İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK VERİMLİ E SINIFI DENGELİ GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI İÇİN YENİ BİR YAKLAŞIM

DOKTORA TEZİ

Oğuzhan KIZILBEY

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Mühendisliği Programı

AĞUSTOS 2012

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK VERİMLİ E SINIFI DENGELİ GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI İÇİN YENİ BİR YAKLAŞIM

DOKTORA TEZİ

Oğuzhan KIZILBEY
(504082203)

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Osman PALAMUTÇUOĞULLARI

AĞUSTOS 2012

İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504082203 numaralı Doktora Öğrencisi **Oğuzhan KIZILBEY**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı **"YÜKSEK VERİMLİ E SINIFI DENGELİ GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI İÇİN YENİ BİR YAKLAŞIM"** başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Osman PALAMUTÇUOĞULLARI** .....
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Sıddık YARMAN** .....
İstanbul Üniversitesi

Prof. Dr. Ali TOKER .....
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Avni MORGÜL .....
Beykent Üniversitesi

Prof. Dr. Selçuk PAKER .....
İstanbul Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : **16 Temmuz 2012**
Savunma Tarihi : **28 Ağustos 2012**

Anneme, babama ve kardeşime,

ÖNSÖZ

Değerli bilgilerinden ve deneyimlerinden yararlandığım Sayın Prof. Dr. Osman PALAMUTÇUOĞULLARI'na, başta proje yöneticilerim Sayın Feyzullah YAYIL ve Sayın Muzaffer KİRAZ olmak üzere tüm TÜBİTAK BİLGEM RF laboratuvarı çalışanlarına ve hayatım boyunca bana destek olan, sevgisini benden hiç esirgemeyen aileme sonsuz sevgi, saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Temmuz 2012

Oğuzhan Kızılbey
(Elektronik Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ ..... **vii**
İÇİNDEKİLER ..... **ix**
KISALTMALAR ..... **xi**
ÇİZELGE LİSTESİ ..... **xiii**
ŞEKİL LİSTESİ ..... **xv**
ÖZET ..... **xix**
SUMMARY ..... **xxi**
1. GİRİŞ **1**
1.1 Tezin Amacı 1
1.2 Kaynakça Araştırması 3
2. GÜÇ KUVVETLENDİRİCİLERİ VE MİKROŞERİT HAT TASARIMI **5**
2.1 Giriş 5
2.2 Güç Kuvvetlendiricisi Sınıfları 5
2.3 E Sınıfı Güç Kuvvetlendiricileri 9
2.4 Mikroşerit Hat Tasarımı 15
2.5 Mikroşerit Hatlarda Süreksizlikler 16
3. 180° HİBRİT BAĞLAYICILAR **21**
3.1 Giriş 21
3.2 Halka Hibrit Bağlayıcı ve Matematiksel Analizi 22
3.3 Giderek İncelen Bağlaşık Hatlı Hibrit Bağlayıcı 26
3.4 Dalga Kılavuzlu Hibrit Bağlayıcı 27
4. ÖNERİLEN 180° HİBRİT BAĞLAYICILAR **29**
4.1 Klasik Halka Hibrit Bağlayıcı 29
4.1.1 Klasik halka hibrit bağlayıcı benzetimi 30
4.1.2 Klasik halka hibrit bağlayıcı benzetim sonuçları 30
4.1.3 Klasik halka hibrit bağlayıcı gerçeklemesi ve ölçüm sonuçları 32
4.2 Asılı Mikroşerit Hat 35
4.2.1 Asılı mikroşerit hat matematiksel analizi 36
4.2.2 Asılı mikroşerit hat benzetimi ve sonuçları 37
4.2.3 Asılı mikroşerit hat gerçeklemesi 39
4.3 Önerilen Geliştirilmiş Halka Hibrit Bağlayıcı 40
4.3.1 Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı benzetim sonuçları 41
4.3.2 Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı ölçüm sonuçları 42
4.4 Wilkinson Güç Bölücüden Türetilen Hibrit Bağlayıcı 45
4.4.1 Wilkinson güç bölücüden türetilen hibrit bağlayıcı benzetim sonuçları 47
4.4.2 Wilkinson güç bölücüden türetilen hibrit bağlayıcı gerçeklemesi ve ölçüm sonuçları 48
5. ÖNERİLEN TEK ÇIKIŞLI VE DENGELİ E SINIFI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİLERİ **53**
5.1 Klasik Tek Çıkışlı E Sınıfı GaN Güç Kuvvetlendiricisi 54
5.1.1 Klasik tek çıkışlı E sınıfı güç kuvvetlendiricisi tasarımı 56

