$$\begin{aligned}
 B_0 &= \frac{1}{2} \\
 B_1 &= -\frac{2}{\pi} \\
 B_{n,\text{çift}} &= 0 \\
 B_{n,\text{tek}} &= \frac{2}{\pi} \frac{(-1)^{\frac{n+1}{2}}}{n}
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

İki dalga formundan biri ($a(t)$ veya $b(t)$), bir kaynak tarafından (örneğin, transistör çıkışı gibi temsil edilebilir) uygulanırken diğeri, uygun bir harmonik sonlandırma seçimi ile elde edilir. Bu durum ideal bir akım kaynağı gibi davranan aktif bir elamanın çıkışının durumudur. Sonuç olarak, $a(t)$ ve $b(t)$ olarak varsayılan çıkış dalga şekilleri

(gerilim ve akım veya tam tersi), herhangi üst üste bir çakışma meydana gelmediğini gösterir. Bu da denklem 2.28'teki güç koşulunun sağlandığı anlamına gelir. Ayrıca, harmonik frekanslarda iletilen çıkış gücü, ($n > 1$ için $A_n = B_n = 0$ 'dır) ve bu da denklem 2.29 ifadesini sağlar. Ayrıca, çıkış akımı $i(t)$, $a(t)$ ile temsil edilirse, o zaman uygun harmonik sonlandırma kurgusu elde edilmiş olur (Colantonio ve diğ., 2009).

$$i(t) = a(t) \Rightarrow \begin{cases} z_{2n} = 0 \\ z_{2n+1} = \infty \end{cases} \quad (2.23)$$

$$i(t) = b(t) \Rightarrow \begin{cases} z_{2n} = \infty \\ z_{2n+1} = 0 \end{cases} \quad (2.24)$$

Denklem (2.23) ve (2.24)'teki durumlar, sırasıyla F sınıfı ve ters F sınıfı (F^{-1}) çalışma durumlarını temsil eder. (Colantonio ve diğ., 2009).

Bir güç kuvvetlendiricisi için güç dengesi durumu, sağlanan toplam DC gücün, temel ve harmonik frekanslarda yükte ve aktif elamanda tüketilen aktif güce eşit olması gerektiğini belirtir. Bu ifade denklem (2.25)'te verilmiştir (Colantonio ve diğ., 2009).

$$P_{DC} = P_{harcanan} + P_{çıkış,f} + \sum_{n=2}^{\infty} P_{çıkış,nf} \quad (2.25)$$

Savak veriminin (η) ifadesi ise denklem (2.26)'da verilmiştir:

$$\eta = \frac{P_{çıkış,f}}{P_{DC}} = \frac{P_{çıkış,f}}{P_{harcanan} + P_{çıkış,f} + \sum_{n=2}^{\infty} P_{çıkış,nf}} \quad (2.26)$$

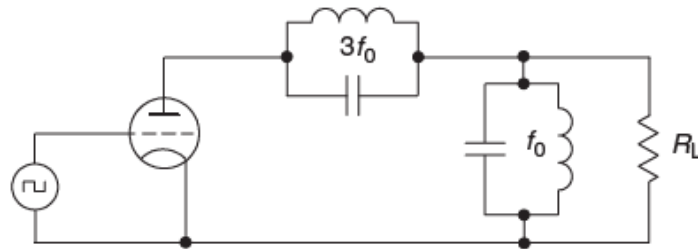
Yukarıdaki ifadeden teorik maksimum savak verimi ($\eta = \% 100$) denklem (2.27)'de verilen koşulun sağlanması durumunda elde edilir (Colantonio ve diğ., 2009).

$$P_{harcanan} + \sum_{n=2}^{\infty} P_{çıkış,nf} = 0 \quad (2.27)$$

$$P_{harcanan} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = 0 \quad (2.28)$$

$$\begin{aligned} \sum_{n=2}^{\infty} P_{çıkış,nf} &= \frac{1}{2} \sum_{n=2}^{\infty} V_n I_n \cos(\phi_n) = \\ \frac{1}{2} \sum_{n=2}^{\infty} Z_n I_n^2 \cos(\phi_n) &= \frac{1}{2} \sum_{n=2}^{\infty} Y_n V_n^2 \cos(\phi_n) = 0 \end{aligned} \quad (2.29)$$

Sonuç olarak, güç kuvvetlendiricilerinin yüksek verimde çalışması, temel frekansın tekli harmoniklerine ayarlanmış ek rezonans devrelerinin yük devresine eklenmesi ile, biharmonik veya çoklu harmonik modların uygulanması ile elde edilebilir. Frekans bölgesinde analizini gösterdiğimiz F sınıfı güç kuvvetlendiricilerinde, temel ve harmonik yük empedansları, maksimum verimi elde etmek için kuvvetlendirici çıkışındaki gerilim ve akım dalga şekillerini kontrol etmek için, kısa devre sonlandırma ve açık devre pikleme işlemi ile optimize edilir. Anlatılan bu rezanotörlü kuvvetlendirici yapısı Şekil 2.20’de gösterilmiştir (Colantonio ve diğ., 2009; Grebennikov ve diğ., 2012).



Şekil 2.20 : Biharmonik F sınıfı güç kuvvetlendiricisi (Grebennikov ve diğ., 2012).

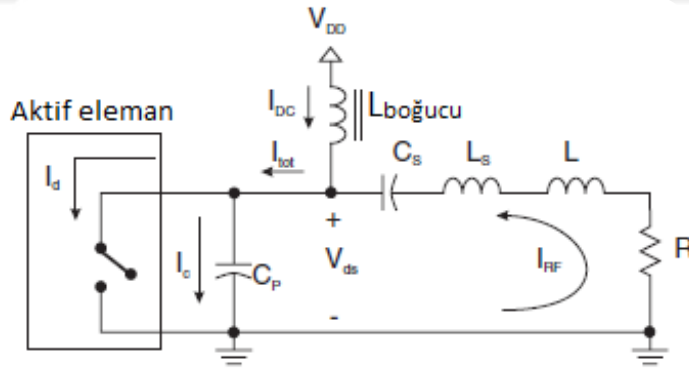
Şekil 2.20’deki transistörden sonra seri koldaki birbirine paralel olan bobin ve kondansatör, üçüncü harmonikleri bastırmak için kullanılır. R_L yüküne paralel birbirine paralel bobin ve kondansatör rezonans devresi ise çıkışta yüksek empedans elde etmeyi sağlar. Yukarıda ispat edildiği üzere F sınıfı yapı, çıkışta kare dalga geriliminin oluşması nedeniyle, E sınıfı kuvvetlendiricilerin girişinde sürücü devre olarak kullanılabilir (Colantonio ve diğ., 2009; Grebennikov ve diğ., 2012).

Devre seviyesinde, çoğunlukla düşük RF frekanslarında en cazip ve yaygın olarak kullanılan çözümlerden biri, anahtarlama modlu güç kuvvetlendiricileridir. Bu kategoriye giren çeşitli yaklaşımlar önerilmiştir; bu kategorideki bütün yaklaşımlar, güç katındaki aktif elemanın ideal anahtar gibi davrandığı varsayımdır. Çıkış akımı ve gerilim dalga şekilleri, aralarında örtüşmeyi önlemek amacıyla yük katı tarafından uygun şekilde şekillendirilir. Böylece güç tüketimi en aza indirilir ve en yüksek verim seviyesine ulaşılmış olur (Colantonio ve diğ., 2009; Grebennikov ve diğ., 2012).

Anahtarlama modlu aktif eleman çalışma prensibini kullanarak, güç katında verimi artırma olasılığını gösteren ilk çalışmalar 1960’ın sonlarında önerilmiştir. Ancak, bu çalışmalar Rusça’da herhangi bir çeviri olmadan yapıldığından, bu alandaki

araştırmacılar tarafından verimli bir şekilde kullanılmıyorlardı. Daha sonra 1975 yılında, Sokal yeni bir anahtarlama-modlu kuvvetlendirici sınıfı olan E sınıfı güç kuvvetlendiricilerini tanıtmış ve patentini almıştır. Bundan sonra E sınıfı, çok yaygın ve ilgi çekici bir çalışma sınıfı haline gelmiştir. D sınıfı ve S sınıfı gibi çeşitli anahtarlama güç kuvvetlendirici yapıları geliştirilmesine rağmen, araştırmacıların büyük çoğunluğu, kendi içsel sadeliği ve uygulama kolaylığı nedeniyle çalışmalarını E sınıfına yönlendirmişlerdir (Colantonio ve diğ, 2009).

E sınıfı güç kuvvetlendiricisinin çalışma şekli, aktif elemanın bir gerilim (FET) veya akım (BJT) kontrollü olup olmadığına bakılmaksızın, normal akım kaynağı modundan farklı olarak bir anahtar olarak çalıştırılma mantığına dayanır. E sınıfı bir güç kuvvetlendiricisi, aktif elemanın ideal bir anahtar olarak temsil edildiği temel devre topolojisi Şekil 2.21'de gösterilmektedir. Yük katında bulunan çeşitli pasif elemanlar arasında kondansatör C_P 'ye özel dikkat gösterilmelidir. Bu kapasite, transistörün parazitik çıkış kapasitesini, RF boğucu bobinin parazitik kapasitesi ve devre kaçak kapasitelerini de içerir. Böyle bir kapasitenin değeri, ideal devre analizinde dikkate alınması gereken tüm gerilim harmoniklerinin kısa devre edilemeyen seviyesine kadar sınırlandırılmalıdır (Colantonio ve diğ, 2009).



Şekil 2.21 : E sınıfı güç kuvvetlendirici devresinin temsili gösterimi.

Şekil 2.21'deki devrede, C_S - L_S seri rezonans devresinin çalıştığı rezonans frekansının değeri, aktif elemanın giriş işaretinin temel bileşeni ile aynı frekansta olacak şekilde değeri belirlenir. Böylece, çıkış R_L yükünde harmonikleri süzölmüş ideal sinüs elde edilir. C_S - L_S rezonantöründen geçen giriş işaretinin faz değişimine karşılık, fazındaki değişim L bobinin değeri uygun şekilde belirlenerek ayarlanır. $L_{boğucu}$ bobin ise, yüksek frekanslı giriş işaretini V_{DD} beslemesinden yalıtım için kullanılır.

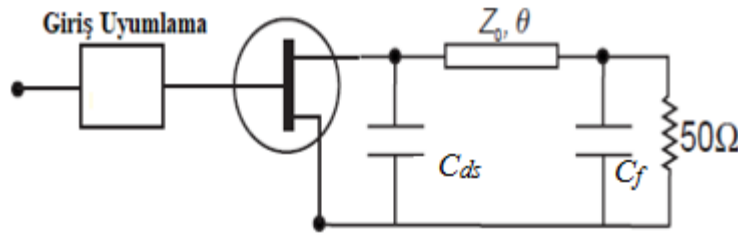
Anahtar olarak kullanılan aktif elamanın çalışması, giriş işaretinin yarı periyodunda açık; diğer yarı periyodunda ise kapalıdır. Aktif elamanın iletimde olduğu yarı periyotta üzerinden akım akar ve üzerindeki gerilim sıfırdır. Transistörün açık yani kesimde olduğu periyotta ise üzerinden akım akmaz. Sonuçta, akım-gerilim açısından ters olarak çalışan iki yarı periyotta, gerilim ve akım dalga şekilleri aynı periyotta örtüşmeyeceği için aktif elaman üzerindeki güç tüketimi ideal olarak sıfırdır. Ancak, gerçek hayatta normal çalışmada anahtarlama periyotlarında, akım ve gerilim dalga şekilleri arasındaki belli bir geçiş süresinden dolayı bir güç tüketimi olur. Bu yüzden, aktif elamanın anahtarlama frekansını iyileştirerek bu geçiş süresi azaltılabilir. Bu da, aktif elaman olarak, parazitik çıkış kapasitesi çok düşük bir transistörün kullanılması ile mümkündür (Cripps, 2006; Grebennikov ve diğ, 2012).

2.2.3 J sınıfı güç kuvvetlendiricisi

Klasik güç kuvvetlendiricisi tasarım ilkesi, hem aktif hem de pasif eleman modellerinde kullanılan bir dizi ideal varsayımlara dayanmaktadır. Bu idealleştirmelerin şekli açıkça tanımlanmış olsa da, pratikte bir güç kuvvetlendiricisi tasarımının beklentilerinin, yüksek frekanslarda (GHz mertebelerinde) beklenen bozucu etkilere bakılmaksızın, klasik sonuçlara hâlâ büyük ölçüde dayalı olması ilginç bir gerçektir. Özellikle RF güç transistörlerinin giriş parazitik kapasitesi, klasik sonuçları önemli ölçüde değiştirmektedir. B sınıfı bir kuvvetlendiricide, verim beklentisi % 79 mertebelerindedir. Bu, tamamen diğer başarımlar ölçüt parametreleriyle birlikte gerçekleştirilmeye çalışılınca tasarımda bir ödünleşim doğurur. Örneğin, B sınıfı güç kuvvetlendiricilerinde, güç ve doğruluk ile ilgili çeşitli performans tavizleri yapılırsa, bazen % 78 verim ve hatta biraz daha fazla verim elde edilebilir; ancak diğer parametrelerin de birlikte sağlanması açısından karmaşık bir durum ortaya çıkar. Ancak, yüksek frekans tasarımcısının akım ve gerilim dalga biçimlerini detaylı gözlemlemesinin zorluğu ve bunun yanında deneysel tasarım yöntemlerinin benimsenmesi ile, problem nadiren karmaşık olarak ele alınır. Burada bir başlangıç noktası olarak, klasik AB sınıfı harmonik kısa devre sonlandırmasına pratik bir alternatifin analizi ele alınmıştır. Bu, şaşırtıcı bir şekilde klasik ve aynı zamanda oldukça pratik olan bir harmonik empedans ortamı kullanılarak, güç ve verim için iyi sonuçlar elde edildiği yeni teorik çözümlere yol açmaktadır (Cripps, 2006).

RF güç transistörünün giriş empedansının, özellikle de FET joksiyonunda C_{gs} varaktörünün doğrusal olmayan etkileri, ihmal edilmiş bir alandır. Bu ihmaller, güç kuvvetlendiricisi tasarımında büyük bir etkiye sahiptir ve özellikle sürücü ve güç kuvvetlendiricisi katları arasındaki uyumlama arakatlarının detaylı tasarım hususlarını içerir.

Bir aktif elaman ve temel bir uyumlama devresinden oluşan en basit devre yapısı Şekil 2.22'de verilmiştir. Devrenin özel harmonik bir sonlandırma devresi yoktur ve yapıdaki harmonik empedanslar, uyumlama devresi elemanlarının (C_f , Z_o , θ) ve ayrıca, aktif elamanın (C_{ds}) çıkış kapasitelerinin bir fonksiyonu olacaktır. Böyle bir yapı, transistörün çıkış kapasitesi, ilgili frekanslarda kısa devre olacak kadar büyük olduğunda, ideal klasik AB sınıfına bir yaklaşım olarak düşünülebilir. Transistörün çıkış kapasitesi gerekli "büyüklüğü" için uygun kriter; kapasitif reaktansının, cihazın temel frekanstaki yük direncine oranı cinsinden tahmin edilebilir. Bu oranın değeri, bir veya birden daha düşük olduğu sürece; verim, güç ve sinüzoidal gerilim dalga şekilleri açısından istenen sonuçlara yakın isterler elde edilebilir (Cripps, 2006).

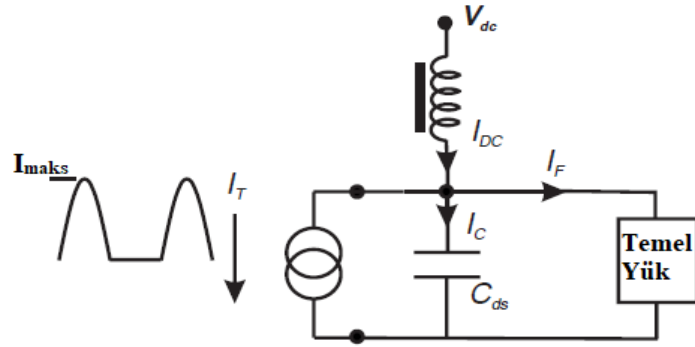


Şekil 2.22 : Basitleştirilmiş J sınıfı güç kuvvetlendiricisi devre yapısı (kutuplama devresi gösterilmemiş) (Cripps, 2006).

Frekans ve kullanılan transistör teknolojisine bağlı olarak, bu oran değer olarak birden daha yüksek olabilir. Çizelge 2.3, oranın transistör teknolojisine ve frekansa bağlı olarak nasıl değiştiğini göstermektedir. Özellikle çoğu GaAs tipindeki transistörler, düşük besleme gerilimlerinde çalışır. Örneğin bu gibi durumlarda, harmonik frekanslarda kısa devre yan hat gibi elemanları içeren daha karmaşık bir devre topolojisinin gerekli olacağı varsayılabilir. Daha düşük kapasite değeri ($XC_{ds}/R_L > 1$) ve temel yükte bir reaktif elamanın kombinasyonu ile, güç ve verimin istenen değerlerine yakın, hatta daha büyük değerlere ulaşabilmesi sağlanabilir. Bununla birlikte, ilgili gerilim ve akım dalga şekilleri klasik şekillerine göre farklılık gösterecektir. Bu yaklaşım, güç kuvvetlendiricisi uyumlama devresinin gereksinimleri hakkında yaygın olan düşünce üzerinde önemli etkiye sahip olacaktır. Ayrıca, bu

yaklaşım, basit bir devre topolojisinin neden güç ve verim açısından mükemmel sonuçlar verebileceğinin bir yolunu göstermektedir (Cripps, 2006; Andersson ve diğ, 2012; Refai ve diğ, 2015a; Du ve diğ, 2017).

Analiz için, Şekil 2.22'deki devre Şekil 2.23'te gösterildiği gibi şematik olarak yeniden çizilebilir. Transistörün şimdi, RF akım dalga şeklinin yarım dalga doğrultulmuş bir sinüs dalgasının olduğu B sınıfı bir çalışma koşulunu temsil eden akım jeneratörü olduğu varsayılmaktadır. Öncelikle, temel uyumlama devre kolunun, tüm harmonik bileşenleri süzen alçak geçiren bir yapı olduğu varsayılacaktır. Bu nedenle, transistör akımı I_T , bir yarım dalga doğrultulmuş sinüs dalgası olarak tanımlanabilir ve uyumlama devresi kolunda akan temel yük I_F akımı denklem (2.31)'deki gibidir. I_T akımının genliği ve ϕ fazı bu noktada bağımsız değişkenler olarak kabul edilir. Böylece paralel kondansatörden akan akım I_C , denklem (2.32) ile verilir (Cripps, 2006).



Şekil 2.23 : Matematiksel analiz için J sınıfı güç kuvvetlendiricisinin gösterilimi (Cripps, 2006).

$$I_T = \begin{cases} I_{maks} \sin(\theta), & 0 < \theta < \pi \\ 0, & \pi < \theta < 2\pi \end{cases} \quad (2.30)$$

$$I_F = I_1 \sin(\theta + \phi) \quad (2.31)$$

$$I_C = I_{DC} - I_T - I_F \quad (2.32)$$

$$I_{DC} = \frac{I_{maks}}{\pi} \quad (2.33)$$

Kapasitede oluşan gerilimin değeri aynı zamanda devrenin çıkış gerilimidir ve değeri V_o , $0 < \theta < \pi$ için denklem (2.34) ile ve $\pi < \theta < 2\pi$ aralığı için denklem (2.35) ile verilmiştir.

$$V_o(\theta) = \frac{1}{\omega C} \left[\int_0^\theta \left(I_{maks} \sin(\theta) - \frac{I_{maks}}{\pi} - I_1 \sin(\theta + \phi) \right) d\theta \right] + V_{off} \quad (2.34)$$

$$V_o(\theta) = \frac{1}{\omega C} \left[\int_0^\pi \left(I_{maks} \sin(\theta) - \frac{I_{maks}}{\pi} - I_1 \sin(\theta + \phi) \right) d\theta \right. \\ \left. + \int_\pi^\theta \left(-\frac{I_{maks}}{\pi} - I_1 \sin(\theta + \phi) \right) d\theta \right] + V_{off} \quad (2.35)$$

Denklem (2.34) ifadesini daha anlaşılır kılmak için belirli integraller açıldıktan sonra eşitliğin her iki tarafı (ωC) ile çarpılırsa, $0 < \theta < \pi$ ve $\pi < \theta < 2\pi$ aralığı için sırasıyla denklem (2.36) ve (2.37) elde edilir.

$$\omega C V_o(\theta) = I_{maks} \left[1 - \frac{\theta}{\pi} - \cos(\theta) \right] + I_1 [\cos(\theta + \phi) - \cos(\phi)] + V_{off} \quad (2.36)$$

$$\omega C V_o(\theta) = I_{maks} \left[2 - \frac{\theta}{\pi} \right] + I_1 [\cos(\theta + \phi) - \cos(\phi)] \quad (2.37)$$

Burada V_{off} , $V_o(\theta) \geq 0$ olacak şekilde keyfi bir değer atanacak DC offset değeridir.