5.1.2 Toplu devre elemanları ile elde edilen E sınıfı kuvvetlendirici benzetimi 58
5.1.3 Klasik E sınıfı güç kuvvetlendiricisinin eksiklikleri 60
5.2 Yeni Bir E Sınıfı Güç Kuvvetlendiricisi 60
5.2.1 Modifiye edilmiş tek çıkışlı E sınıfı güç kuvvetlendiricisi 61
5.2.2 Toplu parametreli devrenin elde edilmesi 61
5.2.3 Yeni yapının benzetimi ve klasik yapı ile karşılaştırılması 63
5.2.4 Yeni yapının dağılmış parametreli gerçeklenmesi 65
5.2.5 Modifiye edilmiş yapının tümleştirilmesi, analizi ve benzetimi 72
5.2.6 Transistör seçimi 79
5.2.7 Modifiye edilmiş tek çıkışlı E sınıfı güç kuvvetlendiricisinin gerçeklenmesi 79
5.3 Dengeli E Sınıfı GaN Güç Kuvvetlendiricisi 84
5.3.1 Dengeli E sınıfı güç kuvvetlendiricisi tasarımı ve benzetimi 85
5.3.2 Dengeli E sınıfı güç kuvvetlendiricisi gerçeklemesi ve ölçümler 85
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER 95
6.1 Önerilen Hibrit Bağlayıcılar İle İlgili Sonuçlar 95
6.2 Önerilen Tek Çıkışlı - Dengeli Güç Kuvvetlendiricileri İle İlgili Sonuçlar 96
6.3 Öneriler 98
KAYNAKLAR 99
ÖZGEÇMİŞ 103

KISALTMALAR

EM	**:** Elektromanyetik
GaN	**:** Galyum Nitrit
GEV	**:** Güç Ekli Verim
GK	**:** Güç Kuvvetlendiricisi
HEMT	**:** Yüksek Elektron Mobiliteli Transistör
HFET	**:** Karma Yapılı Alan Etkili Transistör
LDMOS	**:** Yanal Dağınık Metal Oksit Yarıiletken
RF	**:** Radyo Frekansı
TWTA	**:** Gezgin Dalga Tüpü Yükselteci

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 4.1 : Klasik halka hibrit bağlayıcı benzetim sonuçları 32
Çizelge 4.2 : Klasik halka hibrit bağlayıcı ölçüm ve benzetim sonuçları karşılaştırması 35
Çizelge 4.3 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı benzetim sonuçları..... 42
Çizelge 4.4 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı ölçüm ve benzetim sonuçları karşılaştırması..... 45
Çizelge 4.5 : Wilkinson güç bölücüden türetilen hibrit bağlayıcı benzetim sonuçları 48
Çizelge 4.6 : Wilkinson güç bölücüden türetilen hibrit bağlayıcı ölçüm ve benzetim sonuçları karşılaştırması..... 51
Çizelge 5.1 : E sınıfı kuvvetlendiricinin hesaplanan toplu devre eleman değerleri .. 57
Çizelge 5.2 : Klasik tek çıkışlı E sınıfı kuvvetlendirici verim ve çıkış gücü benzetim sonuçları 59
Çizelge 5.3 : Tek çıkışlı kuvvetlendirici verim ve çıkış gücü benzetim sonuçları 78
Çizelge 5.4 : Yüksek sıklık, yüksek güç transistörlerinin karşılaştırılması..... 79
Çizelge 5.5 : Tek çıkışlı E sınıfı kuvvetlendirici malzeme listesi 80
Çizelge 5.6 : 20 Volt savak gerilimi altında tek çıkışlı E sınıfı kuvvetlendirici ölçüm sonuçları..... 82
Çizelge 5.7 : Dengeli E sınıfı kuvvetlendirici verim ve çıkış gücü benzetim sonuçları..... 85
Çizelge 5.8 : Dengeli E sınıfı kuvvetlendirici malzeme listesi..... 86
Çizelge 5.9 : 20 Volt savak gerilimi altında dengeli E sınıfı kuvvetlendirici ölçüm sonuçları..... 87
Çizelge 5.10 : Tek çıkışlı ve dengeli E sınıfı kuvvetlendiricilerin çıkış gücü, verim ve harmoniklerinin ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması..... 88
Çizelge 6.1 : Hibrit bağlayıcıların ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması 95
Çizelge 6.2 : Kaynakçalardaki bazı hibrit bağlayıcılarla karşılaştırma 96
Çizelge 6.3 : Kaynakçalardaki bazı GaN E sınıfı kuvvetlendiricilerle karşılaştırma 97