Klasik (harmonik kısa devre edilmiş) sonuçlarla rasyonel bir karşılaştırma yapmak için, sıfır-kesim varsayımı kullanılmaya devam edilir ve V_{off} 'un değeri, V_o 'ın minimum değerinin sıfıra ulaştığı durumdaki değer olacaktır.

Çizelge 2.3 : $X_{C_{ds}} / R_L$ parametresinin kullanılan teknoloji ve frekans bağımlılığı (Cripps, 2006).

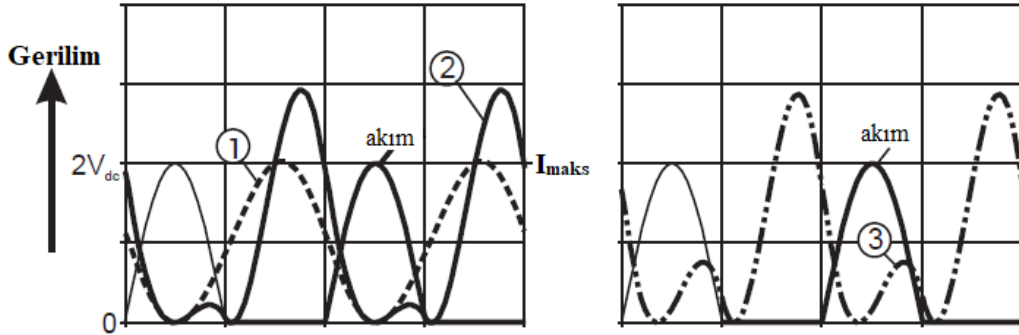
	C_{ds} (pF/mm)	V_{dc} (V)	I_{max} (mA/mm)	R_L (mm)	$X_{C_{ds}}/R_L$
GaAs PHEMT, 2 GHz	0.25	10	350	57	5.6
GaAs PHEMT, 10 GHz	0.25	10	350	57	1.1
Si LDMOS, 850 MHz	1	28	200	280	0.7
Si LDMOS, 2 GHz	1	28	200	280	0.3
GaAs HBT, 2 GHz	0.5	3	250	24	6.7
GaN FET, 2 GHz	0.2	40	600	133	3
GaN FET, 10 GHz	0.2	40	600	133	0.6

V_{off} 'ın değerini belirlemek için, I_1 ve ϕ bağımsız değişkenlerinin verilen değerleri için V_o 'ın global minimum değerini belirlemek gereklidir. Bunu analitik olarak tamamlamak matematiksel olarak hantal bir işlemdir ve analiz doğrudan hesaplama kullanılarak daha kolay devam eder. Bağımsız değişkenler I_1 ve ϕ 'nın herhangi bir

değerinin seçimi için, V_o fonksiyonu bir tam RF dögüsü (periyodu boyunca) için hesaplanabilir ve minimum nokta belirlenebilir. Bu nokta daha sonra uygun bir V_{off} seçimi ile sifıra offsetlenir ve tüm gerilim fonksiyonu, ortalama değeri bir olacak şekilde ölçeklenir. Bu, kapasitif reaktans ölçekleme faktörünün ($1/\omega C$) uygun seçimi ile elde edilebilir (Cripps, 2006).

I_1 ve φ 'nın seçilmiş üç değer için gerilim dalga şekilleri Şekil 2.24'te gösterilmektedir. İlk durumda, I_1 'in ($I_1 = 2$) daha yüksek bir değerde oluşan dalga şekli, bazı düşük harmonik bileşenler belli olsa da, bir sinüs dalgasına benzemektedir. Diğer iki durum ($I_1 = 0.7$ ve 0.6 değerleri için) incelendiğinde, daha yüksek bir temel bileşene sahip olduğu; ancak aynı zamanda akımdan önemli bir faz kaymasının olduğu sinüzoidal olmayan gerilim dalga şeklini göstermektedir.

Aslında, kapasiteden akan harmonikler tarafından üretilen reaktif gerilim bileşenleri daha yüksek temel bileşenlerin oluşmasına yol açar. Ölçekleme faktörü olarak kullanılan normalize edilmiş kapasitif reaktans, aynı zamanda I_1 ve φ 'nın seçiminin bir fonksiyonudur. Bu değerlere karşılık RF çıkış gücü ve verim, ilgili hesaplamaları ile birlikte çizelge 2.4'te özetlenmiştir.



Şekil 2.24 : Şekil 2.23'deki devrenin analizi (Cripps, 2006).

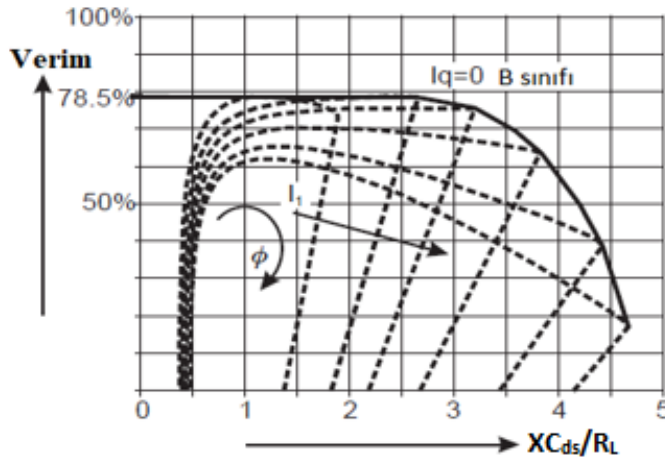
Çizelge 2.4 : I_1 akımının üç durumdaki değerine göre verim ve çıkış gücü değerleri(Cripps, 2006).

Durum	I_1	φ	XC_{ds}/R_L	P_{rf} (rel, dB)	η	R_1	X_1
1	2.0	68	0.27	0	78.5	1.0	0.14
2	0.7	-15.6	2.65	0	78.5	1.0	0.93
3	0.6	-10.2	3.82	-0.9	63.9	0.82	0.69

Bu üç hesaplama bazı sürprizler karşımıza çıkarıyor. Özellikle, sinüzoidal olmayan dalga formu sergileyen ikinci durum, ideal harmonik kısa devre kullanılan bir B sınıfı tasarımındaki ile aynı güç ve verim sunar. Birinci duruma geri döndüğümüzde,

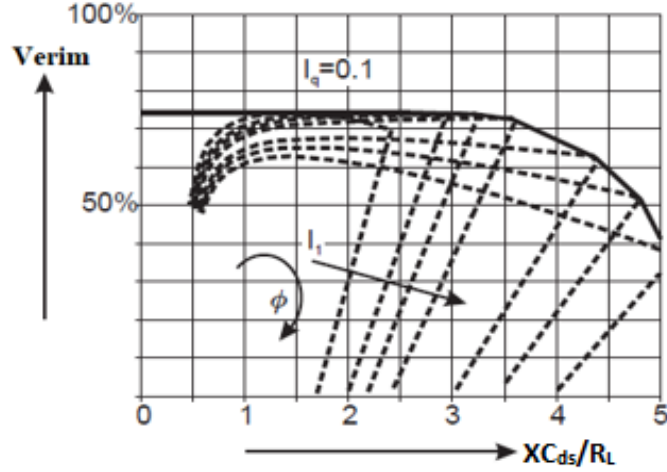
normalize edilmiş C_{ds} reaktansının değeri (XC_{ds}/R_L), birim değerinin altında iyi bir durum (çizelge 2.4'te, $XC_{ds}/R_L = 0.27$) sergilemiştir. Yani, klasik B sınıfı çalışma performansına daha yakın güç kuvvetlendiricisi çalışma durumunu göstermektedir. Üçüncü durum, yüksek ikinci harmonik bileşen ve çok daha yüksek bir XC_{ds}/R_L değerine sahip sinüzoidal olmayan gerilim dalga şeklini göstermektedir.

Bu analizdeki C_{ds} değerinin kuvvetlendiricinin çıkış kapasitesini temsil ettiğini varsayarsak, XC_{ds}/R_L parametresi açıkça önemli fiziksel bir öneme sahiptir. XC_{ds}/R_L oranı belli bir cihaz teknolojisi için performans indeksidir. Giriş değişkenlerinin I_1 ve ϕ değerleri geniş bir aralıkta değiştiği için, karşılık gelen verim değerleri ve XC_{ds}/R_L grafikleri çizilir. Swept eğrilerindeki her nokta, gerilim minimumunun sıfırı teğet şekilde geçtiği bir V_{off} değerindeki özel bir (2.36) ve (2.37) çözümlerini temsil eder. Bu özel ilgili noktalar, belli bir XC_{ds}/R_L değeri için mümkün olan maksimum verim çözümünü temsil eden noktalar; bu noktalar Şekil 2.25'te sürekli eğriyi elde etmek üzere birleştirilmiştir. Bu grafikte dikkate değer bir sonuç ortaya çıkmaktadır: Verim ve güç, klasik B sınıfında elde edildiği değerlerdeki gibi, XC_{ds}/R_L oranının yaklaşık 2.5 olduğu değere kadar korunabilir. Bu değer üzerinde, güç ve verim keskin bir şekilde düşer. Maksimum verimi elde etmenin yolu, temel yükün reaktif ayarlamasında yatmaktadır. Kritik noktadaki dalga şekli, aslında Şekil 2.24'teki ikinci durumda görülmüştür. Bununla birlikte, XC_{ds}/R_L değerinin, sinüzoidal durumdan daha yüksek bir tepe geriliminde, yani değerinin büyük ölçüde birden daha büyük olduğu değerlerde, maksimum verim elde etmek için ödünleşim durumu vardır (Cripps, 2006; Du ve diğ, 2017).



Şekil 2.25 : J sınıfı çalışma analizi için verim- XC_{ds}/R_L ilişkisinin grafiği (Cripps, 2006).

Şekil 2.25'teki durum, sukunet akımı parametresinin $I_q = 0$ olduğu sıfır kutuplama durumudur. Şekil 2.26 ise, $I_q = 0.1$ olduğu AB sınıfı çalışma durumu, (2.36) ve (2.37) için çözüm setini göstermektedir. Açık bir şekilde görüldüğü üzere, ikinci harmonik akım bileşeni azaldığından, XC_{ds}/R_L için kullanılabilir aralık önemli ölçüde artmıştır (Cripps, 2006).



Şekil 2.26 : AB sınıfı kutuplamada, J sınıfı çalışma (Cripps, 2006).

Şekil 2.25 ve 2.26'da özetlenen (2.34) ve (2.35)'e kadar olan tüm olası çözümler, standart güç kuvvetlendiricisi çalışma modu sınıflaması kapsamında olmayan güç kuvvetlendiricisi çalışma modlarını göstermektedir. Burada elde edilen sonucun temel özelliği, kayda değer reaktif bir bileşen ve transistör çıkış kapasitesi kullanılarak fiziksel olarak gerçekleştirilebilen reaktif harmonik sonlandırmaları olan temel bir yüküdür. "J sınıfı" genel terimi, bu tür güç kuvvetlendiricisi çalışma sınıflarını kategorize etmek için önerilmiştir (Cripps, 2006).

AB sınıfı veya B sınıfı güç kuvvetlendiricilerinden farklı olarak J sınıfında, aktif elamanın terminalinde, uygun şekilde ayarlanmış karmaşık temel yük empedans ve reaktif harmonik sonlandırma vardır. Doğrultulmuş yarım dalga sinüzoidal gerilim (B sınıfında, transistörün savağında tam sinusoidal gerilim dalga şekli vardır) ve akım dalga şekilleri (faz çakışması ile birlikte) aktif elamanın terminalinde elde edilir. Bu konfigürasyon altında J sınıfı, B sınıfı güç kuvvetlendiricisi ile aynı düzeyde verim ve doğrusalık elde edilebileceğini göstermiştir. Ayrıca, tasarımda harmonik rezonatör tankları ve dar bantlı harmonik kısa devre işlemi gerekmediğinden, klasik güç kuvvetlendiricilerine kıyasla geniş bant performansı ile J sınıfı çalışma gerçekleştirilebilir (Cripps, 2006; Wang ve diğ, 2015).



3. TASARIMDA PASİF ELEMANLAR

3.1 Dielektrik Taban Malzemeleri

Baskı devre ve mikrodalga entegre devre üretiminde kullanılan taban malzemeleri; safir, alüminyum oksit, berillia, ferrit / granat, RT / duroid, FR-4, kuvars, silikon, GaAs, InP şeklinde verilebilir. Bu dielektrik malzemeler, ihtiyaca göre RF ve mikrodalga devre tasarımı için kullanılmaktadır. Hat genişliği, çeşitli RF / mikrodalga frekansları için dielektrik malzemenin seçilmesinde başlıca kriterdir. Dielektrik substrat seçimi, boyut küçültme ve empedans uyumlamada çok önemli bir rol oynar. Özel karakteristik empedanslı iletim hattı elde etmek için hattın uygun genişlikte olması gerekir. Bu yüzden hat genişliği dielektrik sabitine ve dielektrik substratın kalınlığına bağlıdır. Daha yüksek dielektrik sabitli substratlar, dielektrik substratta daha düşük genişlik sunar. Düşük dielektrik sabitli substratlar ise geniş bantlı düşük kayıplı devre tasarımları için kullanılır (Cripps, 2002).

Düşük frekanslarda devreler için (yaklaşık 4 ile 6 GHz) ve dizi antenleri için 20 GHz'ye kadar ve ötesinde, genellikle plastik alt tabakalar ($\epsilon_r \approx 2-4$) kullanılır. Alüminyum oksit (Al_2O_3), 20 GHz frekanslara kadar kullanılan en uygun yüzey malzemelerinden biridir. Kullanılan Al_2O_3 'ün kalitesi, ince veya kalın film olmasına göre kullanılan imalat teknolojisine bağlıdır. % 85'ten az saflığa sahip olan alüminyum oksit, yüksek dielektrik kaybı ve kötü tekrarlanabilirliğe sahiptir ve normal olarak yüksek performanslı devreler için kullanılmaz. Mikrodalga uygulamaları için yaygın olarak kullanılan alüminyum oksit % 99'dan fazla saflığa sahiptir. Alüminyum oksitin dielektrik sabiti, milimetrik dalga devreleri için çok yüksek olabilir, çünkü yüksek empedanslı hatların gerekli toleranslarda üretilmesi zordur ve kayıplıdır. Dielektrik sabiti dört olan ($\epsilon_r \approx 4$) kuvars, daha yüksek frekanslı (> 20 GHz) mikrodalga ve milimetre dalga entegre devreleri için daha uygun ve yaygın olarak kullanılmaktadır (Cripps, 2002; Colantonio ve diğ., 2009).

Berilya ve alüminyum nitrid (AlN), mükemmel ısı iletkenliğine sahiptir ve alt tabaka üzerine yerleştirilen aktif elemanlardan ısı yayılımının büyük olduğu ve düşük ısı direncin gerekli olduğu güç uygulamaları için uygundur. GaAs, MMIC'ler için en uygun alt tabakalardan biridir, çünkü düşük gürültülü MESFET'ler, güç MESFET'leri ve Schottky diyotlar gibi aktif elemanların çoğu, GaAs substratları üzerinde üretilir ve malzeme yarı yalıtım özelliğine sahiptir (Cripps, 2002; Colantonio ve diğ., 2009).

3.1.1 Taban malzemesi seçim kriterleri

Mikrodalga entegre devreleri için seçilen substrat malzemesi genel olarak şu özelliklere sahip olmalıdır: Substrat malzemesinin maliyeti uygulama göre makul olmalıdır. Malzemenin kalınlık ve geçirgenlik seçimi, çalışma empedans aralığını ve çalışma frekans aralığını belirler. İhmal edilebilir dielektrik kaybı için kayıp tanjantı düşük olmalıdır. Substrat yüzeyi sonlandırması, iletken kaybını en aza indirmek ve iyi bir metal-film birleşimini sağlamak için (~ 0,05 ile 0,1 µm'lik sonlandırma) iyi yapılmalıdır. Güçlü mekanik mukavemete sahip olmalı ve ısı iletkenliği iyi olmalıdır (Colantonio ve diğ., 2009).

3.1.2 Seçilen taban malzemesi ve özellikleri

Bu tezde güç kuvvetlendiricisi tasarımında kullanılacak olan dielektrik taban malzemesi Rogers firmasına ait RT/duroid 5880'dir. Bu taban malzemesinin kalınlığı 0.508 mm (20 mil)'dir ve dielektrik sabiti 2.2 değerine sahiptir. RT/duroid politetrafloroetilen (PTFE) takviyeli 5880 cam mikrofiber kompozit, mikroşerit devre uygulamaları için tasarlanmıştır. RT/duroid 5880 tabanların dielektrik sabiti panelden panele eş dağılımlıdır ve geniş bir frekans aralığında sabittir. Düşük kayıp faktörü, RT/duroid 5880 tabanların Ku-bandı ve yukarı bantlarda kullanılabilirliğini artırır. RT/duroid 5880 tabanlar kolayca kesilir ve şekillendirilir. Baskı devreler üzerinde yapılan kenar kaplama ve delik açma işlemlerinde kullanılan sıcak veya soğuk tüm çözücü ve kimyasallara karşı dayanıklıdır (Url-1, 2017).

3.2 Toplu Devre Elemanlarına Genel Bakış

Mikrodalga devrelerinde kullanılan toplu devre elemanları, giriş ve çıkış uçları arasında kayda değer bir faz kayması olmaması için boyutu, çalışma dalga boyundan çok daha küçük olan, bir pasif bileşen olarak tanımlanmaktadır. Genel olarak kılavuz

dalgaboyu λ için, toplu devre elemanının boyutu, $\lambda/20$ 'den daha az olacak şekilde maksimum boyutu seçmek, iyi bir yaklaşımdır. RF ve mikrodalga frekanslarında kullanılmak üzere toplu devre elemanları, bu değerlendirme temelinde tasarlanmıştır. RF ve mikrodalga devrelerinde, kapasiteler, endüktanslar ve dirençler olarak üç temel toplu devre elemanı kullanılır.

Toplu devre elemanları RF ve mikrodalga devrelerinde; bağlayıcılar, filtreler, güç bölücüler/birleştiriciler, empedans dönüştürücüleri, kontrol devreleri, mikserler, osilatörler ve kuvvetlendiricilerde yaygın olarak kullanılmaktadır. Çoğu yüksek hacimli mikrodalga uygulamalarında ya MIC'ler ya da MMIC'ler ya da ikisi birlikte kullanılır. MMIC'lerin, daha küçük boyutlu, daha hafif, daha iyi performans, daha yüksek güvenilirlik ve en önemlisi yüksek hacimli uygulamalarda daha düşük maliyetler açısından MIC'lere göre önemli faydaları vardır. Endüktanslar, kondansatörler ve dirençlerle kurulan toplu elamanlı devre tasarımı, MMIC yonga alanının azaltılması için önemli bir tekniktir, bu da yonga başına daha fazla çip yerleştirilmesini sağlar ve daha düşük maliyetle üretim yapılmasını sağlar (Bahl, 2003; Colantonio ve diğ, 2009).

Geniş bant uygulamalarında toplu devre elemanları, gerekli devre performansının elde edilmesinde önemli bir rol oynar. Aktif elamanın kapasitansını ayarlamak için, olası minimum parazitik kapasitanslı endüktans gerekir. Mikrodalga frekanslarında, yüksek empedanslı hatlar kullanılır. Bununla birlikte, bu hatların, devrenin kazanç bant genişliği çarpımını azaltan şönt kapasitesi vardır. Örneğin, 75 μm kalınlığındaki bir GaAs substrat üzerinde 12 μm 'lik bir mikroşerit iletken ile, 0.8 nH'lik bir endüktans değerini gerçekleştirmek için 1160- μm 'lik uzun bir hat kullanılmalıdır. Buna ilişkin şönt kapasite değeri yaklaşık 0.13 pF'dir. Diğer taraftan, 12 μm genişliğinde ve 2.5 sarımlı toplu devre elamanı endüktansın, 0.8 nH endüktans ve sadece 0.04 pF'lık şönt kapasiteye sahiptir. Bu nedenle, çok daha düşük parazitik kapasiteli toplu devre elamanı endüktansların kullanılması, daha geniş bantlı devrelerin tasarımını sağlar (Bahl, 2003).

RF boğucu bobin olarak toplu devre elamanı endüktansların kullanılması, aktif veya pasif katı hal elamanlarının kutuplaması için mikrodalga devrelerinde yaygın olarak kullanılan $\lambda/4$ çeyrek dalga boylu dönüştürücülere kıyasla, boyut ve bant genişliği açısından belirgin bir avantaja sahiptir. Örneğin, 5-nH değerinde ve 20 GHz üzerinde seri rezonans frekansına sahip bir kompakt endüktans, 5 ile 20 GHz arasında bir RF

boğucu bobin olarak kullanılabilirken, aynı bant genişliğinde çalışabilecek mikroşeritli hattın gerçekleştirilmesi için, iki ile üç adet $\lambda/4$ dalga boylu çeyrek dalga dönüştürücüye ihtiyaç duyulur (Bahl, 2003).

Özet olarak, dağılmış parametrelili elemanlara kıyasla; toplu devre elemanları daha küçük boyutlu ve daha düşük maliyetli, büyük empedanslı dönüşüm oranı kabiliyetine, devre elemanları arasında daha küçük etkileşim etkilerine ve daha geniş bant genişliği kapasitesine sahiptir (Bahl, 2003).

3.2.1 Kompakt yüksek frekans endüktanslar

RF devrelerinde çip endüktanslar, pasif elemanları ve uyumlama devrelerini gerçekleştirmek için kullanılırlar. Ayrıca, bu endüktanslar katı hal elemanların besleme hattında RF boğucu bobin olarak yaygın şekilde kullanılmaktadır. Pasif ve uyumlama devrelerindeki uygulamalar için endüktansın, yüksek kalite faktörüne, yüksek öz rezonans frekansına ve düşük parazitik kapasiteye sahip olması gerekir; buna karşılık RF boğucu bobinleri, daha yüksek akım işleme kapasitesine ve daha düşük dc direnç değerleri gerektirir. Bu endüktanslar yaygın olarak bir seramik bloğun etrafına bir yalıtkan telin sarılmasıyla gerçekleştirilir. Bunlarda, hem düzenli Al_2O_3 seramik ve hem de yüksek geçirgenlikli ferrit malzemeler kullanılır. Yüksek frekansta çalışabilen endüktansları, yüksek Q faktörlü, yüksek öz rezonans frekanslı ve yüksek akım yetenekli olacak şekilde sınıflandırabiliriz.

Yüksek kalite faktörlü çip endüktanslar, düşük kayıplı uyumlama devreleri, filtre ve rezonatör uygulamaları için gereklidir. Çip endüktanslarının maksimum kalite faktörü yaklaşık 100 civarındadır.

Yüksek frekanslarda, uyumlama devreleri ve pasif elemanlı uygulamalar için yüksek öz rezonans frekanslı çip endüktanslar gereklidir. Endüktans değerleri 15 nH'ye kadar olan ve bu endüktans değerlerinde 4 GHz öz rezonans frekanslı çip endüktörleri ticari olarak temin edilebilir. Küçük değerli endüktanslar için endüktans ve öz rezonans frekans çarpımı, 24 nH-GHz kadar iken, büyük değerli endüktanslar (<100 nH) için bu çarpım 120 nH-GHz kadar büyüktür. Örneğin, 100-nH'lik bir endüktansın öz rezonans frekansı yaklaşık 1.2 GHz'dir.

Güç kuvvetlendiricilerinde kullanılan kutuplama bobinlerinin yüksek akım kapasiteli olması gerekir. Diğer kablo malzemelerine göre, bakır daha yüksek bir erime

sıcaklığına, düşük direnç değerine ve iyi termal iletkenliğe sahip olduğundan, düşük kayıplı ve yüksek akım taşıma kapasitesine sahip teller için özel olarak kullanılır (Bahl, 2003).

3.2.2 Yüksek yoğunluklu kapasiteler

RF ve mikrodalga devrelerinde, RF sinyalleri için çok düşük bir empedans sağlamak ve geri beslemeden dolayı oluşan düşük frekanslı kararsızlıkları ve kutuplama kaynaklı salınımları önlemek için yüksek değerli bypass kapasitörler kullanılır. Yaygın olarak kullanılan silisyum nitrit (Si_3N_4) dielektrikli kapasiteler, malzemesinin dielektrik sabitinin düşük olması nedeniyle büyük boyutta üretilir ve bu kapasiteler geniş bir yer işgal eder. Bu yüzden MMIC'lerde, bu tür kapasiteleri kullanmak mümkün değildir. Bu tür devreler, bir paket üzerinde harici kapasitörler ile bağlanır, bu da daha yüksek parça sayısına ve paket boyutunda ve montaj maliyetlerinde bir artışa neden olur. Bu dezavantajların üstesinden gelmek ve yüksek frekanslarda kablo bağlantı etkilerini en aza indirmek için çok yüksek dielektrik malzemelerle imal edilmiş metal-yalıtkan-metal (metal-insulator-metal) kapasiteler tercih edilir. Bir MIM kapasitesinin yoğunluğu, çok katman plakalı yapı kullanılarak artırılabilir. Bununla birlikte, kompleks IC üretiminde çok seviyeli metal tabakaların kullanımı mevcut olmadığından, bu konfigürasyon monolitik (yekpare) yapıda kullanılmaya hazır değildir.

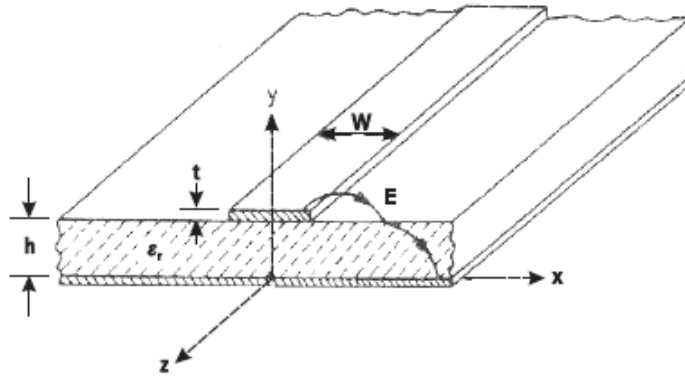
Yüksek frekansta yüksek çıkış gücü gerektiren uygulamalarda, aktif elaman olan transistörün yüksek güç yoğunluğu sunabilmesi için, yüksek kırılma gerilimlerinde çalışabilmesi gerekir. Yüksek kırılma gerilimlerinde çalışan transistörler yüksek gerilimde kutuplandığında, devredeki kapasitelerin de yüksek gerilimlerde çalışabilmesi gerekir. Bundan dolayı, kapasitelerin elektriksel dayanımı, kutuplama gerilimine karşı yüksek olmalıdır. Yüksek yoğunluklu kapasitelerin (yüksek dielektrikli), ultra ince film kapasiteler, yüksek-K kapasiteler ve ferro elektrik kapasiteler olarak türleri vardır; ancak burada detaylandırılmayacaktır (Bahl, 2003).

3.3 Mikroşerit Hatlar ve Karakteristik Empedansları

Mikroşerit hattı, kuasi TEM yapısı ve mükemmel yerleşim esnekliği nedeniyle RF ve mikrodalga devrelerinde en yaygın kullanılan iletim ortamıdır. Mikroşerit hattının boyu, dalga boyundan çok daha küçük boyutlara düşürüldüğünde, toplu devre elemanı

olarak kullanılabilir. Böylece, birçok toplu devre elemanının tasarımı bir mikroşerit hat ile yapılabilir. Fiziksel parametreleri ile birlikte bir mikroşerit hattının kesit görünüşü Şekil 3.1'de gösterilmiştir. İletim hatlarının önemli tasarım parametreleri, karakteristik empedans (Z_0), efektif dielektrik sabiti (ϵ_{re}), zayıflama sabiti (α), frekans bozulması, yüzey dalgası uyarımı ve yayılımı olarak sıralanabilir. Bu bölümde, karakteristik empedans ve efektif dielektrik sabiti için kapalı form ifadeleri ve bunların metal şerit kalınlığı, muhafaza boyutu ve bozunum ile değişimleri dahil olmak üzere mikroşerit hatlar için eksiksiz bir tasarım denklemleri seti sunulmuştur. Mikroşerit kaybı ve kalite faktörü Q ifadeleri de açıklanmaktadır.

Karakteristik empedans (Z_0) ve efektif dielektrik sabiti (ϵ_{re}) için iletken kalınlığı $t=0$ olduğunda kapalı form ifadeleri denklem (3.1)'de verilmiştir. Bir mikroşerit hattın kalite faktörü ise, hattaki toplam kayıpla ilişkilendirilebilir (Bahl, 2003; Razavi, 2011).



Şekil 3.1 : Mikroşeritin gösterimi (Bahl, 2003).

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + 0.25\frac{W}{h}\right), \left(\frac{W}{h} \leq 1\right) \\ \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right)\right]^{-1}, \left(\frac{W}{h} > 1\right) \end{cases} \quad (3.1)$$

Denklem (3.1)'de $\eta=120\pi$ değerine sahiptir. ϵ_{re} değeri ise denklem (3.2) ve (3.3) ile hesaplanır.

$$F(W/h) = \begin{cases} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} + 0.041\left(1 - \frac{W}{h}\right)^2, \frac{W}{h} \leq 1 \\ \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2}, \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} F(W/h) \quad (3.3)$$

Karakteristik empedansı Z_0 ve bağıl dielektrik katsayısı ε_{re} 'deki maksimum göreceli hata % 1'den azdır. W/h oranı, Z_0 ve ε_{re} ifadeleri cinsinden $Z_0\sqrt{\varepsilon_{re}} > 89.91$ ise denklem (3.4) ile $Z_0\sqrt{\varepsilon_{re}} \leq 89.91$ ise denklem (3.5) ile hesaplanır.

$$W/h = \frac{8e^A}{e^A - 2} \quad (3.4)$$

$$W/h = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} (\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r}) \right] \quad (3.5)$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right)^{\frac{1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (3.6)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3.7)$$

Mikroşerit hatlar, en üstte sinyalin iletim ortamı olan metal katman ve en altta metal tabakasında bir toprak tabaka düzlemini içerir. Bu yapının önemli özelliği, sinyal hattı ve alt tabaka arasında minimum etkileşime sahip olmasıdır. Bu etkileşimin en az düzeyde olması, toprak düzleminin sinyal hattından yayılan elektrik alan çizgilerinin çoğunu içerecek kadar geniş olması durumunda sağlanır (Bahl, 2003; Razavi, 2011).

Bir mikroşerit hattın kalite faktörü Q , hattaki toplam kayıpla ilişkilendirilebilir. Q_T rezonatörün toplam kalite faktörüdür (çeyrek dalga boylu), α_T rezonatördeki toplam kayıptır ve λ_0 boş alan dalga boyudur. Açık devreli ve çeyrek-dalga boylu bir rezonans hattındaki kayıplar dikkate alındığında, açık uç süresizliklerinde yayınımdan kaynaklanan bir diğer kayıp faktörü " α_r " dikkate alınmalıdır. İlgili yayınımdan Q_r faktörü denklem (3.9)'da verilmiştir (Bahl, 2003).

$$Q_T = \frac{\beta}{2\alpha_T} = \frac{\pi\varepsilon_{re}}{\alpha_T\lambda_0} \quad (3.8)$$

$$Q_r = \frac{Z_0}{480\pi(h/\lambda_0)^2 R} \quad (3.9)$$

Rezonatörün toplam Q faktörü Q_T , denklem (3.10) ile ifade edilebilir.

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r} \quad (3.10)$$

Burada Q_c , Q_d ve Q_r , sırasıyla iletken, dielektrik ve yayılım kaybı kalite faktörleridir. Son olarak, devre kalite faktörü Q_0 , denklem (3.11) ile tanımlanır.

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} = \frac{\lambda_0(\alpha_c + \alpha_d)}{\pi\sqrt{\epsilon_{re}}(f)} \quad (3.11)$$

Örneğin, bahsi geçen kayıplardan kaynaklanan toplam kalite faktörünün değişimine bakarsak; 25 milimetre kalınlığındaki bir alüminyum oksit substrat üzerinde bir çeyrek dalga 50 Ω rezonatörün iletken kalite faktörü Q_0 , 2.0 GHz'de yaklaşık 240 ve 10.0 GHz'de 550, Q_T 'si ise 2.0 GHz'de 230 ve 10.0 GHz'de 160 civarındadır. Bunun nedeni yayılım kayıplarının, yüksek frekanslarda iletken ve dielektrik kayıplarından daha yüksek olmasıdır. Ayrıca, 10 milimetre kalınlığındaki bir GaAs substratı üzerinde bir çeyrek dalga 50 Ω rezonatörün iletken kalite faktörü Q_0 , 2.0 GHz'de yaklaşık 82 ve 10.0 GHz'de 160 iken, Q_T 'si 2.0 GHz'de 82 ve 10.0 GHz'de yaklaşık 145'dir. Bunun nedeni, ince substratlarda daha küçük yayılım kayıplarının olmasıdır (Bahl, 2003).

Belirli bir frekans için, Q'nun maksimum olduğu bir optimum substrat kalınlığı vardır. Bu optimum "h" değeri esas olarak yayınımla belirlenir. Bu "h" kalınlığının değeri, frekansın artışı ve dielektrik sabitin değerinin azalması ile azalır (Bahl, 2003).

3.4 Toplu Devre Elemanları ve Mikroşerit Hatların Farkları

İletim hattı olarak mikroşerit hatların kullanılmasının ana avantajı, karakteristik empedansın frekansa olan küçük bağılılığından, geniş bant uygulamalarında iyi performans göstermesidir. Toplu devre elemanlarının frekansa bağımlılığından dolayı, yüksek frekans (veya geniş bantlı işaretler) işaretlerle çalışıldığında, endüktans ve kapasitenin davranışı değişebilir.

Bir endüktansın öz rezonans frekansı (f_{res}), endüktif reaktans ve parazitik kapasitif reaktans mutlak değer olarak birbirine eşit olduğunda belirlenir. Bu noktada empedansın reel kısmı, paralel rezonansa bağlı olarak maksimumdur ve empedansın açısı işaret değiştirir. Endüktansın ilk rezonans frekansı paralel rezonans tipindedir. Rezonans frekanstan daha üst frekanslarda, endüktans kapasitif davranış sergiler. İşte bundan dolayı öz rezonans frekansından daha yüksek frekanslı bir işaret (örneğin, işaretin harmonik bileşenleri) endüktans veya kapasiteye geldiğinde, endüktans endüktif etkisini kaybederek kapasiteye; kapasite de endüktansa dönüşür (Bahl, 2003; Razavi, 2011).

Toplu devre elamanlarında (L,C,R) devrenin fiziksel boyutları ile (yani hattın uzunluğunu belirleyen endüktans, kapasite ve direncin boyu) gerilim değişmez. Yani, iki uçlu toplu devre elemanlı devrede akım, elemanın boyu ile değişmez. Ancak, dağılmış parametrelili elamanlar olan mikroşerit hatlarda, akım iletkenler ve elemanlar boyunca değişir; iletken boyunca veya elemanın içindeki noktalar arasında gerilim değişmiş olur (Bahl, 2003; Razavi, 2011).

Toplu devre elaman tabanlı kompakt devrelerde, daha küçük faz gecikmelerinden dolayı, genlik ve faz değişimleri daha küçüktür. Bu özellik, yüksek performanslı kompakt devrelerin gerçekleştirilmesine daha fazla yardımcı olur (Bahl, 2003; Razavi, 2011).

Düşük frekanslarda çalışırken toplu devre elemanlı yaklaşım daha çok tercih edilir. Düşük frekanslarda iletim hattında mikroşerit kullanıldığında iletim hattının boyu uzadığı için sinyal kayıpları oluşur. Bu yüzden kalite faktörü yeterince büyük endüktans ve kapasite ile gerçekleştirilmiş devrede düşük frekanslarda ikinci ve üçüncü harmoniklerde endüktans ve kapasite öz rezonans frekansına ulaşmayacağı için sorun teşkil etmez (Bahl, 2003).

Toplu devre elemanlarıyla gerçekleştirilen devrelerde, her bir endüktans ve kapasite elemanın sonuna eklenen diğer endüktans veya kapasitenin bağlantı noktalarında süreksizlikler oluşabilir. Yüksek frekanslarda, bu süreksizliklerden dolayı yansımalar meydana gelebilir ve sinyalin iletilmesinde problem teşkil eder. Ancak, mikroşerit hatlarla, hat boyunca sürekli bir iletim yolu oluşturulabildiğinden, elde edilmesi gereken hatta bu süreksizlik noktalarından kurtulmuş olunur ve yansıma problemleri ortadan kaldırılır (Bahl, 2003).



4. J SINIFI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI

Bu bölümde, J sınıfı güç kuvvetlendiricisinin matematiksel analizi, J sınıfı ile ilgili yapılan çalışmalar, verim ve bant genişliği iyileştirme ile ilgili yaklaşımlar ve bunların ışığında J sınıfı bir güç kuvvetlendiricisi tasarımı ele alınacaktır. Tasarlanan J sınıfı güç kuvvetlendiricisinin simülasyon ve ölçüm sonuçları gösterilecektir. Elde edilen bu değerlere göre tasarımın kritiği yapılacaktır.

4.1 J Sınıfı Güç Kuvvetlendiricisinin Çıkış Fikri

Yüksek verimli RF güç kuvvetlendiricileri üzerinde yapılan araştırmalarda, çıkış uyumlama devresinde harmonikleri iyileştirme olasılığı üzerinde bir çok çalışma mevcuttur. Süre gelen bu araştırmalarda, harmoniklerin kontrol edildiği özellikle F/ters F (F^{-1}) ve sürekli mod F sınıfı gibi güç kuvvetlendiricileri kapsamlı olarak ele alınmıştır. İdeal F sınıfı kuvvetlendiricileri, tek dereceli harmoniklerde açık ve çift dereceli harmoniklerde kısa devre olmasıyla ilgili bağlantılı olarak örtüşmeyen gerilim ve akım dalga şekillerine sahiptir. Sıfır güç tüketimi ve sıfır harmonik güç tüketimi nedeniyle maksimum teorik verim elde edilir. Ancak, pratikte doğrusal olmayan transistör çıkış kapasitesi için gerekli sonlu harmonikler ve keskin ayarlamalar nedeniyle, verim düşer. F/ F^{-1} sınıfında dikdörtgen dalga şeklinin (yarı sinuzoidal), yüksek dereceli harmoniklerde savak parazitik kapasitesinin düşük empedans sergilemesinden dolayı yüksek frekanslarda gerçekleştirilmesi zordur.

Esas olarak, F sınıfı çalışma modlarının temel teorisi, temel yük ve harmonik empedans sonlandırılmalarını kontrol ederek çıkışta ideal dalga şekli elde etmektir. J sınıfı güç kuvvetlendiricisi, Raab'ın daha önceki bazı çalışmalarını referans alan Cripps tarafından tanıtılmıştır. J sınıfı çalışma modunda, doğru dalga şekillendirmesi için transistörün çıkış kapasitesi etkin bir şekilde kullanılır ve çıkışta istenen dalga şekli elde edilir. Çıkış gerilim ve akım dalgası arasında uygun faz kaydırması ile saf reaktif yük empedansı elde edilir. Bu işlem ekstra bir açık devre veya kapalı devre rezonatör gerektirmediğinden geniş bant uyumlama devrelerinin tasarımını basitleştirir Cripps, 2006; Alizadeh ve Medi, 2017b).

Cripps, F sınıfı güç kuvvetlendiricisinin bant genişliğini artırmak için, ikinci harmonik bileşeni tamamen saf kapasitif bölgede kısıtlayıp; üçüncü ve daha yüksek harmonikleri devre dışı bırakmıştır. Transistörün çıkış kapasitesi, temel yük ve ikinci harmonik akımı koruyacak ve daha yüksek harmonik akımları sıfırlayacak şekilde kullanılır. Çıkış uyumlama katı ise, temel yükün hafifçe endüktif ve ikinci harmoniğin sadece kapasitif olacak şekilde kalmasını sağlar (Ma ve diğ, 2014).

4.2 J Sınıfı Güç Kuvvetlendiricisi Türleri

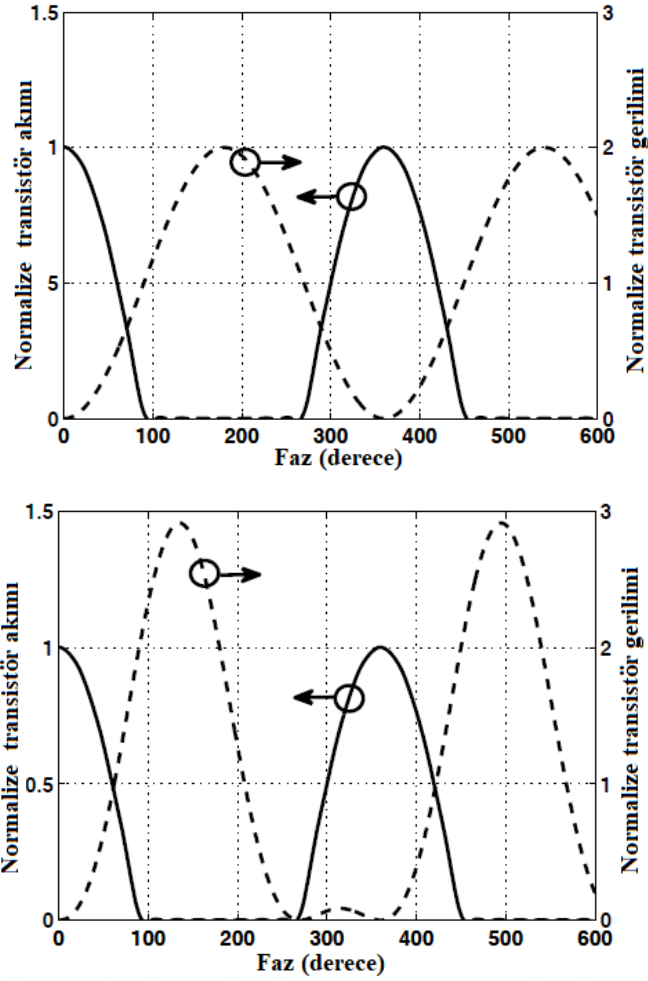
J sınıfı çalışma modunda transistör, B sınıfı çalışma modunda doğrusal bölgede kutuplanır. Bu nokta, J sınıfı güç kuvvetlendiricilerinin analizi ve tasarımında başlangıç noktası olarak kullanılır. B sınıfı ve J sınıfı çalışma modları arasındaki fark, transistör akımından ve gerilim dalga şekillerinden anlaşılabilir.