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Genelleştirilmiş güç kuvvetlendiricisi devresi 6
Şekil 2.2 : F sınıfı güç kuvvetlendiricisi devresi 8
Şekil 2.3 : E sınıfı güç kuvvetlendiricisi devresi 10
Şekil 2.4 : E sınıfı güç kuvvetlendiricisi gerilim akım dalga şekilleri..... 10
Şekil 2.5 : Mikroşerit hat kesiti 15
Şekil 2.6 : Basamaklı süreksizlik modeli..... 17
Şekil 2.7 : Kırpılmış ve kırpılmamış köşe dönüşleri 18
Şekil 3.1 : Genelleştirilmiş hibrit bağlayıcı referans devresi..... 21
Şekil 3.2 : Klasik halka hibrit bağlayıcı tek çift mod analizi durum 1 22
Şekil 3.3 : Klasik halka hibrit bağlayıcı tek çift mod analizi durum 2 24
Şekil 3.4 : Klasik halka hibrit bağlayıcı ideal durumda S parametrelerinin sıklıkla değişimi 26
Şekil 3.5 : Giderek incelen bağlaşık hatlı hibrit bağlayıcı..... 26
Şekil 3.6 : Giderek incelen bağlaşık hatlı hibrit bağlayıcı modeli..... 27
Şekil 3.7 : Dalga kılavuzlu hibrit bağlayıcı 27
Şekil 3.8 : Dalga kılavuzlu hibrit elektrik alan çizgileri durum 1 28
Şekil 3.9 : Dalga kılavuzlu hibrit elektrik alan çizgileri durum 2 28
Şekil 4.1 : Klasik halka hibrit bağlayıcı..... 29
Şekil 4.2 : Klasik halka hibrit bağlayıcı devre şeması 30
Şekil 4.3 : Klasik halka hibrit bağlayıcı S parametreleri benzetim sonucu 31
Şekil 4.4 : Klasik halka hibrit bağlayıcı evre farkı benzetim sonucu 31
Şekil 4.5 : Gerçeklenen klasik halka hibrit bağlayıcı 32
Şekil 4.6 : Klasik halka hibrit bağlayıcı S_{21} parametresi ve evre farkı..... 33
Şekil 4.7 : Klasik halka hibrit bağlayıcı S_{41} parametresi ve evre farkı..... 33
Şekil 4.8 : Klasik halka hibrit bağlayıcı S_{11} parametresi 34
Şekil 4.9 : Klasik halka hibrit bağlayıcı S_{42} parametresi 34
Şekil 4.10 : Asılı mikroşerit hat AWR Microwave Office simgesi..... 36
Şekil 4.11 : Asılı mikroşerit hat 1. durum 37
Şekil 4.12 : Asılı mikroşerit hat 1. durum evre farkı..... 38
Şekil 4.13 : Asılı mikroşerit hat 2. durum 38
Şekil 4.14 : Asılı mikroşerit hat 2. durum evre farkı..... 38
Şekil 4.15 : Asılı mikroşerit hattın CST ile evre farkı-sıklık EM benzetimi..... 39
Şekil 4.16 : Gerçeklenmiş asılı mikroşerit hat..... 40
Şekil 4.17 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı devre şeması 40
Şekil 4.18 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı S parametreleri benzetim sonucu 41
Şekil 4.19 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı evre farkı benzetim sonucu 42
Şekil 4.20 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı..... 43
Şekil 4.21 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı S_{21} parametresi ve evre farkı 43