B ve J modunda, aktif elaman aynı şekilde kutuplandığından, iki kuvvetlendirici modu da (ideal olarak) yarım dalga doğrultulmuş sinüzoidal savak akımı dalga şeklini gösterir. İlginç olan kısım, savak gerilim dalga şekillerinin farklı olmasıdır. B sınıfı güç kuvvetlendirme modunda, bilindiği üzere savak gerilimi, V_{DC} kutuplama genliği ile sinüzoidal bir dalga şeklindedir; J sınıfı çalışmada ise savak gerilimi, savak akımına göre uygun faz kaymasına sahip yarı sinüzoidal bir dalgadır. Her iki çalışma sınıfı için, akım ve dalga şekilleri Şekil 4.1’de gösterilmiştir. Her iki durumda da teorik olarak maksimum % 78,5 verim elde edilebilir (Wang ve Larsen, 2015).

J sınıfı kuvvetlendirme modunda yarı sinüzoidal benzeri savak gerilim dalga şeklinin sebebi reaktif temel yük ve harmonik yük sonlandırmalarıdır. J sınıfında temel yüke eklenen bu reaktans, zıt işaretli ikinci harmonik reaktans ile kompanze edilir. Temel yükün reel olduğu ve harmoniklerin kısa devre olduğu B sınıfından farklı olarak, J sınıfı kuvvetlendirme işleminde, kompleks (imajiner) temel yük ve reaktif harmonik (normalde ikinci harmonik) sonlandırmalar çalışma modunu tanımlamak için kullanılır. J sınıfı kuvvetlendirmede temel yük ve ikinci mertebeden harmonik yük sonlandırmaları şöyle ifade edilebilir (Guan ve diğ, 2012):

$$\begin{aligned} Z_{temel} &= R_0 + j.X_1 = R_0 + j.\alpha.R_0 \\ Z_{2nd} &= j.X_2 = j.\beta.R_0 \end{aligned} \quad (4.1)$$

burada R_0 yük doğrusu direncidir ve (α, β) örneğin yük çekme (load-pull) simülasyonu ve ölçümü ile hesaplanabilir.



Şekil 4.1 : Maksimum akıma normalize transistör akımı ve besleme gerilimine normalize edilmiş transistör gerilim dalga şekilleri. B sınıfı (üstteki) ve J sınıfı çalışma (alttaki) (Guan ve diğ., 2012).

Ek ikinci derece bir harmonik gerilim bileşeninin etkisi, Şekil 4.1'de gösterildiği gibi tepe gerilim değerinde artışa (B-sınıfı moda göre) ve dalga şeklinin yarı-sinüzoidal olma eğilimindeki belirgin artışa doğrudan yansır.

J sınıfı kuvvetlendirme işlemi, teorik olarak muadili olan B sınıfı ile aynı düzeyde bir etkiye sahip olsa da, pratik uygulama perspektifinden dikkat çekicidir. B sınıfı çalışma modunun maksimum verim analizi, kesim geriliminin sıfır olduğu ve tüm harmoniklerin mükemmel şekilde kısa devre yapıldığı varsayımına dayanmaktadır. (Guan ve diğ., 2012). Kesim geriliminin B sınıfı modunun verimine olan etkisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\eta_k = \eta_0 \frac{V_{DC} - V_k}{V_{DC}} \quad (4.2)$$

Denklem (4.2)'de η_0 , sıfır kesim gerilimindeki verimi temsil eder ($V_k = 0$). GaN HEMT transistörü için, V_k genel olarak yaklaşık 5V civarındadır (Wang ve Larsen, 2015). Aslında bu değer çok büyüktür ve V_{DC} 'nin yaklaşık % 20'sine denk gelebilir. Bu da, verimin 0.2 gibi yüksek bir çarpanla azalacağı anlamına gelir. Ancak, J sınıfında bu etki, savak geriliminin minimum değeri, ikinci dereceli harmonik gerilim bileşeni tarafından kesim bölgesinin üzerine çekilebildiğinden azaltılır. B sınıfı çalışmada harmoniğin kısa devre edilmesi varsayımı da pratikte zordur. Çıkış harmoniğini kısa devre bir şekilde gerçekleştirmenin yaygın bir yolu, transistör savak-kaynak kapasitesini (C_{ds}) kullanmaktır. Ancak, özellikle GaN HEMT transistörler için C_{ds} değeri çok küçük olabileceğinden, harmonikler kısa devre yapılamayabilir (Wang ve Larsen, 2015). J sınıfı çalışma, reaktif ikinci dereceli harmonik sonlandırmayı kullandığından, GaN HEMT transistörler kullanılarak gerçekleştirilecek uygun bir çalışma modudur (Guan ve diğ, 2012).

4.2.1 Klasik (reaktif) J sınıfı

B sınıfı güç kuvvetlendiricisinde, transistörün yük hattında savak akımı yarı-sinüzoidal dalga şekline ve savak gerilimi de tam sinüzoidal dalga şekline sahiptir. Bu nedenle, transistörün geçiti kısımla bölgesinde kutuplanır. Giriş gücü seviyesi, savak gerilim dalga şeklinin kırılmaması için büyük olmaz. Savak akımı ve geriliminin fourier serisi açılımı sırası ile denklem (4.3) ve (4.4)'teki gibidir. Tüm Fourier serileri, B sınıfı çalışma dc katsayısına normalize edildiğinde, B sınıfı akım $i(\theta)$, denklem (4.3)'deki gibi olur. Denklem (4.3)'te, $\theta=2\pi.f_0.t$, " f_0 " temel frekans ve " t " zamandır.

$$i(\theta) = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} i_k \cos(k\theta) = 1 + \frac{\pi}{2} \cos(\theta) + \frac{2}{3} \cos(2\theta) + \dots \quad (4.3)$$

Yukarıdaki akım fourier seri açılımından gerilimin fourier eşitliği (4.4) denklemi ile verilir. $v_{k,re}$ ve $v_{k,im}$ sırasıyla reel ve imajiner katsayılarıdır ve rezistif ve reaktif yüke karşılık gelen gerilim değerleridir.

$$v(\theta) = 1 - \sum_{k=1}^{\infty} (v_{k,re} \cos(k\theta) - v_{k,im} \sin(k\theta)) \quad (4.4)$$

$$v_j(\theta) = (1 - \cos \theta)(1 - \alpha \sin \theta) \quad (4.5)$$

Rezistif J sınıfı çalışma modunda gerilim $v_j(\theta)$, AB/B sınıfı çalışmadaki gerilim denkleminin ek bir terim ile çarpılması ile elde edilir.

Burada, $\alpha \in [-1,1]$ aralığındadır ve reaktif J sınıfı parametresidir. $\alpha = 0$ olduğunda B sınıfı çalışma elde edilir.

Denklem (4.5)'te sağ taraftaki ilk çarpan B sınıfı çalışma terimidir ve ikinci çarpan reaktif J sınıfı çalışmayı temsil eder. Burada, α 'nın sıfır olmayan değerleri için, negatif işaretli sinüs terimi temel ve ikinci harmonik bileşende görünür. Bu imajiner gerilim terimi, B sınıfında mevcut olmayan ek reaktans ile ilişkilidir. Bu yüzden, bu sınıfa reaktif J sınıfı denilir.

J sınıfı güç kuvvetlendiricisinde, denklem (4.6)'da gösterilen B sınıfı savak akımının sadece ilk iki harmoniği alınır. Burada, $i_{d,B}$ ve $v_{d,B}$ sırasıyla B sınıfı savak akımı ve gerilimidir.

$$i_{d,B}(\omega t) = I_{maks} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{2} \sin(\omega t) - \frac{2}{\pi} \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{\cos(n\omega t)}{n^2 - 1} \right) \quad (4.6)$$

$$v_{d,B}(\omega t) = (V_{dd} - V_k)(1 + \beta \sin(\omega t)) \quad (4.7)$$

J sınıfı için, savak akımı ve savak gerilimi sırasıyla denklem (4.8) ve denklem (4.9)'daki gibi olur.

$$i_{d,J}(\omega t) = I_{maks} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{2} \sin(\omega t) - \frac{2}{3\pi} \cos(2\omega t) \right) \quad (4.8)$$

$$v_{d,B}(\omega t) = (V_{dd} - V_k)(1 + \beta \sin(\omega t))(1 - \alpha \cos(\omega t)) \quad (4.9)$$

Maksimum çıkış gücü ve verim, $\beta=1$ olduğunda elde edilir. Yukarıdaki denklemlerden J sınıfı için, temel yük ve harmonik empedans değerleri sırasıyla denklem (4.10) ve (4.11)'deki gibi olur.

$$Z_{f_0,J} = \frac{2(V_{dd} - V_k)}{I_{maks}} (\beta + j\alpha) = \beta R_{opt,B} + j\alpha R_{opt,B} \quad (4.10)$$

$$Z_{2f_0,J} = -j \frac{3\pi}{8} \frac{2(V_{dd} - V_k)}{I_{maks}} \alpha \beta = -j \frac{3\pi}{8} \alpha \beta R_{opt,B} \quad (4.11)$$

J sınıfı çalışmada yük empedans değerleri, temel frekansta " $\beta.R_{opt,B} + j.\alpha.R_{opt,B}$ " kadar endüktif veya kapasitif yük (α 'nın değerine bağlı olarak) ve ikinci harmonikte $\alpha\beta R_{opt,B}(3\alpha/8)$ kadar kapasitif bir yük oluştuğunu göstermektedir. Güç kuvvetlendiricisinin yük katının tasarımını basitleştiren savak ve kaynak jonksiyonu arasında kapasitif bir yük vardır. Bu güç kuvvetlendiricisi sınıfında, transistörün

savak-kaynağı boyunca maksimum gerilimin, dc kutuplama geriliminin yaklaşık üç katına ulaşabileceği hususu dikkate alınmalıdır. Dolayısıyla, bozulmayı önlemek için, dc savak gerilimi transistör kırılma geriliminin üçte birinin altında olması gerekir (Friesicke ve diğ, 2015).

DC'deki ve temel RF bileşenindeki güç, yeni imajiner katsayılara bağlı değildir. Bu nedenle, güç ve savak verimi B sınıfı çalışmadakine eşittir.

4.2.2 Rezistif-reaktif J sınıfı

Bu yeni çalışma sınıfı, reaktif J sınıfının gerilim denkleminin ek bir kosinüslü terimle çarpılması ile elde edilir. Rezistif-reaktif J sınıfının gerilim dalga eşitliği “ $v_{R,J}(\theta)$ ” denklem (4.12)’de verilmiştir. Bu denklemde $(1 + \beta \cos \theta)$ çarpanı rezistif J sınıfı terimi olarak adlandırılır. Burada β , rezistif J sınıfı çalışma parametresidir ve giriş işareti güç seviyesi ile ilişkilidir. İstenen dalga şekillerinin elde edilmesi için $\beta \in [0,1]$ aralığında olmalıdır.

$$v_{Rj}(\theta) = (1 - \cos \theta)(1 - \alpha \sin \theta)(1 + \beta \cos \theta) \quad (4.12)$$

(4.3) nolu denkleminin fourier seri açılımından, gerilimin rezistif ve reaktif ilk 4 terimini aşağıdaki gibi elde ederiz:

$$\begin{aligned} v_0 &= 1 - \frac{\beta}{2} \\ v_{1,re} &= 1 - \beta, v_{1,im} = -\alpha(1 - \frac{\beta}{4}) \\ v_{2,re} &= \frac{\beta}{2}, v_{2,im} = \frac{\alpha(1 - \beta)}{2} \\ v_{3,re} &= 0, v_{3,im} = \frac{\alpha\beta}{4} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Yukarıdaki gerilim katsayılarından görüleceği üzere α ve β nın alacağı değerlere göre güç kuvvetlendiricisinin hangi sınıf çalışma olacağı görülebilir. Örneğin, $\alpha=0$ olarak ayarlandığında ve $\beta \in [0,1]$ aralığında değiştirildiğinde saf rezistif yeni J sınıfı çalışma modu tanımlanmış olur. Ayrıca, hem α hem de β sıfırdan farklı iken rezistif-reaktif yeni J sınıfı elde edilir. Bu yeni sınıf, hem gerilim tepe değerinin daha düşük ve daha geniş olması bakımından klasik J sınıfından farklıdır. Denklem (4.3) akım fourier seri açılımından ve denklem (4.13)’teki gerilim katsayılarından, temel ($Z_{f0,RJ}$) yük ve ikinci harmonik yük ($Z_{2f0,RJ}$) için iki boyutlu empedans dizayn uzayı türetilir (Friesicke ve diğ, 2015).

$$Z_{f_0,RJ} = ((1-\beta) - j\alpha(1-\frac{\beta}{4}))R_{f_0,B} \quad (4.14)$$

$$Z_{2f_0,RJ} = (\beta + j\alpha(1-\beta))\frac{3\pi}{8}R_{f_0,B}$$

Yukarıdaki denklem (4.14)'teki eşitliklerin sağ taraflarını açarsak temel yük ve ikinci harmonik yükteki reaktif bileşenleri kolayca görebiliriz.

Temel yük ve ikinci harmonik yükte gözükten $R_{f_0,B}$, B sınıfı yük doğrusu direncidir ve değeri $R_{f_0,B} = (2/\pi).(V_{DC}/I_{DC})$ şeklindedir. Denklem (4.14)'ten açıkça görüldüğü üzere, ikinci harmoniğin direnci β ile orantılı artıyorken; temel yükün direnci β ile azalır. Ayrıca, ikinci harmonik yük için maksimum yük kalite faktörü Q ($\alpha = \pm 1$ olduğu noktalarda elde edilir) β ile azalırken; temel yük için β ile artar.

Temel frekanstaki RF gücü ve DC güce baktığımızda ise, P_{RF} ve P_{DC} değerleri β 'ya bağlı ve α 'dan bağımsızdır. Dolayısıyla, savak verimi de aynı şekilde sadece β 'ya bağlıdır. Bu değerler aşağıdaki şekilde eşitlik (4.15), (4.16) ve (4.17)'de verilmiştir (Friesicke ve diğ., 2015).

$$P_{DC}(\beta) = (1-\frac{\beta}{2})V_{DC}I_{DC} \quad (4.15)$$

$$P_{RF}(\beta) = \frac{\pi}{4}(1-\beta)V_{DC}I_{DC} \quad (4.16)$$

$$\eta_D(\beta) = \frac{\pi}{2} \frac{1-\beta}{2-\beta} \quad (4.17)$$

4.3 J Sınıfı Çalışmada Doğrusal Olmayan Etkiler

4.3.1 J sınıfı çalışmada tasarım bölgesinin (R_{opt}) seçilmesi

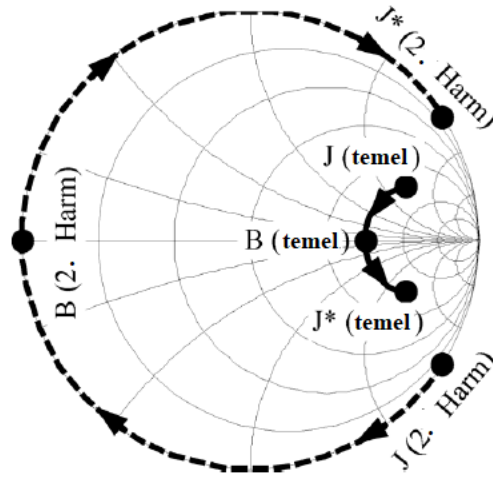
J sınıfı çalışmada uygun gerilim dalga şeklinin elde edilmesi için, uygun bir şekilde temel ve ikinci harmonik sonlandırma yapılır. İç savak akımı, temel ve çift dereceli harmonikleri içeren bir yarı-kosinüs dalga şekline sahip iken, savak geriliminde sadece temel ve ikinci harmonik bileşenler bulunur. Transistörün büyük çıkış kondansatörü nedeniyle daha yüksek harmonik gerilim bileşenlerinin sıfır olduğu varsayılmaktadır.

Doğrusal olmayan savak-kaynak direncine (R_{DS}) sahip bir J sınıfı güç kuvvetlendirici doğrusal R_{DS} 'ye sahip J sınıfına göre, optimum empedans sonlandırma, maksimum çıkış gücü ve maksimum savak verimi açısından farklılık gösterir. Ayrıca,

doğrusal olmayan R_{DS} , J sınıfı güç kuvvetlendiricisinde elde edilebilecek maksimum bant genişliğini sınırlar ve bu yüzden geniş bant tasarımlarda dikkate alınmalıdır (Alizadeh ve Medi, 2016).

Denklem (4.10) ve (4.11)'de verilen empedans setinin, J sınıfından ($\alpha=1$) başlayarak B sınıfına ($\alpha=0$) ve son olarak eşlenik J ($\alpha=-1$) sınıfına kadar olan smith abağındaki yerleşimi Şekil 4.2'de gösterilmiştir. Bu yerleşime literatürde, tasarım bölgesi (design space) denilmektedir (Rezaei ve diğ, 2013a; Rezaei ve diğ, 2013b).

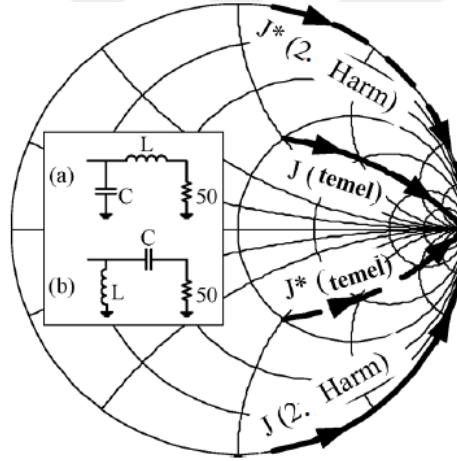
Şekil 4.2'de gösterilen temel ve ikinci harmonik yük empedanslarının bulunduğu eğri boyunca, aynı çıkış gücü, kazanç ve verim elde edilir. Bu empedans ailesi, belirli bir güç kuvvetlendirici uygulaması için uygun olan tasarım alanını seçme esnekliğini sağlar. Ayrıca, teorik olarak, J sınıfı iç akım dalga şeklinde, üçüncü harmonik bileşenlerin bulunmadığının ve dolayısıyla, üçüncü harmoniğin açık devre olduğu varsayılmaktadır (Rezaei ve diğ, 2013b).



Şekil 4.2 : J sınıfından B sınıfına ve J* sınıfına kadar olan temel yük (sürekli çizgi) ve ikinci harmonik (kesikli çizgi) tasarım alanları (Rezaei ve diğ, 2013b).

Genel olarak, J sınıfı bir güç kuvvetlendiricisinin, optimum iç direnci R_{opt} , smith abağında iki ayrı bölgede bulunabilir. Bu bölgeler, 50Ω 'dan yüksek ve 50Ω 'dan düşük bölgeler olarak düşünülebilir. Yüksek savak akımlarına sahip yüksek güçlü güç kuvvetlendiricilerinde, optimum direnç değeri 50Ω 'dan daha düşük direnç alanına düşer. Bununla birlikte, orta çıkış güçlü güç kuvvetlendiricisi tasarlamak için, optimum direnç 50Ω 'dan yüksek direnç alanına girmelidir. Ayrıca, daha yüksek R_{opt} seçilmesi, savak parazit direncindeki tüketilen gücü azaltma avantajına sahiptir. Bu tüketilen güç, uyumlama devre kaybının üstünde ekstra bir güç kaybıdır ve güç kuvvetlendiricisinin performansını düşürür (Mimis, 2012; Rezaei ve diğ, 2013b).

J sınıfı ve eşlenik J sınıfının (J^*), $R_{opt} > 50 \Omega$ için temel ve ikinci harmonik yük empedans konumları Şekil 4.3'teki smith abağında gösterilmektedir. Smith abağının merkezinden J veya J^* sınıflarının çalışma bölgesindeki herhangi bir temel empedansa ulaşmak için, sadece iki tane toplu devre elemanlı bir uyumlama katı kullanılarak bu işlem gerçekleştirilebilir. Bu işlem için, Şekil 4.3'te (a) ve (b) olarak tanımlanan iki olası konfigürasyon verilmiştir. Konfigürasyon (b), eşzamanlı olarak hem uyumlama katı hem de bir dc besleme katı olarak kullanılmak için caziptir. Ancak, konfigürasyon (b)'de, transistöre sunulan ikinci harmonik empedans, smith abağının kenarından çok uzaktadır ve üçüncü harmonik tarafından kaynaklanan empedans, J sınıfı güç kuvvetlendiricilerine teorik olarak gerekli olan açık devre olmasından uzaktır. Bu nedenle, genellikle (a) konfigürasyonu seçilir (Mimis, 2012; Rezaei ve diğ, 2013b). Konfigürasyon (a), transistörün iç savak-kaynak kapasitansını şönt kapasitörüne birleştirme ve dolayısıyla gerekli uyumlama kapasitans değerinin azaltılması avantajına sahiptir (Rezaei ve diğ, 2013a; Rezaei ve diğ, 2013b).



Şekil 4.3 : J sınıfı ($\alpha=1$) (sürekli çizgi) ve J^* sınıfında ($\alpha=-1$) (kesikli çizgi) $R_{opt} > 50 \Omega$ için temel ve ikinci harmonik optimum empedans yerleşimi (Rezaei ve diğ, 2013b).

4.3.2 Doğrusal olmayan çıkış kapasitesinin (C_{out}) incelenmesi

Doğrusal olmayan transistor çıkış kapasitesi (C_{out}) ile, özellikle de ikinci harmonik gerilim bileşeninden gelen harmonik oluşumundan dolayı J sınıfı güç kuvvetlendiricisinin verimi artırılır. Bu harmonik gerilim, temel gerilim ve akım bileşenleri arasındaki faz farkının azaltılmasını sağlar. Bu nedenle, doğrusal olmayan C_{out} 'e sahip bir J sınıfı bir güç kuvvetlendiricisi, doğrusal bir çıkış kapasiteli (C_{out}) çalışmaya göre daha fazla çıkış gücü ve daha yüksek verim sağlayabilir (Moon ve diğ,

2010). Transistörün çıkış kapasitesinin savak-kaynak arası V_{DS} gerilimi ile değişimini analiz ederken, çıkış kapasitesi (C_{out}) olarak, savak-kaynak arası kapasite (C_{ds}) ve geçit-savak arası (C_{gd}) kapasitelerinin birlikte ele alınması ile incelenir. C_{ds} ve C_{gd} kapasiteleri, savak-kaynak arası gerilimi ve geçit-kaynak arası kutuplama ile module edilir, ancak analiz sadece V_{DS} dikkate alınarak yapılmıştır (Cripps, 2006; Moon ve diğ., 2010).

Doğrusal olmayan çıkış kapasitesi yaklaşımına göre, V_{DS} gerilimi çok küçük olduğunda çıkış kapasitesi yüksek miktarda artar. Ancak, doğrusal kapasite modelinde çıkış kapasitesi V_{DS} gerilimi ile değişmez.

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \begin{cases} 0, V_{gs} < 0 \\ g_m V_{gs} (1 - \exp(\frac{-V_{ds}}{V_t})), 0 < V_{gs} < V_{gs,maks} \\ g_m V_{gs,maks} (1 - \exp(\frac{-V_{ds}}{V_t})), V_{gs} \geq V_{gs,maks} \end{cases} \quad (4.18)$$

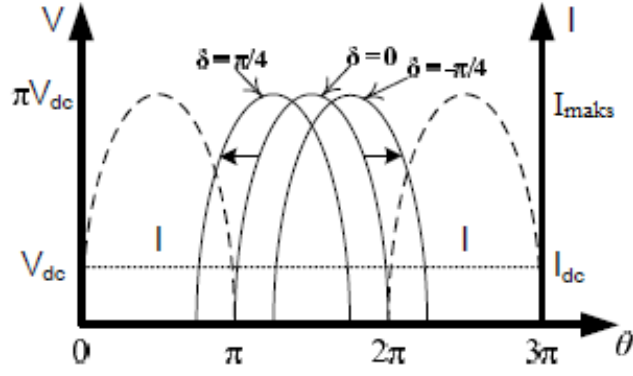
Denklem (4.18)'de verilen eşitliklerde, g_m geçiş iletkenliği, $V_{gs,maks}$; I_{ds} akımının maksimum I_{maks} akımına eşit olduğu andaki geçit-kaynak gerilimidir. Transistör, kesim ve doyum bölgesinde yüksek oranda doğrusal davranış sergiler (Moon ve diğ., 2010).

Çıkış kapasitesinin doğrusal davranış sergilediği varsayımı altında J sınıfı çalışma, akım dalga şekli ve yarı sinüzoidal gerilim dalga şekli arasında Şekil 4.4'te görüldüğü gibi bir faz kayması ile karakterize edilir. Bu akım ve gerilim dalgasının ifadeleri sırasıyla denklem (4.19) ve (4.20)'de verilmiştir.

$$I(\theta) = I_{maks} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{2} \sin \theta - \frac{2}{3\pi} \cos(2\theta) - \dots \right) \quad (4.19)$$

$$V(\theta) = \pi V_{dc} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{2} \sin(\theta + \delta) - \frac{2}{3\pi} \cos 2(\theta + \delta) - \dots \right) \quad (4.20)$$

Her bir harmonik frekanstaki yük empedansı da $Z_n = -V_n/I_n$ ile hesaplanır. Burada "n", "n" ninci harmonik bileşeni temsil eder. $I_{maks} = 1$ ve $V_{dc} = 1/\pi$ için, temel ve harmonik yükler için empedanslar sırasıyla $Z_1 = 1 \angle \delta$ ve $Z_2 = 1 \angle (2\delta - \pi)$ şeklinde olur (Cripps, 2006; Moon ve diğ., 2010).



Şekil 4.4 : Çeşitli faz kaymaları için akım ve yarı-sinüzoidal gerilim dalga şekilleri (özellikle, faz farkı $\delta = \pi/4$ durumu J sınıfı çalışmayı temsil eder) (Moon ve diğ., 2010).

J sınıfı çalışmada ikinci harmonik bileşen, kapasitif yük tarafından olduğundan faz farkı $\delta = \pi/4$ 'e eşit olur. Bu yüzden yarı sinüzoidal gerilim dalgasını şekillendirmek için, temel yük empedansı $1 \angle \pi/4$ olacak şekilde ayarlanır. Bu, çıkış gücünün $\cos(\pi/4)$ faktörü ile azalmasına neden olur (Moon ve diğ., 2010).

J sınıfı kutuplama koşulları olarak, B sınıfı ile benzer olarak kutuplanır. Bu yüzden, J sınıfının performans parametreleri incelenirken, B sınıfının DC parametreleri referans alınır. B sınıfı çalışmada maksimum çıkış gücü elde etmek için, yük doğrusu üzerinde optimum yük $R_{opt} = 2(V_{dc} - V_k)/I_{maks}$ olacak şekilde seçilir. J sınıfı için çıkış gerilim dalga şekli yarı sinüzoidal olduğu için çift dereceli harmonik bileşenler içerir. Ancak, transistörün yüksek çıkış kapasitesinden dolayı, daha yüksek dereceli harmoniklerin gerilim dalgasında olmayacağı varsayılır. Gerçek tasarım ortamında, gerilim dalga şekli DC, temel frekans ve ikinci harmonik bileşenleri içerir. Maksimum gerilim kazancı yaklaşımına göre maksimum temel yük gerilimi, B sınıfı güç kuvvetlendiricisinin $\sqrt{2}$ kat üstüne çıkarıldığından, J sınıfında temel yükün empedans değeri $\sqrt{2} \cdot R_{opt}$ 'a ayarlanmalıdır. “Maksimum gerilim kazancı” durumu, ikinci harmoniğin temel gerilime oranı $-\sqrt{2}/4$ olduğunda sağlanır. Böylece, $(2I_{maks}/3\pi)$ kadar ikinci harmonik akım ve $I_{maks}/2$ kadar temel yük akımına sahip ideal yarı sinüzoidal akım varsayımı altında, gerekli ikinci harmonik yük empedansı denklem (4.21) ile verilir.

$$|Z_2| = \left(\frac{3\pi}{8}\right)R_{opt} \quad (4.21)$$

Özetle, J sınıfı için yük koşulları, önceden de matematiksel analizde de elde edildiği gibi temel yük ve ikinci harmonik yük sırasıyla $Z_1 = \sqrt{2}R_{opt}\angle 45^\circ$ ve $Z_2 = (3\pi/8)R_{opt}\angle -90^\circ$ olacak şekilde belirlenir (Cripps, 2006; Moon ve diğ., 2010).

J sınıfı kompleks temel yük empedansına sahip olduğundan, asimetric akım dalga şekline sahiptir. Bu yüzden, transistör doyum bölgesinde B sınıfı, J sınıfına göre az bir miktarda fazla akım sunar. Yüksek saturasyon bölgesinde çatallaşmış bu B sınıfı transistör akımından dolayı, B sınıfının verimi J sınıfına göre çok küçük miktarda daha düşüktür. J sınıfı güç kuvvetlendiricisinin temel yük gerilimi B sınıfına göre $\sqrt{2}$ kat kadar daha fazla olmasına rağmen, gerilim ve akım arasındaki 45° faz farkından, çıkış gücü ve verim B sınıfı ile hemen hemen aynıdır. Kısacası, doğrusal çıkış kapasiteli B ve J sınıfı güç kuvvetlendiricileri farklı temel yük ve harmonik sonlandırmalara sahip olmasına rağmen, verim ve çıkış gücü oranları birbirine çok yakındır.

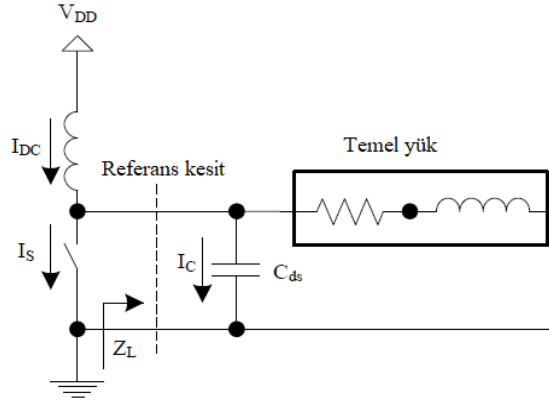
Doğrusal olmayan çıkış kapasiteli J sınıfında ise, temel yükün empedansının artması ile gerilim dalgası, akım ve gerilim dalgası arasındaki faz farkı azalacak şekilde yönelir. Bu sayede, çıkış gücü verim performansı, doğrusal çıkış kapasiteli J sınıfına göre artmış olur. Faz farkının 45° 'den küçük olması, ikinci harmonik empedans değerinin negatif direnç sergilemesine neden olur. Bu, doğrusal olmayan C_{out} 'un ikinci harmonik gerilim bileşeni ürettiği anlamına gelir. Bu olgu, doğrusal çıkış kapasiteli J sınıfı çalışmada beklenilmez. Doğrusal olmayan C_{out} kapasitesine paralel gelen ikinci harmonik yük empedansı, C_{out} empedansından büyükse, yarı sinüzoidal dalga şekli sürekli sağlanabilir. Harmonik yük empedansı C_{out} empedansına yakın veya küçük ise, harmonik gerilim üretimini bozar. Bu yüzden, maksimum verim elde etmek için, ikinci harmonik belirli bir empedans değerine uyumlanmalıdır (Cripps, 2006; Moon ve diğ., 2010).

Sonuç olarak, yukarıda ele alınan doğrusal ve doğrusal olmayan C_{out} kapasitesine göre J sınıfının başarımlı ölçütü değişmektedir. Doğrusal çıkış kapasiteli J sınıfı çalışma, B sınıfı çalışmaya göre güç ve verim açısından kayda değer bir fark gösterememektedir.

4.4 J Sınıfı Güç Kuvvetlendiricisi Tasarımı

J sınıfı bir güç kuvvetlendirici tasarımı, birkaç adımda belli tasarım hususlarını göz önünde bulundurularak gerçekleştirilebilir (Cripps, 2006). Rezistif sonlandırılmış klasik AB/B sınıfı çalışma modundan tasarıma başlanabilir. Çıkışta sadece rezistif yük

elde etmek için, transistör çıkış kondansatörü harmonik empedansı bastırarak şekilde ikinci harmonik bloke edilir veya daha yüksek ikinci harmonik empedans sağlayacak bir yol izlenir. Gerilim dalga şeklini kontrol etmek için temel yük biraz endüktif olarak ayarlanır. Faz, ikinci harmoniğin kapasitif olması için savak gerilimi ve akımı arasında ayarlanır. Son olarak, geçit kutuplama gerilimi, çıkış işareti doğrusal olacak şekilde ayarlanır.

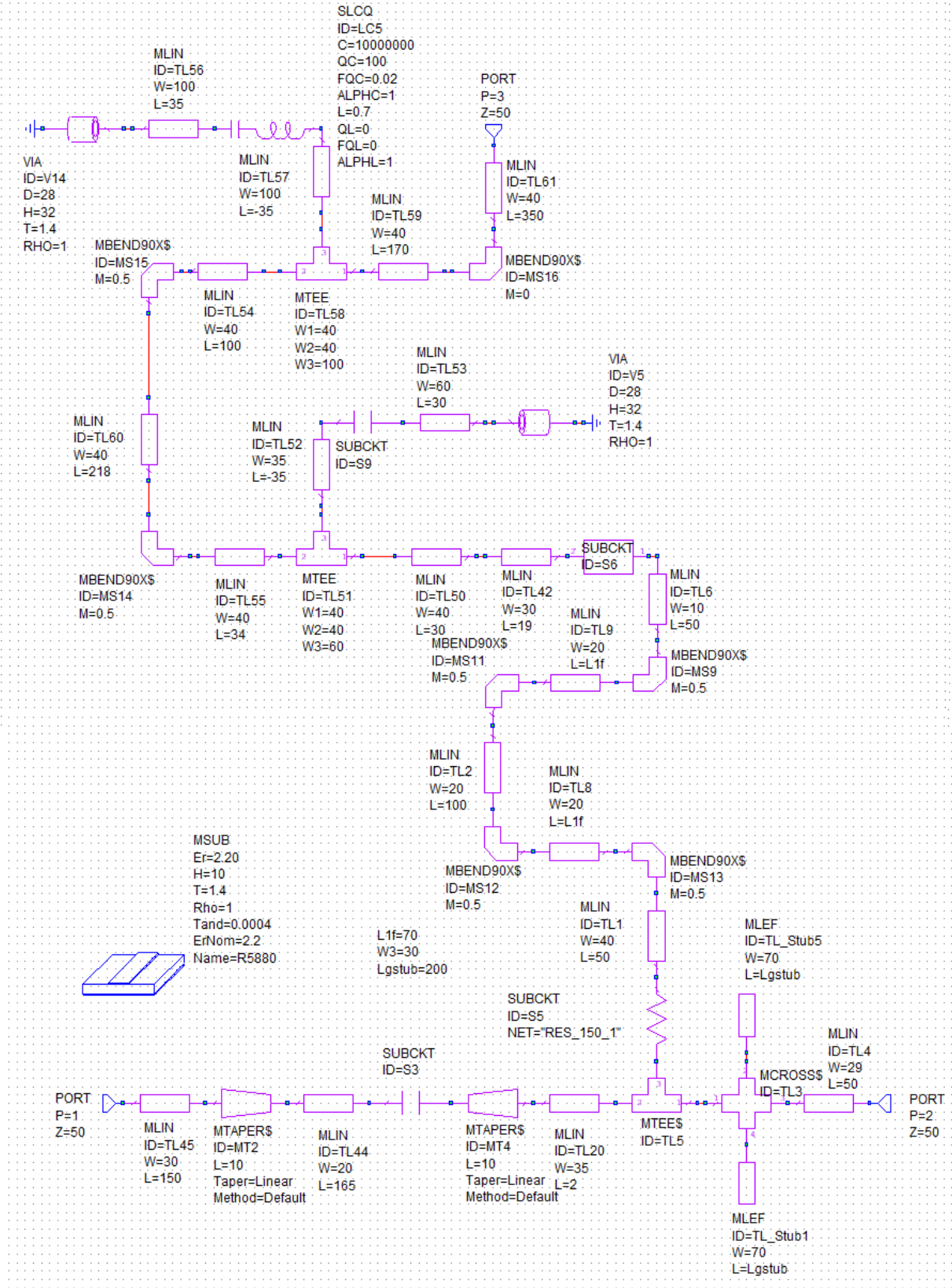


Şekil 4.5 : Basitleştirilmiş J sınıfı GK devre şeması (Parveg ve diğ., 2010).

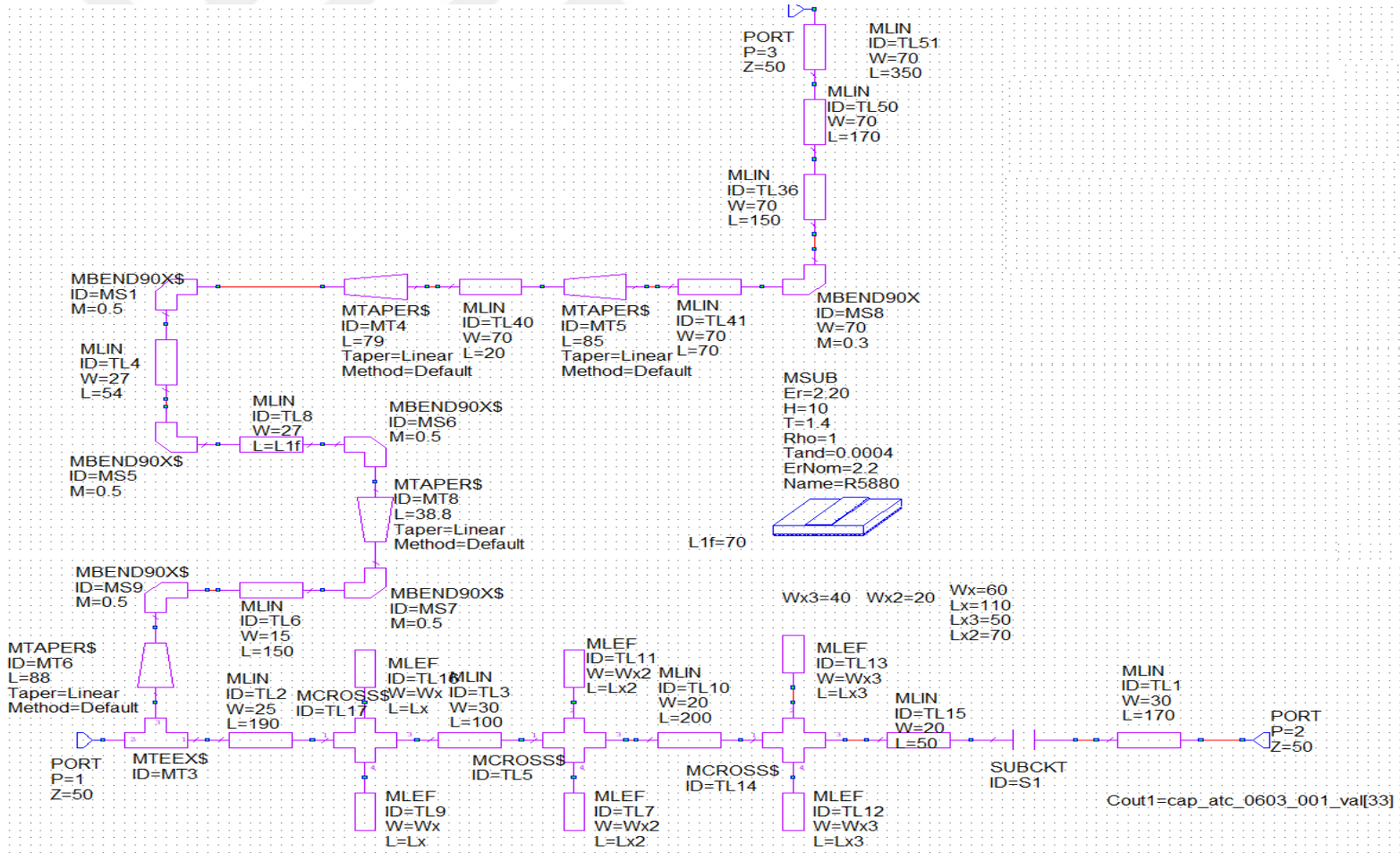
Bu çalışmada, GaN HEMT tabanlı geniş bant J sınıfı bir güç kuvvelendiricisi, 2.5–3.5 GHz frekans bandında 40 dBm çıkış gücü ve 10 dB kazanç, yüksek verim ve doğrusallık performansı elde etmek için tasarlanmıştır. Kaynak empedansı, transistör girişinden görülen empedansın eşleniği olarak alınırken; yük empedansı ise, yükün temel ve ikinci harmonik empedansları ile birlikte elde edilir. Ancak, tasarımda teorik olarak hesaplanan kaynak ve yük empedans değerleri gerçekleştirilmede tam olarak aynı olmaz. Bu yüzden teorik olarak hesaplanan kaynak ve yük empedans değerleri, gerçekleştirilmede en uygun değere optimize edilmiştir ve teorik değerlerinden farklı sonuç verir. Giriş ve çıkış uyumlama katları, mikroşerit iletim hatları kullanılarak geniş bantlı J sınıfı GK elde edilecek şekilde tasarlanmıştır. Tasarımı yapılan J sınıfı güç kuvvelendiricisinin giriş ve çıkış katı sırasıyla Şekil 4.6 ve 4.7’de; giriş ve çıkış katı ile birlikte tüm yapının toplu devre elemanlı gösterilimi ise Şekil 4.8 ‘de verilmiştir.