Şekil 4.22 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı S_{41} parametresi ve evre farkı 44
Şekil 4.23 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı S_{11} parametresi 44
Şekil 4.24 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı S_{42} parametresi 45
Şekil 4.25 : Wilkinson güç bölücü 46
Şekil 4.26 : Wilkinson güç bölücüden türetilen hibrit bağlayıcı devre şeması 46
Şekil 4.27 : Wilkinson güç bölücüden türetilen hibrit bağlayıcı s parametreleri benzetim sonuçları 47
Şekil 4.28 : Wilkinson güç bölücüden türetilen hibrit bağlayıcı evre farkı benzetim sonucu 48
Şekil 4.29 : Wilkinson güç bölücüden türetilen asılı mikroşerit hatlı hibrit bağlayıcı 49
Şekil 4.30 : Wilkinson güç bölücüden türetilen asılı mikroşerit hatlı hibrit bağlayıcı S_{21} parametresi ve evre farkı 49
Şekil 4.31 : Wilkinson güç bölücüden türetilen asılı mikroşerit hatlı hibrit bağlayıcı S_{31} parametresi ve evre farkı 50
Şekil 4.32 : Wilkinson güç bölücüden türetilen asılı mikroşerit hatlı hibrit bağlayıcı S_{11} parametresi 50
Şekil 4.33 : Wilkinson güç bölücüden türetilen asılı mikroşerit hatlı hibrit bağlayıcı S_{32} parametresi 51
Şekil 4.34 : Tasarlanan ve gerçeklenen tüm 180° hibrit bağlayıcılar 52
Şekil 5.1 : Klasik E sınıfı güç kuvvetlendiricisi çıkış devresi 55
Şekil 5.2 : Klasik E sınıfı güç kuvvetlendiricisi çıkış devresi akım gerilim karakteristiği 55
Şekil 5.3 : Tasarlanan klasik E sınıfı güç kuvvetlendiricisi çıkış devresi 58
Şekil 5.4 : Tasarlanan klasik E sınıfı güç kuvvetlendiricisinin savak ucundan yüke doğru bakıldığından görülen empedansı sıklığa bağlı değişimi 59
Şekil 5.5 : Klasik E sınıfı güç kuvvetlendiricisi akım gerilim dalga şekilleri 60
Şekil 5.6 : Önerilen E sınıfı güç kuvvetlendiricisi 61
Şekil 5.7 : Eleman değerleri ile birlikte önerilen E sınıfı güç kuvvetlendiricisi 63
Şekil 5.8 : Temel sıklıkta akım bileşenleri için savak ucundan görülen empedansın 300 MHz'lik bant boyunca değişimi 64
Şekil 5.9 : 2. harmonik akım bileşenleri için savak ucundan görülen empedansın 600 MHz'lik bant boyunca değişimi 64
Şekil 5.10 : 3. harmonik akım bileşenleri için savak ucundan görülen empedansın 900 MHz'lik bant boyunca değişimi 65
Şekil 5.11 : Sonu yük ile kapatılmış mikroşerit hat 65
Şekil 5.12 : Sonu açık devre mikroşerit hat 66
Şekil 5.13 : Mikroşerit hat ve toplu devre eşdeğeri 67
Şekil 5.14 : Mikroşerit hat ve toplu devre eşdeğeri 68
Şekil 5.15 : Açık ve kısa devre mikroşerit hat ve toplu devre eşdeğeri 69
Şekil 5.16 : Kısa devre mikroşerit hat 70
Şekil 5.17 : Açık devre mikroşerit hat 70
Şekil 5.18 : İdeal iletim hatları ile empedans hesabı 71
Şekil 5.19 : Modifiye edilen E sınıfı güç kuvvetlendiricisi yapısı 73
Şekil 5.20 : Tek çıkışlı E sınıfı kuvvetlendirici çıkış katı 75
Şekil 5.21 : Tek çıkışlı E sınıfı kuvvetlendirici giriş katı 76
Şekil 5.22 : E sınıfı güç kuvvetlendiricisi gerilim akım dalga şekilleri 77
Şekil 5.23 : Önerilen tek çıkışlı E sınıfı kuvvetlendirici S parametreleri 77