Yukarıdaki adımlar dikkate alınarak tasarlanan devrenin simülasyonu, Keysight firmasının ADS (Advanced Design System) programı kullanılarak yapılmıştır. İstenilen simülasyon değerleri elde edildikten sonra tasarımı tamamlanan devrenin üretimi için, AWR Microwave Office programının layout çıkarma özelliğinden faydalanılmıştır. Bu program vasıtasıyla baskı devre planı (printed circuit layout)

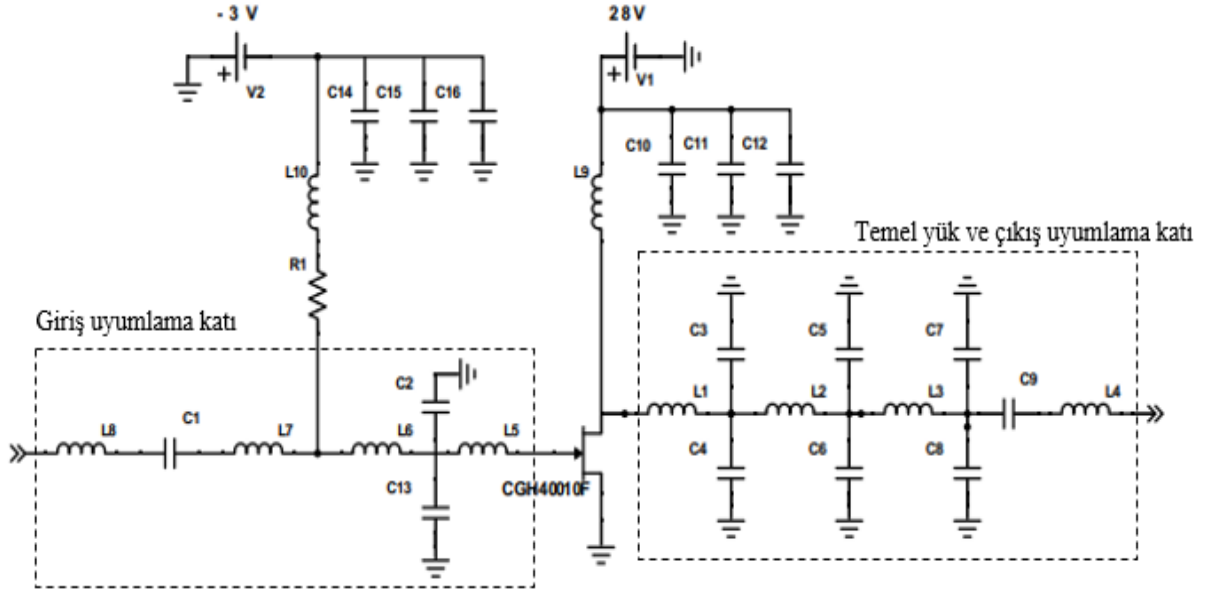
çkarılmış ve tasarlanan devre üretime hazır hale getirilmiştir. Tasarımı yapılan devrenin yerleşim planı Şekil 4.9’da gösterilmiştir.



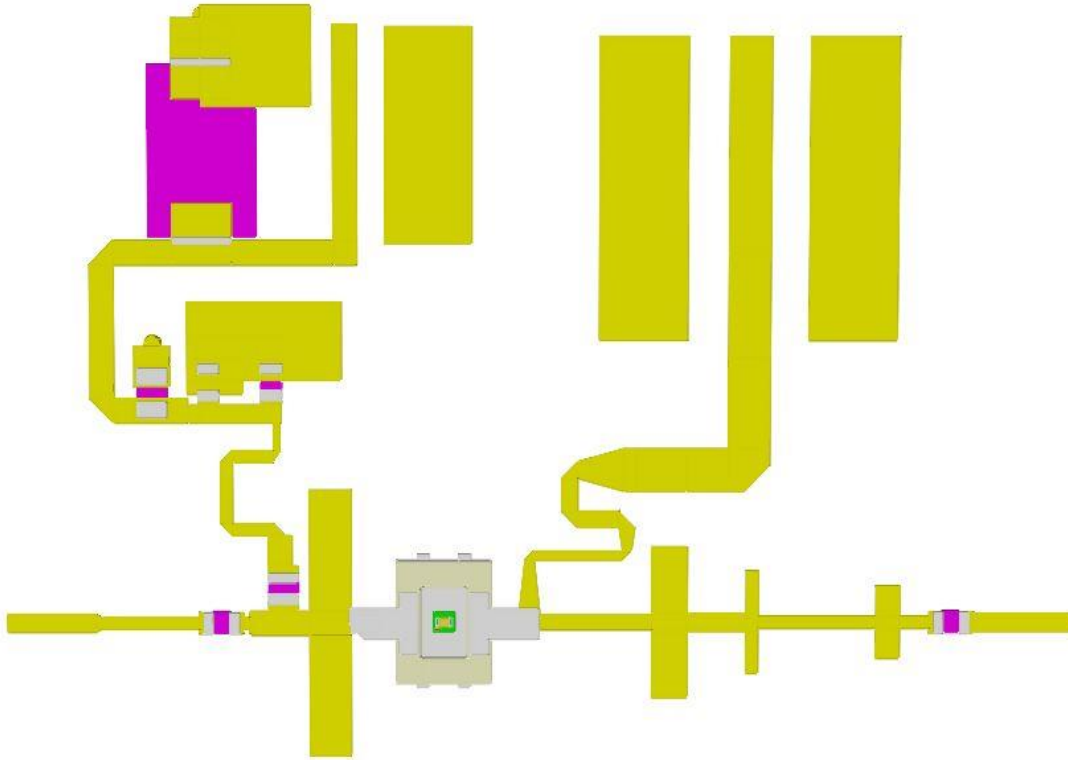
Şekil 4.6 : J sınıfı GK giriş katı.



Şekil 4.7 : J sınıfı GK çıkış katı.



Şekil 4.8 : Tasarlanan J sınıfı GK'nın giriş ve çıkış katının toplu devre elamanları ile gösterilimi.



Şekil 4.9 : J sınıfı GK üretim yerleşim planı.

4.4.1 J sınıfı güç kuvvetlendiricisinin gerçekleştirilmesi

Tasarımı yapılan devrenin ADS programı ile simülasyonu tamamlanıp ve baskı devreye hazır hale getirildikten sonra, devrenin PCB'si TÜBİTAK BİLGEM baskı

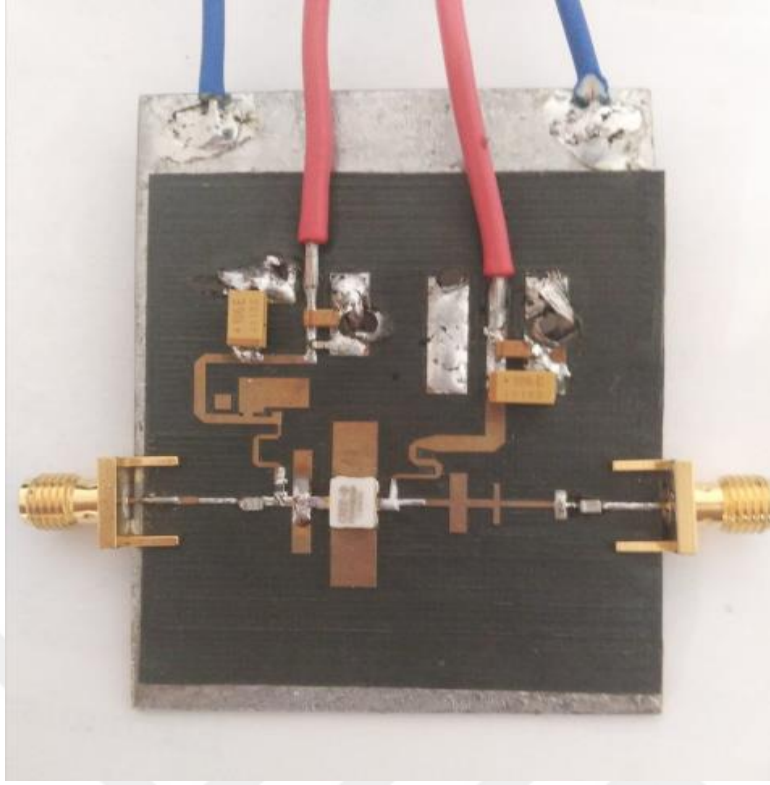
devre üretim laboratuvarında üretilmiştir. Üretilen devre kartının dizgisinde, transistör diğer elemanlara göre önce lehimlenmiştir. Eğer diğer elemanlar önce dizilirse, transistörün karta montajı sırasında yüksek sıcaklıktan dolayı elemanların bacak bağlantılarında lehim atması sonucunda temassızlık oluşabilir.

Üretilen kartta taban malzemesi olarak üçüncü bölümde ele aldığımız taban malzemesi seçim kriterine göre belirlenen Rogers firmasına ait yüksek frekans uygulamalarında kullanılan, düşük kayıplı RT5880 taban malzemesi kullanılmıştır. Kalınlığı 0.254mm olan dielektrik taban malzemesi seçilerek, yeterince düşük hat genişlikli mikroşeritlerle çok daha yüksek karakteristik empedans değerlerinin elde edilmesi imkanı yakalanmıştır.

Şekil 4.5'te görülen basitleştirilmiş J sınıfı güç kuvvetlendiricisinde, tasarımda akım kaynağı kullanılan eleman Cree firmasının CGH40010F modeli GaN transistörüdür. Bu transistörün sağladığı çıkış gücü 10 Watt'tır. Tasarımda kullanılan dizgisi yapılmış diğer elemanlar ise çizelge 4.1'de verilmiştir. Dizgisi tamamlanan devrenin fotoğrafı Şekil 4.10'da gösterilmiştir.

Çizelge 4.1 : Tasarlanan J sınıfı GK malzeme tablosu.

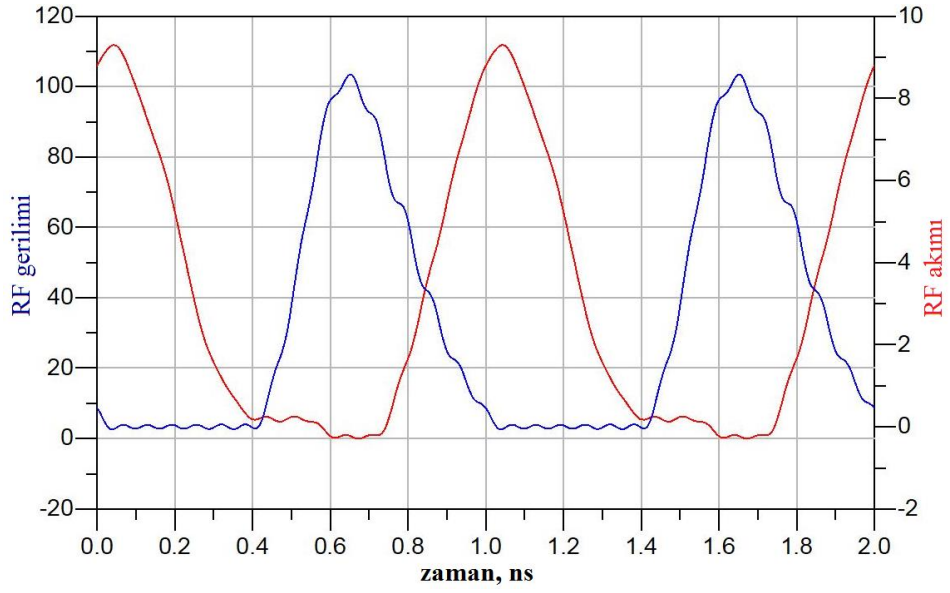
Kullanılan eleman	Adet
CGH40010F	1
3.6 pF ATC600 kondansatör	2
8.3 pF ATC600 kondansatör	2
0.3 pF ATC600 kondansatör	1
10 µF tantal C elektrolitik kondansatör	1
1 pF 0603 kılıf kondansatör	2
10 pF 0603 kılıf kondansatör	2
100 pF 0603 kılıf kondansatör	2
1 nF 0603 kılıf kondansatör	2
10 nF 0603 kılıf kondansatör	2
100 nF 0603 kılıf kondansatör	2
10 Ω 0603 kılıf direnç	1
150 Ω 0603 kılıf direnç	1
50 Ω dişi konnektör	2
50 Ω SMA dişi konnektör	1



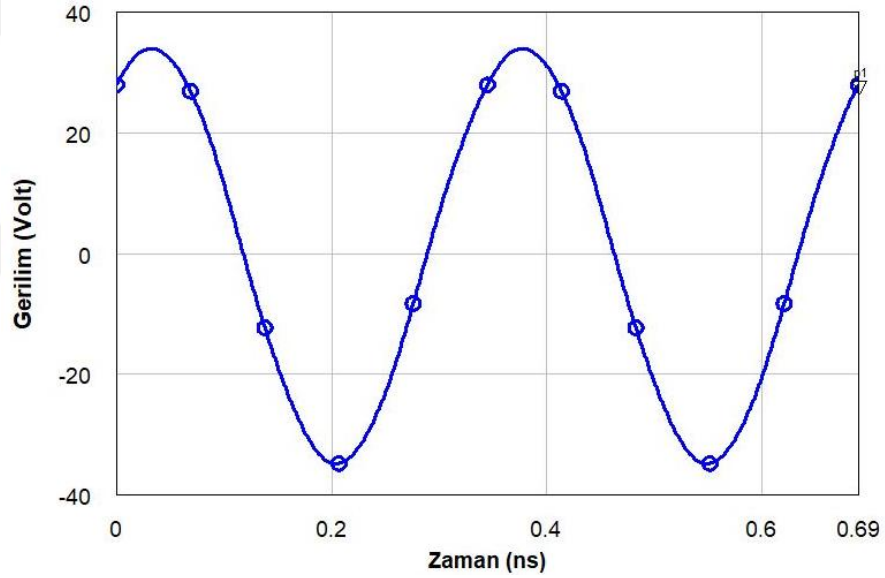
Şekil 4.10 : Elemanları dizilmiş J sınıfı GK kartı.

4.4.2 J sınıfı güç kuvvetlendiricisinin simülasyon ve ölçüm sonuçları

Tasarımı tamamlanmış devrenin simülasyon ve özellikle ölçüm için devredeki aktif ve pasif elemanların elektriksel çalışma koşulları belirlenir. Uygulanacak kutuplama gerilimi için transistörün üretici firma kılavuzundan (datasheet) geçit gerilimi aralığı belirlenir. Verilen geçit gerilimi aralığının en alt sınır değeri civarında bir gerilim geçite uygulanır. Bu gerilim değeri -4 V'tur. Daha sonra belirlenen savak gerilimi kademe kademe artırılarak uygulanır. Bu çalışmada uygulanacak savak gerilimi 28 V'tur. Devrede kutuplama için transistörün geçitine uygulanacak gerilimin değeri -3 V olarak belirlenmiştir. Bu değerde transistör aktif hale geçer. Seçilen transistör için besleme gerilimi $V_{DD} = 28 V$ 'tur ve merkez çalışma frekansı da $f_0 = 3 \text{ GHz}$ olacak şekilde belirlenmiştir. Bu şekilde transistör çalışır hale getirilmiş olur. Tasarımı yapılan J sınıfı güç kuvvetlendiricisinin, ADS simülasyonundan elde edilen savak akımı ve gerilimi dalga şekilleri grafiği Şekil 4.10'da gösterilmiştir. Elde edilen bu dalga şekilleri, J sınıfı çalışma modunda beklenen dalga şekilleriyle benzerdir. Ayrıca, güç kuvvetlendiricisinin temel yük çıkışında görülen gerilim dalga şekli Şekil 4.11'de gösterilmektedir.



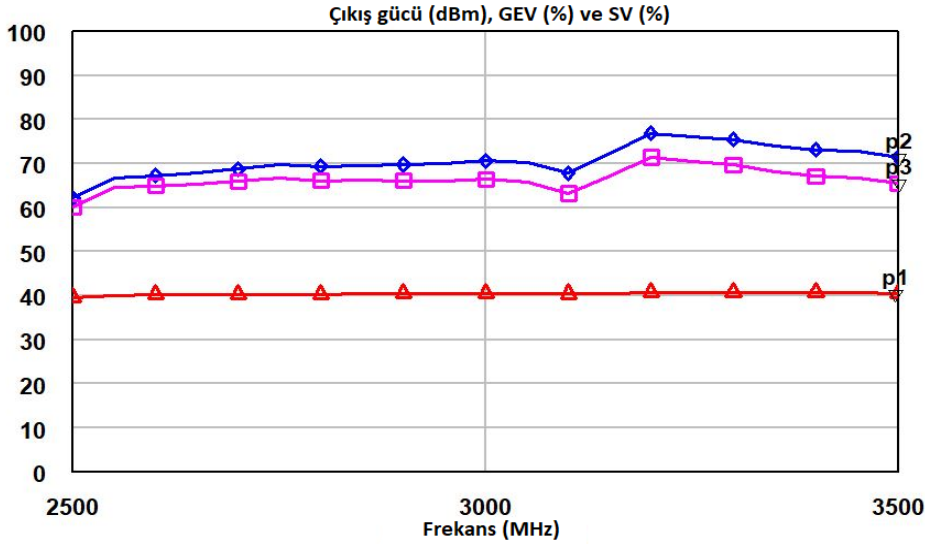
Şekil 4.11 : J sınıfı GK'nın RF savak akımı (kırmızı) ve gerilimi (mavi) dalga şekli.



Şekil 4.12 : J sınıfı GK'nın yük çıkışındaki RF gerilim dalga şekli.

Şekil 4.11 ve 4.12'deki gerilim dalga şekillerine baktığımızda, 3 GHz merkez frekanslı giriş işareti için savaktaki gerilim dalga şekli ikinci harmonikten dolayı yarı sinüzoidal şekle sahip iken; yük üzerinde görülen gerilim dalga şekli ise sinüzoidal dalga şekline sahiptir ve bu tasarlanan J sınıfı güç kuvvetlendiricisi için beklenen bir durumdur.

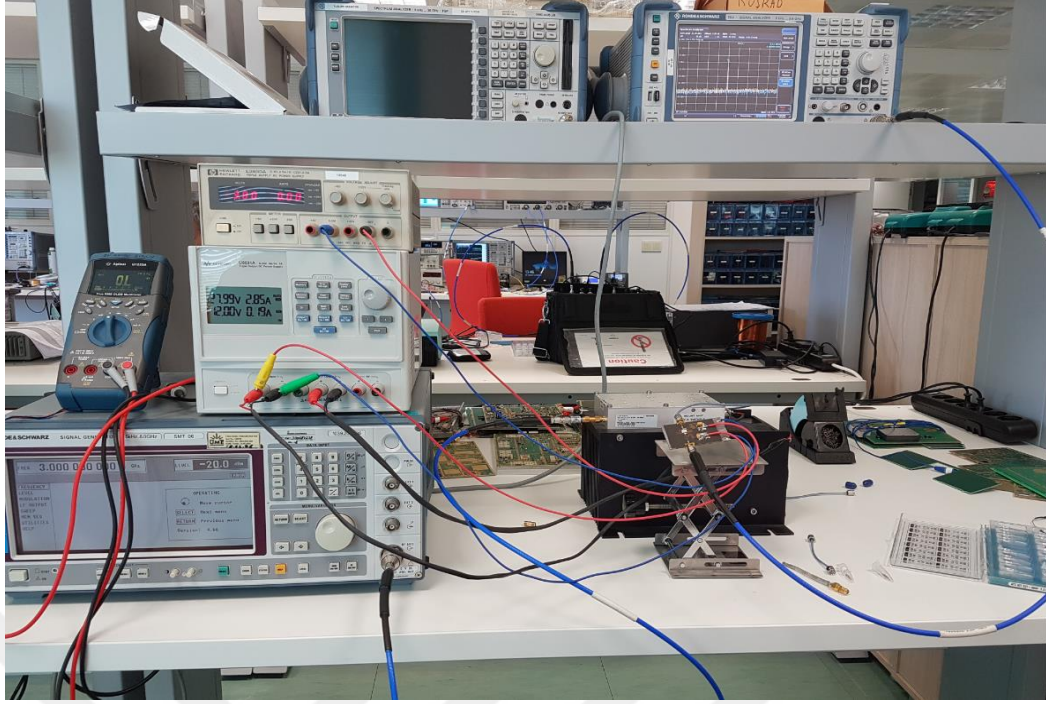
Tasarlanan J sınıfı güç kuvvetlendiricisi devresine maksimum 30 dBm (1 W) değerinde giriş işareti uygulandığında, elde edilen çıkış gücü, güç ekli verim ve savak veriminin simülasyon sonuçları Şekil 4.13'de gösterilmiştir.



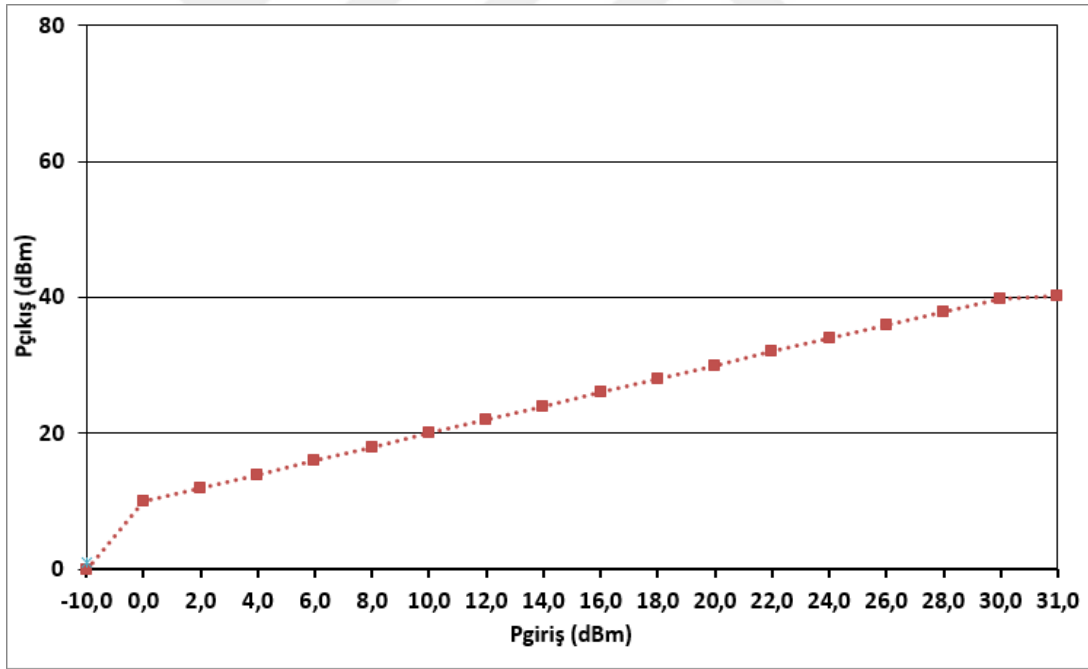
Şekil 4.13 : Frekansa bağlı olarak çıkış gücü (kırmızı), GEV (pembe) ve SV (mavi) grafiği (ADS simülasyon).

Şekil 4.13'te simülasyon grafiğine bakıldığında, J sınıfı güç kuvvetlendiricisinde 3 GHz frekansında yaklaşık güç ekli verim %69, savak verimi ise %71 civarındadır. 2.5-3.5 GHz frekans aralığında elde edilen çıkış gücünün değeri 40 dBm'dir.

Üretilen devrenin ölçümü için Şekil 4.14'teki ölçüm seti kurulmuştur. Ölçüm setinde; Rohde&Schwarz marka SMT 06 modelli sinyal üretici, giriş işaretini kuvvetlendirmek için Mini Circuits marka ZHL-16W-43 modelli ön kuvvetlendirici, besleme gerilimi için Keysight firmasının U8031A modelli güç kaynağı, kutuplama gerilimi için Hewlett Packard marka E3630A model güç kaynağı ve çıkış işaretini analiz etmek için Rohde&Schwarz marka FSV model spektrum analizör bulunmaktadır. Ölçüm yapılmadan önce CGH40010F transistörünün elektriksel dayanım sınırlarını (maksimum giriş akımı, maksimum besleme gerilimi gibi) kılavuz bilgilerine başvurarak belirlemek gerekir. Aksi halde, sınır değerlerinin üstünde bir işaret uygulandığında transistör zarar görebilir ve kullanılamaz hale gelir. J sınıfı güç kuvvetlendiricisi devresinde, 3 GHz frekanslı giriş işareti uygulanarak yapılan giriş gücünün değişimine karşı gelen çıkış gücünün değişim grafiği de Şekil 4.15'te verilmiştir. Grafiğe baktığımızda giriş gücü 10 dB kuvvetlendirilip çıkışa aktarılmıştır. Giriş gücünün belli bir maksimum değerinde çıkış gücü beklenen değerinde çıkmaz. Bu giriş gücü değeri grafikte yaklaşık olarak 30 dBm civarındadır. Bu değerden daha büyük giriş güçlerinde transistör doymaya başlar ve çıkış gücü artış eğimi azalır. Ayrıca, transistörün bozulma sınırında elde edilen çıkış gücü değeri ise maksimum 40.2 dB olarak ölçülmüştür.



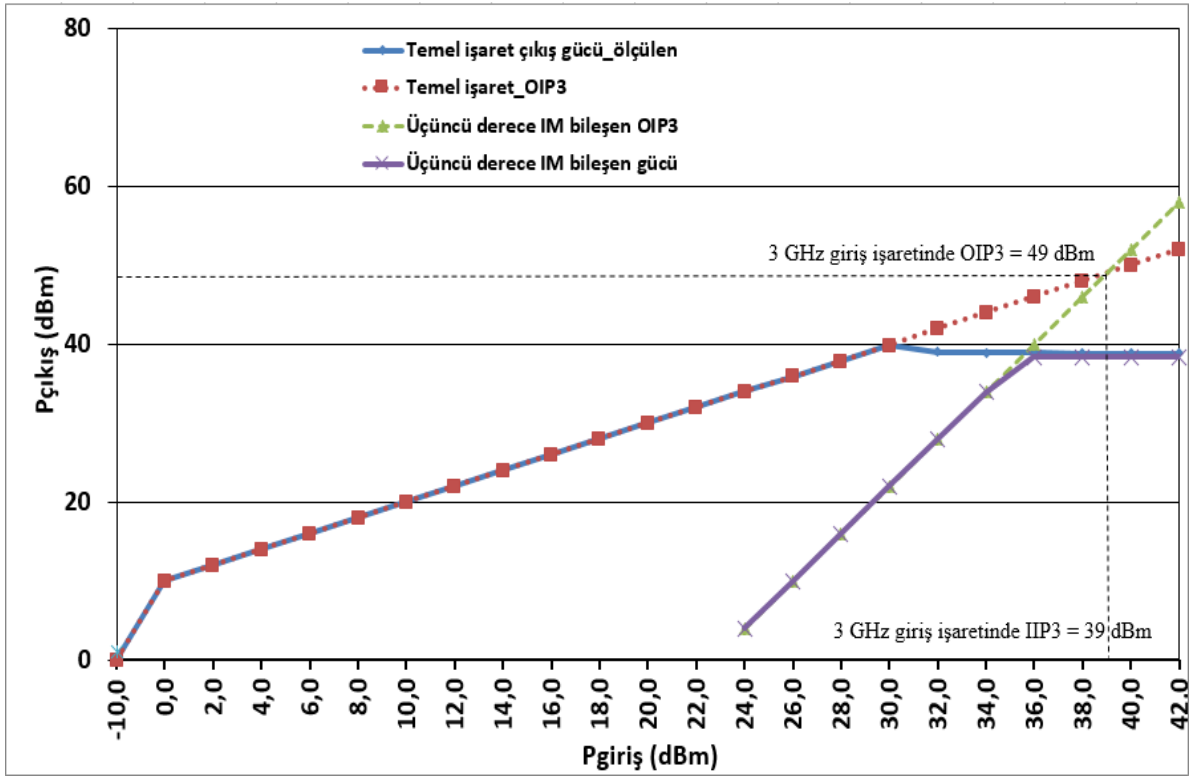
Şekil 4.14 : Tasarlanan J sınıfı güç kuvvetlendiricisinin ölçüm düzeneği.



Şekil 4.15 : 3 GHz frekanslı giriş işaretinin, giriş gücünün değişimine bağlı çıkış gücü grafiği (ölçüm).

Bir güç kuvvetlendiricisinde, belli bir giriş gücü noktasında temel işaretin çıkış gücü ile üçüncü dereceli IM bileşenlerinin gücü eşit olur. Bu noktadaki giriş gücü seviyesine üçüncü dereceden giriş kesişim noktası (IIP3) ve buna karşı gelen çıkış gücü noktasına da üçüncü derece çıkış kesişim noktası (OIP3) denilmektedir. Şekil 4.16'da bu

değerler görülmektedir. Bu çalışmada üretilen J sınıfı güç kuvvetlendiricisi için OIP3 değeri 49 dBm'dir (3 GHz frekanslı giriş işaretinde).



Şekil 4.16 : 3 GHz frekanslı giriş işareti uygulanarak, giriş gücü değişimine karşılık ölçülmüş temel işaret ve üçüncü IM bileşenlerinin çıkış güçleri ve IIP3 ve OIP3 noktalarının gösterilimi.

Kurulan ölçüm setinde, sinyal üreticinin çıkışı 2.5 GHz ile 3.5 GHz arasında değiştirilerek, üretilen J sınıfı GK'nın çıkışında her bir frekans değeri için elde edilen çıkış gücü, güç ekli verim ve savak verimi değerleri Çizelge 4.2'de verilmiştir.

Çizelge 4.2 : Her bir frekansa karşılık gelen J sınıfı GK ölçüm sonuçları.

Frekans (GHz)	Çıkış gücü (dBm)	GEV (%)	SV (%)
2.5	39.34	61.27	62.72
2.6	39.32	63.84	65.21
2.7	39.81	64.82	66.75
2.8	39.87	65.24	67.04
2.9	39.15	68.25	68.74
3.0	39.84	68.72	70.23
3.1	39.46	67.27	67.09
3.2	39.32	66.81	67.17
3.3	39.13	65.27	66.28
3.4	38.91	67.26	69.41
3.5	38.76	67.16	68.92

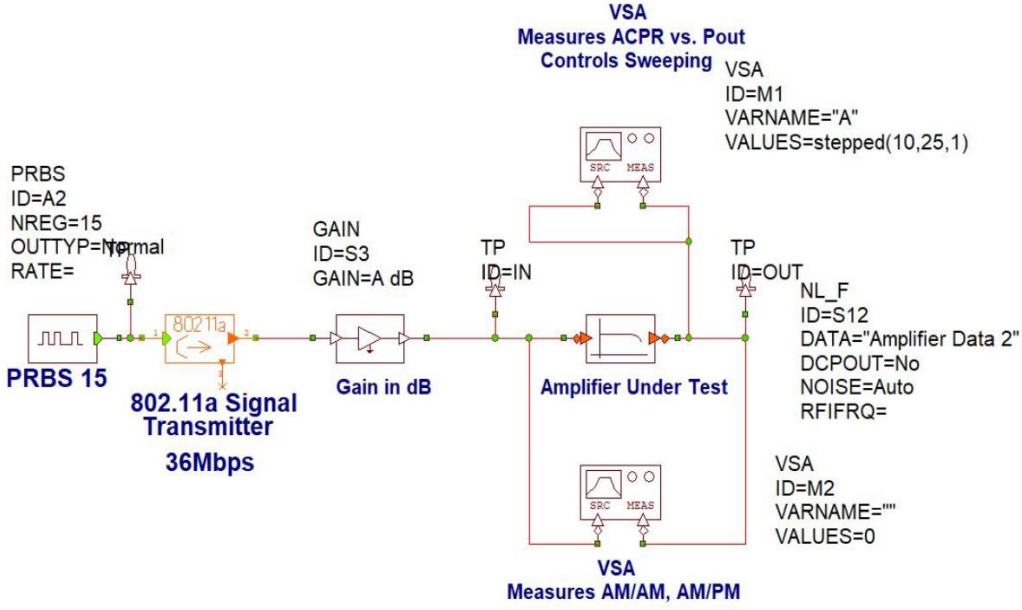
Güç kuvvetlendiricilerinde tasarım kriterlerinden olan harmonik bileşenlerin değeri, tasarlanan güç kuvvetlendiricisinin işareti ne kadar doğrusal kuvvetlendirdiğini anlamak için kurulan ölçüm setinde ölçülmüştür. Çizelge 4.3'te ölçüm sonucu elde edilen 2.5 GHz ile 3.5 GHz arasındaki her bir frekansta görülen harmonik değerleri görülmektedir. J sınıfı çalışmada transistörün çıkış kapasitesini kullanarak kayda değer ikinci harmonik bir bileşen oluşturulduğu için, ikinci harmonikte ölçülen değerlerin yüksek olması beklenen bir durumdur. Diğer üç harmonik bileşenin ölçülen değerlerinin çok düşüktür. Bu yüzden, bu çalışmada tasarım ve üretimi yapılan J sınıfı güç kuvvetlendiricisinin oldukça doğrusal çalışma şekli gösterdiği sonucu ortaya çıkar.

Çizelge 4.3 : Ölçüm sonucu elde edilen harmonik bileşen değerleri.

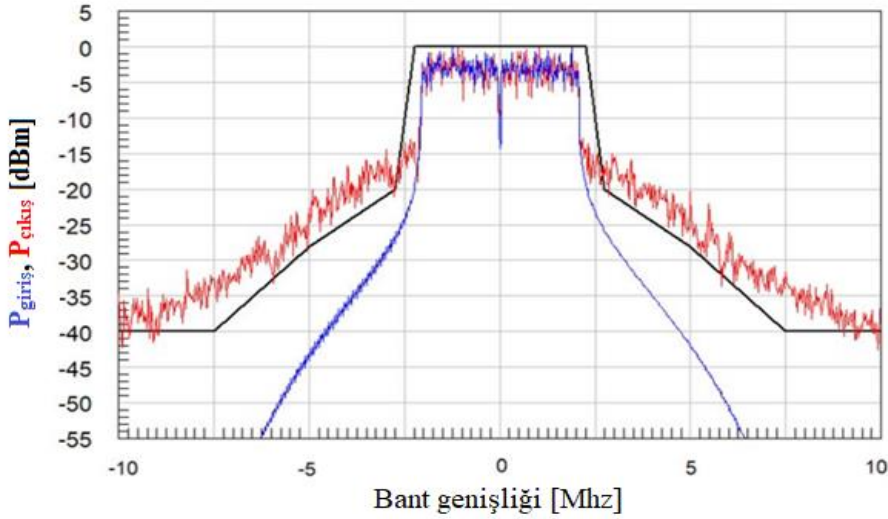
Frekans [GHz]	2. harmonik [dBm]	3. harmonik [dBm]	4. harmonik [dBm]	5. harmonik [dBm]
2.5	12.41	-22.47	-32.6	-24.8
2.6	12.52	-16.76	-19.58	-9.23
2.7	14.59	-3.67	-17.02	-3.45
2.8	15.78	2.62	-21.17	-29.19
2.9	16.11	4.32	-16.23	-28.73
3.0	20.41	4.71	-1.25	-3.94
3.1	18.53	5.93	-11.68	-22.71
3.2	7.47	7.75	-8.34	-20.14
3.3	6.82	2.34	-5.92	-12.23
3.4	6.41	-8.69	-3.75	-9.81
3.5	4.83	-16.35	-1.84	-18.3

Son olarak, J sınıfı güç kuvvetlendiricisinin doğrusallık ölçütünü belirleyen parametrelerden bir diğeri olan ACPR değerinin benzetimi yapılmıştır. AWR'de kurulan ölçüm seti Şekil 4.17'de gösterilmektedir. Ölçüm için 5 MHz bant genişlikli modülasyonlu WCDMA test sinyali kullanılmıştır.

Benzetim sonucu elde edilen grafik Şekil 4.18'de görülmektedir. ACPR değerinin yaklaşık olarak -30 dBc civarında olduğu görülmektedir. Bu değere baktığımızda işaretin oldukça doğrusal kuvvetlendirildiği sonucu ortaya çıkar.



Şekil 4.17 : ACPR simülasyonu için benzetim düzeneği.



Şekil 4.18 : 5 MHz'lik WCDMA sinyali uygulandığında, çıkışta elde edilen ACPR grafiği ve temel işaret ile ± 10 MHz komşuluklu işaretlerin durumu.

J sınıfı çalışma modunun literatüre girdiği günden bugüne kadar yapılan çalışmalarda elde edilen sonuçlar, karşılaştırma yapabilmek için Çizelge 4.4'te özetlenmiştir. Çizelge 4.4, J sınıfı güç kuvvetlendiricisinde hangi transistör teknolojisinin kullanıldığını ve kullanım yerini, frekans bandı, temel frekans, çıkış gücü, verim, kazanç ve ACPR değerlerini içermektedir. Çizelge 4.4'te en son satırda ise bu çalışmadan elde edilen sonuçlar verilmiştir.

Çizelge 4.4 : Literatürde bulunan J Sınıfı GK çalışmaları ve ölçüm sonuçları.

Kaynak	Çalışma bandı (GHz)	Temel frekans (GHz)	Çıkış gücü (dBm)	Verim (%)	Kazanç (dB)	ACPR (dBc)	Kullanılan alan/ transistör teknolojisi
Wright ¹	1.35-2.25	1.8	9-11.5	60-70 SV	10.2–12.2	-25	Radar ve ECM /GaN HEMT
Wang ²	1.4–2.6 GHz	2	39.5±0.5	60-70 SV	13	-	WiMAX ve 4G/GaN HEMT
Parveg	230 MHz	1	41.5	77 GEV	-	-	Baz istasyonları /Si-LDMOS
Moon	10 Mhz	2.14	40.5	77.3 GEV	-	-	GaN HEMT
Mimis (2011)	~140 Mhz	2.13	39.7	64.5 GEV	-	-	Modern haberleşme sistemleri/GaN HEMT
Alavi	-	2.14		63 SV	-	-	W-CDMA sinyalleri için yapılan bir çalışma/ 2W LDMOS
Anderson	-	2.08	38	62-71 GEV	-	-	Kablosuz haberleşme/GaN HEMT
Mimis (2012)	1.6–2.2	-	40	55 SV	-	-	4G/GaN HEMT Hibrid-J
Mimis (2012)	0.5–1.8	-	39	50 SV	-	-	4G/GaN HEMT Hibrid-J
Ayora ³	-	0.85	36.7	43.5 GEV	-	-32	3G ve 4G/GaN HEMT
Wu (2012) ⁴	0.5-0.9	0.7	30.9	62 KV	-	-28	LTE/0.35 µm SiGe BiCMOS
Ma (2013) ⁵	1.65-2.70	2	40.5	55-72 SV	-	-30	4G mikro baz istasyonları/GaN HEMT
Rezaei (2013b)	1.6-3	-	40 ± 0.5	57-67 GEV	-	-	Bilişsel radyo uygulamaları/GaN HEMT
Ma (2014)	1.6-2.5	-	40	60 GEV	-	-	4G geniş bant uygulamaları/GaN HEMT
Sharma ⁶	1.5-2.7	-	39	60 SV	-	-	Geniş bant uygulamalar/GaN HEMT
Sarkar ⁷	27-29	28	18.6	35.3 GEV	-	-	MMG gigabit haberleşme sistemleri/ 120-nm SiGe BiCMOS
Guan ⁸	1.8-2.2	2	40.5	77.1 GEV	-	-	RF Kablosuz vericiler/GaN HEMT

Çizelge 4.4 (devam) : Literatürde bulunan J Sınıfı GK çalışmaları ve ölçüm sonuçları.