Şekil 5.24 : Klasik yapı, yeni toplu elemanlı yapı ve yeni dağılmış parametreli yapının harmonik sıklıklarındaki empedanslarının karşılaştırılması 78
Şekil 5.25 : Dizgisi tamamlanmış tek çıkışlı E sınıfı kuvvetlendirici 80
Şekil 5.26 : Tek çıkışlı E sınıfı kuvvetlendirici ölçüm düzeneği..... 83
Şekil 5.27 : Dengeli E sınıfı kuvvetlendirici blok şeması 84
Şekil 5.28 : Üretilen dengeli E sınıfı kuvvetlendirici kartı..... 86
Şekil 5.29 : 3500 MHz tek çıkışlı ve dengeli E sınıfı kuvvetlendirici 2., 3., 4. ve 5. harmoniklerinin karşılaştırılması..... 90
Şekil 5.30 : 3600 MHz tek çıkışlı ve dengeli E sınıfı kuvvetlendirici 2., 3., 4. ve 5. harmoniklerinin karşılaştırılması..... 91
Şekil 5.31 : 3700 MHz tek çıkışlı ve dengeli E sınıfı kuvvetlendirici 2., 3., 4. ve 5. harmoniklerinin karşılaştırılması..... 92
Şekil 5.32 : 3800 MHz tek çıkışlı ve dengeli E sınıfı kuvvetlendirici 2., 3., 4. ve 5. harmoniklerinin karşılaştırılması..... 93

YÜKSEK VERİMLİ E SINIFI DENGELİ GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI İÇİN YENİ BİR YAKLAŞIM

ÖZET

Yapısındaki transistörleri anahtar olarak kullanan doğrusal olmayan E sınıfı güç kuvvetlendiricileri, günümüzde %70'lere varan verimleri nedeniyle alçak sıklıklarda tercih edilmektedirler. Fakat yüksek sıklıklarda klasik E sınıfı kuvvetlendirici yapısını gerçeklemek olanaksızdır. Klasik yapı ile yüksek sıklıklarda yapılan gerçeklemelerde, toplu devre elemanlarının sonlu kalite faktörleri nedeniyle, çıkış gücü, verim ve çıkışta üretilen harmonik bileşenler bakımından oldukça yetersiz sonuçlara ulaşılabilmektedir. Bu nedenlerle yüksek sıklıklarda çalışmak için toplu devre elemanı içermeyen, iletim hatları ile gerçeklenebilir, özgün bir E sınıfı yük devresi modeline geçmek zorunludur. Bu sayede verim ve çıkış gücü değerlerinin artırılabileceği ve çıkışta üretilen harmonik bileşenlerin daha da azaltılabileceği savı, bu çalışmada kuramsal ve deneysel olarak kanıtlanmıştır.

Ayrıca doğrusal olmayan kuvvetlendiricilerin önemli yetersizliklerinden biri olan harmonik sıklıklarındaki yüksek genlikli bileşenlerin azaltılması için dengeli kuvvetlendirici tasarımlarına kaynakçalarda sıklıkla rastlanmaktadır. Bu sayede tek çıkışlı yapıya göre çift dereceli harmonik sıklığındaki işaretler daha fazla söndürülebilmekte, çıkış gücü artmakta ve yapının veriminde herhangi bir azalma olmamaktadır. Dengeli yapının tasarlanabilmesi için; kuvvetlendirilecek işaretin 180° evre farkına sahip, eşit büyüklükteki iki işarete bölünebilmesi gerekmektedir. Bölme ve birleştirme işleminin genlik ve evre farkı açısından doğruluğunun yüksek olması, dengeli kuvvetlendiricinin başarımını doğrudan etkileyecektir. Bu nedenle 180° evre farklı güç bölme işlemi yapan hibrit bağlayıcı tasarımlarının evre ve genlik dengesizliklerinin büyüklüğü önem kazanmaktadır.

180° hibrit bağlayıcı, RF ve mikrodalga devreleri arasında yer alan temel devrelerden biridir. 180° hibrit bağlayıcılar; güç bölücü, güç birleştirici, modülatör, demodülatör, dengeli karıştırıcı ve dengeli güç kuvvetlendiricisi tasarımlarında temel yapı taşı olarak kullanılmaktadırlar. Halka hibrit, dalga kılavuzlu hibrit jonksiyonu ve bağlaşık hat hibrit yapıları değişik hibrit bağlayıcı gerçekleme biçimleridir. Bunlar arasında, halka geometri kolay gerçeklenebilme özelliği ile sıklıkla tercih edilen yapı olarak öne çıkmaktadır. 180° halka hibrit bağlayıcı, basit gerçekleme olanağı ve kapıları arasındaki yalıtımın yüksek olması gibi üstünlükler sergilemekle beraber; dar bantlı olması ve geniş alan kaplaması gibi istenmeyen yönleri de barındırmaktadır.