Friescik	-	-	37	70 SV	-	-	Geniş bant kablosuz haberleşme/ GaN HEMT
Bukvic (201) ⁹	1.3-1.75	1.5	38	70 SV	-	-	WiMAX, 4G/ GaN HEMT
Alizadeh (2016)	3.5-7	5	27.8	62 GEV	11	-37	WiMAX, 4G, 5G/ 0.1- μ m AlGaAs-InGaAs pHEMT
Jagadhes. Chen ¹⁰	1.7-2.05	-	28	41-56 GEV	-	-30	LTE/2- m InGaP/GaAs HBT
Li ¹¹	-	30	10.8	32.4 GEV	9.1	-	120 nm SiGe HBT
Boutayeb	2.85-4.5	-	11.7-15.8	73 GEV	-	-31.5	GaN HEMT
Frounzafar	8.8-9.6	9.3	37.2	58 GEV	14	-	6 watts GaN HEMT
Ayoub	2.2 -3.45	3	24.1	69	11.5	-	130 nm SOI technology LDMOS
Ayoub	-	28	14	32 GEV	8.7	-	5G sistemleri/28-nm UTBB FD-SOI W= 250 μ m
Ayoub	-	28	15.11	36.16 GEV	8.1	-	5G sistemleri/28-nm UTBB FD-SOI W= 350 μ m
Alizadeh ¹²	-	1	28.1	62 GEV	18	-	0.25- μ m AlGaAs-InGaAs pHEMT
Meng	1	2.5	33	58-72 GEV	11.5-12.5	-50	Modern kablosuz haberleşme/GaN HEMT
Alizadeh ¹³	1.5-10	6.5	30.7	44 GEV	10.5	-	0.25- μ m AlGaAs-InGaAs pHEMT
Alizadeh ¹⁴	-	5/10	26.9/26	49/46 SV	13.4/7.8	-	Çift bant 0.10- μ m GaAs pHEMT
Alizadeh ¹⁴	-	6/16	26/25.5	55/53 SV	14.5/9	-	Çift bant 0.25- μ m GaAs pHEMT
Du	1.5-2.5	2	38.5-40.5	52-71.1 GEV	12	-	Geniş bant kablosuz haberleşme/GaN HEMT
Hanna	20-32	28	16.3	39 GEV	18	-	5G uygulamaları/28nm CMOS FD-SOI
Bukvic ¹⁵	-	1.5	31.4	35.95 SV	-	-36.82	Yazılım tabanlı ve bilişsel radyo vericileri/ GaN HEMT
Akwuruoha	2-2.2	-	43.9	66.7 GEV	11.9	-	GaN HEMT

Çizelge 4.4 (devam) : Literatürde bulunan J Sınıfı GK çalışmaları ve ölçüm sonuçları.

Bukvic ¹⁶	1.2-1.8	1.5	38	60 SV	17.4	-	Yazılım tabanlı ve bilişsel radyo/GaN HEMT
Dong	2.1-4.5	3.5	19-22	43.7-45.1 GEV	-	-	Modern kablosuz haberleşme/0.18 μ m CMOS
Alizadeh ¹⁷	0.92-1.4	1	27.2	61 GEV	17.8	-20	0.25- μ m GaAs pHEMT
Amirpour	1.7-2.3		36-36.7	40-50 GEV	10.5-15		Genişbant GK/GaN
Liu	4.9-5.9	5.5	37-37.68	48.3-54.6 GEV	-	-	5-GHz WLAN 802.11ax uygulamaları/0.25- μ m GaN-on-SiC
Bu tez çalışması	2.5-3.5	3	39.84	68.72 GEV	10	-30	Kablosuz haberleşme uygulamaları/GaN HEMT

Dipnotlar:Değerler ölçüm sonuçlarına göre verilmiştir.

¹ Çizelgedeki çıkış gücü değeri (Watt) cinsindedir.

² Belirtilen değerler 2 dB bastırma noktası (P_{2dB}) içindir.

³ 15 MHz OFDM giriş sinyali ile WCDMA için yapılmıştır. (PAPR = 5 dB)

⁴ Doğrusal bölgede -28 dBc harmonik bastırmaya sahip.

⁵ Ölçüm 27.2 dBm sürekli dalga girişle yapılmıştır. Çıkış gücü P_{1dB} bastırma noktasındaki değerdir.

⁶ Çizelgedeki değerler sadece simülasyon sonuçlarıdır.

⁷ Özet kısmında silikon teknolojileri arasında, verilen frekans ve 1 dB bastırma noktasında en yüksek tepe güç ekli verime sahip uygulama olduğu belirtiliyor.

⁸ Belirtilen değerler simülasyon sonucudur. Elde edilen değerler giriş sinyali 27 dBm iken alınmıştır.

⁹ Belirtilen değerler 2 dB bastırma noktası (P_{2dB}) içindir.

¹⁰ Belirtilen değerler doyma sınırına göre değildir; OP_{1dB} noktasına göre verilmiştir.

¹¹ Çizelgedeki çıkış gücü değeri (Watt) cinsindedir.

¹² "Investigation of a class-J mode power amplifier in presence of a second-harmonic voltage at the gate node of the transistor" adlı makale.

¹³ "Distributed class-J power amplifiers" adlı makale

¹⁴ "Dual-band design of integrated class-J power amplifiers in GaAs pHEMT technology" adlı makale.

¹⁵ "Characterization of nonlinearities in a class-J power amplifier" adlı makaleden alınmıştır. Ölçümler 3.84 MHz bant genişliğine sahip WCDMA sinyali için yapılmıştır.

¹⁶ "Reconfigurable and tunable efficient power amplifiers for transmitters in telecommunication devices" adlı makale. Çizelgedeki çıkış gücü ve güç ekli verim değerleri, 25 dBm giriş gücüne karşılık gelir.

¹⁷ "Waveform engineering at gate node of class-J power amplifiers" adlı makale.



5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Doğrusal bir güç kuvvetlendiricisi uygulamasında daha yüksek verim elde etmenin klasik bir tekniği, AB/B sınıfı çalışmadır. AB/B sınıfı çalışmada, savak ucunda temel frekansta yükte saf direnç olması için ve sinüzoidal gerilim elde etmek için tüm harmoniklerde kısa devre yük sonlandırmaları gerekir. İkinci harmoniğin kısa devre sonlandırılması; ikinci harmonik frekansta bir dizi kapasite ve indüktörün bir şönt kolu olan savakta, ikinci harmonik rezonatör filtre oluşturularak gerçekleştirilir. Geniş bant güç kuvvetlendirici tasarımlarında, tüm bant genişliği boyunca iki farklı rezonans frekansı için, ayrı iki harmonik filtre gereklidir. Böyle bir yaklaşım, empedans uyumlama koluna ekstra eleman ekler ve bu da devre boyutunu arttırır. Ayrıca, bu teknik geniş bant boyunca yüksek verimin elde edilmesine yönelik bir sınırlama getirir. J sınıfı güç kuvvetlendiricisi uygulamasında ise, ikinci harmonikte kısa devre bir sonlandırma gerekmediğinden, savak ucunda ikinci harmonik için bir filtreleme devresi gerekmez. Bu nedenle, daha yüksek pratik verim elde edilir ve uyumlama katında daha az eleman ile geniş bant genişliklerinde tasarım gerçekleştirilebilir.

J sınıfı temel ve harmonik yüklerinin uygulanması, savak ucunda bir şönt kondansatörü içerecek şekilde çıkış uyumlama katı gerektirir. Endüktif reaktanslı olması gereken temel yükü elde etmek için uyumlama katı, kondansatörden önce rezistif direnç yükü oluşturulmadan önce daha yüksek endüktif bir reaktans sağlamalıdır. J sınıfı çalışmada yük uygulamasının, yüke aktarılan harmoniklerin azaltılmasında avantajlı olduğu gösterilmiştir. Kapasiteden önce oluşturulan yüksek endüktif reaktans, yüke aktarılan harmonikleri zayıflatmak için bir RF boğucu bobin görevi görür.

Bu tez çalışmasında simülasyonu ve gerçekleştirmesi yapılan J sınıfı tasarımda tek bir transistörle; doğrusal, geniş bantlı, yüksek çıkış ve yüksek verim sunan bir güç kuvvetlendiricisi tasarımı gösterilmiştir. J sınıfı güç kuvvetlendirici tasarımı ile, klasik doğrusal çalışma sınıflarının doğrusallık ve yüksek verim sunan güç kuvvetlendiricilerinin yüksek verim özellikleri bir araya getirilmiştir.

Ayrıca, J sınıfı güç kuvvetlendiricilerinin yapısal olarak fazla eleman gerektirmeden, geniş bantlı işaretlerin yüksek verimde ve doğrusal çalışmasına uygun bir topolojik yapıya sahip olduğu da gösterilmiştir. Bu çalışmada tasarlanan J sınıfı güç kuvvetlendiricisinde simülasyonda 40 dBm ve ölçümlerde 39.84 dBm çıkış gücü elde edilmiştir. Güç ekli verim değerleri, 3 GHz frekanslı giriş işareti uygulandığında simülasyon ve ölçüm için sırasıyla % 69 ve % 68 olarak görülmüştür. Kazanç, 2.5-3.4 GHz frekans aralığında 10 dB civarında oldukça düz seyretmektedir. Doğrusallık değerlendirilmesi için yapılan ölçümlerde, harmoniklerin oldukça düşük seviyelerde ve ACPR değerinin -30 dBc civarında olduğu görülmüştür. Harmonik değerlerine ve ACPR değerine bakıldığında, tasarlanan ve üretilen J sınıfı güç kuvvetlendiricisinin doğrusal çalışma sergilediği görülmektedir. Bu çalışmaya benzer çalışmalardaki ölçüm değerleri ile bu çalışmadaki ölçüm sonuçları karşılaştırıldığında benzerlik göstermektedir.

Şu ana kadar yapılan literatürdeki çalışmalar ile yüksek frekanslarda daha yüksek bant genişliklerinde çalışma olanakları gösterilmiştir. Bu çalışmalara literatürde, “dinamik yük modülasyon yöntemi ile bant genişliğini artırma”, “transistör geçidinde dalga şekillendirme yöntemi” ve “ikinci harmonik bileşenin geçit giriş işaretine kazandırılması” gibi başlıklarla rastlanmaktadır. Bu tür çalışmalarla etkin bant genişliğini ve verimi artırma üzerine araştırmalar devam etmektedir. Böylece, tek bir transistör kullanarak yüksek çıkış gücü ve verim elde etmenin yanında, doğrusal ve geniş bantlı bir güç kuvvetlendiricisi tasarımı gerçekleştirilmiş olacaktır.

KAYNAKLAR

- Aaen, P. H., Pla, J. ve Wood, J.** (2007). *Modeling and Characterization of Rf and Microwave Power Fets*. USA: Cambridge University Press.
- Akwuruoha, C. N., Hu, Z. H. ve Licea, Y. J.** (2017). Microstrip Non-Foster Circuit High Efficiency High Power Class-J GaN HEMT Amplifier, *2017 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS)*, 1-4. IEEE.
- Alavi, M. S., Rijs, F. V., Marchetti M., Squillante, M., Zhang, T.,Vreede L. C. N.** (2011). Efficient LDMOS device operation for envelope tracking amplifiers through second harmonic manipulation, *Microwave Symposium Digest in IEEE MTT-S International*, 1-4.
- Alizadeh, A. ve 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.
- Alizadeh, A. ve Medi, A.** (2017a). Distributed class-J power amplifiers, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **65**, 2, 513-521.
- Alizadeh, A. ve Medi, A.** (2017b). Investigation of a class-J mode power amplifier in presence of a second-harmonic voltage at the gate node of the transistor, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **65**, 8, 3024-3033.
- Alizadeh, A., Frounchi, M. ve Medi, A.** (2017c). Waveform engineering at gate node of class-J power amplifiers, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **65**, 7, 2409-2417.
- Alizadeh, A., Frounchi, M. ve Medi, A.** (2017d). Dual-band design of integrated class-J power amplifiers in GaAs pHEMT technology, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **65**, 8, 3034-3045.
- Amirpour, R., Darraji, R., Ghannouchi, F. ve Quay, R.** (2017). Enhancement of the broadband efficiency of a class-J power amplifier with varactor-based dynamic load modulation, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **27**, 2, 180-182.
- Andersson, C.** (2013). *High Efficiency Microwave Amplifiers and SiC Varactors Optimized for Dynamic Load Modulation* (Doctoral dissertation). Retrieved from: Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden.
- Andersson, C., Gustafsson, D., Yamanaka, K., Kuwata, E.,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.

- Ayora, M. J. M., Martinez, M. A., Garcia, J. A., Tosina, J. R., Cadenas, C. C.** (2012). Linearization and EVM enhancement of an efficient class J amplifier for 3G and 4G mobile communication signals, *In Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC), 2012 Workshop*, 1-4. IEEE.
- Ayoub, M. J., Alloush, M., Mohsen, A., Harb, A., Deltimple, N. ve Serhane, A.** (2017). Class AB vs. class J 5G power amplifier in 28-nm UTBB FD-SOI technology for high efficiency operation, *Microelectronics (ICM), 2017 29th International Conference on*, 1-4. IEEE.
- Bahl, I.** (2003). *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*. Boston: Artech House.
- Baliga, B. J.** (2005). *Silicon RF Power MOSFETS*. USA: World Scientific.
- Boutayeb, S., Giry, A., Serhan, A., Arnould, J. D. ve Larroze, E.** (2017). Output matching network design for broadband class B/J power amplifier, *Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), 2017 13th Conference on*, 41-44. IEEE.
- Bowick, C., Ajluni, C. ve Blyler, J.** (2007). *RF Circuit Design*. USA: Newnes.
- Bukvic, B. ve Ilic, M. M.** (2016). Simple design of a class-J amplifier with predetermined efficiency, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **26**, 9, 699-701.
- Bukvic, B. ve Ilic, M. M.** (2017a). Characterization of nonlinearities in a class-J power amplifier, *Telecommunication Forum (TELFOR), 2017 25th*, 1-4. IEEE.
- Bukvic, B. ve Ilic, M. M.** (2017b). Reconfigurable and tunable efficient power amplifiers for transmitters in telecommunication devices, *Telecommunication Forum (TELFOR), 2017 25th*, 1-8. IEEE.
- Chen, C., Yang, X. ve Yoshimasu, T.** (2016). A 30-GHz band high-efficiency class-J power amplifier IC in 120-nm SiGe HBT technology, *Radio-Frequency Integration Technology (RFIT), 2016 IEEE International Symposium on*, 1-3. IEEE.
- Colantonio, P., Giannini, F. ve Limiti, E.** (2009). *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers*. New York: John Wiley.
- Cripps, S.C.** (2002). *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*. USA: Artech House.
- Cripps, S.C.** (2006). *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. USA: Artech House.
- Dong, Y., Mao, L. ve Xie, S.** (2017). Fully integrated class-J power amplifier in standard CMOS technology, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **21**, 1, 64-66.
- Du, X., You, C. J., Dhar, S.,Ghannouchi, F. M.** (2017). Analysis on the intrinsic design space of DLM continuous class-B/J power amplifier, *Microwave Conference (APMC), 2017 IEEE Asia Pacific*, 604-607. IEEE.
- Dye, D. ve Granberg, H.** (1993). *Radio Frequency Transistors*. USA: World Scientific

- Earlbacher, T.** (2014). *Lateral Power Transistors in Integrated Circuits*. Switzerland: Springer.
- Friesicke, C., Quay, R. ve Jacob, A. F.** (2015). The resistive-reactive class-J power amplifier mode, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **25**, 10, 666-668.
- Frounzafar, M., Fegghi, R., Baseri, J. ve Joodaki, M.** (2016). High efficiency 8.8-9.6 GHz class J power amplifier, *2016 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, 1-4. IEEE.
- Gilmore, R. ve Besser, L.** (2003). *Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems Volume II Active Circuits and Systems*. USA: Artech House.
- Grebennikov, A., Sokal, N. O. & Franco, M. J.** (2012). *Switchmode RF and microwave power amplifiers*. Academic Press.
- Guan, Y., Chen, W. ve Feng, Z.** (2012). High efficiency and wide band class-J Power amplifier using 2nd harmonic microstrip stub matching, *In Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2012 International Conference*, 1-4. IEEE.
- Hanna, T., Deltimple, N. ve Frégonèse, S.** (2017). A wideband highly efficient class-J integrated power amplifier for 5G applications, *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2017 15th IEEE International*, 325-328.
IEEE.<https://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber=8239375>
- Jagadheswaran, U. R., Ramiah, H., Mak, P. ve Martins R. P.** (2016). A 2-m InGaP/GaAs class-J power amplifier for multi-band LTE achieving 35.8-dB gain, 40.5% to 55.8% PAE and 28-dBm linear output power, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **64**, 1, 200-209.
- Li, Q., He, S., Shi, W., Dai, Z. ve Qi, T.** (2016). Extend the class-B to class-J continuum mode by adding arbitrary harmonic voltage elements, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **26**, 7, 522-524.
- Liu, B., Mao, M., Boon, C. C.,Fitzgerald, A.** (2018). A Fully Integrated Class-J GaN MMIC Power Amplifier for 5-GHz WLAN 802.11ax Application, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, *March 21*, 1-3.
- Ma, R., Goswami, S., Yamanaka, K., Komatsuzaki, Y. ve Ohta, A.** (2013). A 40-dbm high voltage broadband GaN class-J power amplifier for PoE micro-basestations, *In Microwave Symposium Digest, 2013 IEEE MTT-S International*, 1-5. IEEE.
- Ma, L., You, F., Hou, X.** (2014). An output match design method for high efficiency and broadband class-J PA, *power amplifiers for wireless and radio applications (PAWR), 2014 IEEE Topical Conference on*, 43-45.
- Meng, X., Yu, C., Liu, Y. ve Wu, Y.** (2017). Design approach for implementation of class-J broadband power amplifiers using synthesized band-pass and low-pass matching topology, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **65**, 12, 4984-4996.

- Moon, J., Kim, J. ve Kim, B.** (2011). 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.
- Mimis, K., Morris, K. A., ve McGeehan, J. P.** (2011). A 2GHz GaN class-J power amplifier for base station applications, *2013 IEEE 13th Topical Conference*, 5-8.
- Mimis, K., Morris, K. A., Bensmida, S. ve McGeehan, J. P.** (2012). Multichannel and wideband power amplifier design methodology for 4G communication systems based on hybrid class-J operation, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **60**, 8, 2562-2570.
- Parveg, D. R., Singerl, P., Wiesbauer, A., Nemati, H. M., Fager, C.** (2010). A broadband, efficient, overdriven class-J RF power amplifier for burst mode operation, *IEEE European Microwave Conference*, 1-4. IEEE.
- Razavi, B.** (2011). *RF Microelectronics*. USA: Prentice Hall.
- Refai, W. Y. ve Davis, W. A.** (2015a). A highly-efficient, broadband, class-J handset power amplifier using small-size matching network, *In Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2015 IEEE 16th Annual*, 1-4. IEEE.
- Refai, W. Y. ve Davis, W. A.** (2015b). A linear, highly-efficient, class-J handset power amplifier utilizing GaAs HBT technology, *In Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2015 IEEE 16th Annual*, 1-4. IEEE.
- Rezaei, S., Belostotski, L. ve Ghannouchi, F. M.** (2013a). 1.6 GHz – 3 GHz, 10W, 60% Efficiency Class-J PA for Cognitive Radio Applications, *Integrated Circuits Conference (MWSCAS), 2013 IEEE 56th International Midwest Symposium*, 72-74. IEEE.
- Rezaei, S., Belostotski, L., Ghannouchi, F. M. ve Aflaki, P.** (2013b). Integrated Design of a Class-J Power Amplifier, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **61**, 4, 1639- 1648.
- Sarkar, A. ve Floyd, B.** (2014). A 28-GHz Class-J Power Amplifier with 18-dBm output power and 35% peak PAE in 120-nm SiGe BiCMOS, *In Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), 2014 IEEE 14th Topical Meeting on*, 71-73. IEEE.
- Scaramuzza, P., Rubino, C., Tiebout, M. Bevilacqua, A.** (2017). Class-AB and class-J 22 dBm SiGe HBT PAs for X-band radar systems, *ESSCIRC 2017 - 43rd IEEE European Solid State Circuits Conference*, 1-4.
- Sharma, T., Darraji, R. ve Ghannouchi, F.** (2014). High Efficiency Continuous Mode Power Amplifiers using Waveform Engineering, *2014 14th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, 1-4. IEEE.
- Url-1** Datasheet, < <https://www.rogerscorp.com/documents/1100/acs/RT-duroid-5880LZ-High-Frequency-Laminates.pdf> >, erişim tarihi 9.10.2017.
- Wang, Y. ve Larsen, T.** (2015). Design of a High Efficiency GaN HEMT RF Power Amplifier *In Signals, Circuits and Systems (ISCSS), 2015 International Symposium on*, 1-4. IEEE.

- Wright, P., Lees, J., Benedikt, J., Tasker, P. J. ve 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.
- Wu, R., Lopez, J., Li, Y. ve Lie, D. Y. C.** (2012). A Highly Efficient 1-Watt Broadband Class-J SiGe Power Amplifier at 700MHz, *In Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), 2012 IEEE 12th Topical Meeting on*, 69-72. IEEE.
- Wu, T., Plett, C., Rogers, J. W. M. ve Li, M.** (2014). A Fully Integrated 1-4 GaN Class J Power Amplifier, *In Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2014 IEEE 15th Annual*, 1-3. IEEE.





ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Engin ÇAĞDAŞ
Doğum Tarihi ve Yeri : 1989 Arapgir/Malatya
E-posta : cagdase@itu.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU:

Lisans: İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik Mühendisliği