Bu çalışmada, özgün bir E sınıfı kuvvetlendirici devresi önerilmekle beraber, klasik 180° halka hibrit bağlayıcının geniş alan kaplama ve dar bant genişliği sorunlarını giderebilecek iki özgün hibrit yapısı önerilmiştir. Önerilen yapıların temel özgünlüğü, asılı mikroşerit hat içermeleridir. Yeni hibrit bağlayıcılar, önce kuramsal olarak temellendirilmiş, daha sonra benzetimleri yapılmış ve son olarak da gerçeklenerek başarımları ölçülmüştür. Sonuç olarak, d kalınlığındaki bir dielektrik malzemenin her iki yüzüne de yerleştirilen mikroşerit hatlar ile gerçeklenebilen asılı mikroşerit hat yapısının, uygun biçimde eklendiği halka hibrit bağlayıcının bant

genişliğini artırdığı ve fiziksel boyutunu küçülttüğü ölçümlerle belirlenmiştir. İkinci önerilen yapı olarak, Wilkinson güç bölücüye asılı mikroşerit hat eklenerek, yapının hibrit bağlayıcıya dönüştürüldüğü gösterilmiş, böylece geniş bantlı dengeli kuvvetlendiricilerde kullanılabilecek iki 180° hibrit bağlayıcı elde edilmiştir.

Önerilen hibrit bağlayıcıların tasarımı, gerçeklenmesi ve ölçüm sonuçlarının irdelenmesinden sonra, günümüzün güncel transistör teknolojisi olan GaN transistör kullanılarak, önerilen tek çıkışlı E sınıfı güç kuvvetlendiricisi gerçeklenmiştir ve ölçümler yapılmıştır. Ölçümler sonucunda yapının en yüksek %82 verime sahip olabildiği gözlenmiştir. Bu yapı toplu devre elemanları içeren klasik E sınıfı kuvvetlendirici ile benzetim olarak karşılaştırılmış ve gözlenen gelişim raporlanmıştır. Ayrıca 180° hibrit bağlayıcı başarımını analiz edebilmek için yine aynı özgün E sınıfı yapıyı kullanarak, dengeli E sınıfı kuvvetlendirici tasarlanmış, gerçeklenmiş ve ölçümler gerçekleştirilmiştir. Dengeli yapının ölçüm sonuçları ile tek çıkışlı yapının ölçüm sonuçları karşılaştırılmış ve dengeli yapının, 3.5 GHz - 3.8 GHz bandında çift dereceli harmonik sıklıklarındaki işaretleri yaklaşık 15 dB daha fazla bastırdığı, çıkış gücünü yaklaşık 3 dB artırdığı ve verimin aynı kaldığı gösterilmiştir. Bu da hibrit yapılarının ne kadar yüksek başarım gösterdiğinin deneysel kanıtıdır.

Sonuç olarak bu çalışmada kaynakçalara katkı anlamında, yüksek sıklıklarda çalışmaya uygun özgün bir E sınıfı güç kuvvetlendirici yapısı, iki adet özgün 180° hibrit bağlayıcı yapısı önerilmiş, kuramsal analizi ve benzetimi yapılmış, gerçeklenmiş, başarımları ölçülmüştür. Önerilen yapılar sonuç bölümünde belirtildiği üzere, kaynakçalardaki benzer yapılara üstünlükler göstermektedirler.

A NEW APPROACH FOR THE DESIGN OF HIGH EFFICIENCY BALANCED CLASS E POWER AMPLIFIER

SUMMARY

With the fast development of multifunctional technology and the miniaturization of wireless communication systems, compact radio frequency components and circuits especially microwave integrated circuits with system level performance have become increasingly popular. In today's competitive, cost-driven, rapidly growing wireless personal communication market, one apparent strategy for a company to stay competitive and profitable is to lower product development cost. Manufactures and product developers are seeking ways to build high performance devices that are lighter in weight, smaller in size and operating at lower power. In both handheld and base station applications one module is responsible for a large portion of the power consumption called the power amplifier. In general, the higher the output power of the transmitter, the higher the power amplifier consumption as a percentage of the total.

The efficiency of the power amplifier has a direct impact on the cost of the wireless communication system. Increasing the efficiency of the power amplifier in a handheld transmitter results in reduced direct current power drain on the batteries, reduced handset weight resulting from reduced heat sinking requirements, and increased reliability due to reduced junction operating temperatures.

In a base station application, increased efficiency results in benefits similar to those accrued to handset using efficient power amplifiers. In addition, the reduction in input power significantly reduces the cost of amplification. As a result, efficient power amplification is highly desirable regardless of the final application.

In the literature, we have A, B, AB, C, D, E and F classes of power amplifiers. Among these types of structures, D and E classes are called as switch mode power amplifiers. The class A amplifier topology while exhibiting excellent linearity suffers from the poorest efficiency. If efficiency is not a requirement, class A power amplifier may be selected topology for almost every design. Classes B, and AB have slightly better efficiency, however they require complementary devices or transformers to drive the inputs of the devices out of phase and for generating the complete output waveform. The class C power amplifier has the same structure like a class A power amplifier and is biased below the threshold voltage. In this class, the transistor is only on for less than a half cycle, which increases the efficiency. Switching mode power amplifiers class D and class E have higher power efficiency than the current mode amplifiers because the transistors are acting as low loss switches. Ideal lossless switches have no overlap between nonzero switched voltage and nonzero switched current; thus efficiency could reach %100. Practical switch mode power amplifiers have significant power loss at high frequency due to parasitics and nonideal switching transistors.

In this thesis, balanced and single ended class E power amplifiers designed by using Gallium Nitride transistors. Because of its superior performance over the silicon based transistors, Gallium Nitride transistors have been used extensively to build the high frequency power amplifiers today. GaN based power amplifiers have several superiority such as higher breakdown voltages, higher operation temperatures, higher saturated electron velocity over Gallium Arsenide and silicon based amplifiers, also it has less parasitic capacitance. Because of less parasitic capacitance efficiency is superior than its counterparts.

In this study, a balanced power amplifier has been designed for 3.5 GHz – 3.8 GHz frequency band. To clarify the advantages of balanced amplifiers over single ended amplifiers; a single ended high efficiency class E power amplifier designed and realized with GaN unmatched transistor from Cree, CGH40006P. Unmatched transistor has to be match to 50Ω that is used widely for measurements devices.

Because of the fact that the balanced power amplifier will be symmetrically driven, the high frequency signal has to be divided into two parts balanced and unbalanced with element of hybrid coupler. The 180° hybrid and 90° hybrid couplers are among the most fundamental building blocks in radio frequency circuits and microwave integrated circuits and are commonly considered to be a family of devices. These couplers can be found in many applications, including dividers and combiners, modulators and demodulators, balanced mixers, power amplifiers and in the feed network of antenna arrays. 180° hybrid and 90° hybrid couplers have many similar characteristics. For example, they are typically employed as equally split 3 dB power dividers, and they both possess a coupled port. They can both be analysed by even odd mode analysis.

The 180° hybrid couplers exhibit some important advantages, such as its simple design methodology and a high degree of isolation between the input ports. It also has serious drawbacks, such as a relatively narrow bandwidth and a large occupied area due to the requisite 3λ/4 transmission line section. The 180° hybrids are easily realizable and may be implemented in numerous technologies, such as microstrip line, stripline, waveguide and coplanar waveguide. Currently, 180° hybrids comprise several designs, including the ring coupler, coupled line hybrid, and the waveguide hybrid junction. Among them, the most popular and widely used is the ring coupler. The waveguide hybrid junction is applied under special conditions, such as for the applications that utilize high power. Its application is limited by its nonplanar structure, which conflicts with current trends toward miniaturization of microwave integrated circuits. As for the coupled line hybrid, although it is a planar structure and can feature any power division ratio between two output ports, the procedure required to evaluate the coupling effect of the coupled line makes the design more complicated. This structure also occupies a large area. Both of these issues make coupled line hybrid less popular than the ring coupler.

The importance of the ring coupler makes the identification of improvements to current fabrication techniques and the development of future techniques is an increasingly pressing task. Since the ring coupler covers the frequency range from radio frequencies up to microwave and even further to milimeter wave region, its advancement parallels the progress of microwave passive devices to some extent. It was and will be a very important component in the field of microwave engineering.

Of course, miniaturization of the devices minimizes phase and amplitude imbalance and also extends the bandwidth of this type of devices. For this, several

modifications are needed to add to designs. In this thesis, two novel hybrid coupler designs have been proposed as 180° hybrid couplers. One of the novel approaches is called modified ring hybrid coupler which uses suspended microstrip line. Ring hybrid coupler consists of 3 pieces of λ/4 and one piece of 3λ/4 microstrip line. 3λ/4 microstrip line is the main reason of the large area occupation. In this article, 70Ω 3λ/4 microstrip line is replaced with 70 Ω, λ/4 suspended microstrip line with suitable short circuits to the ground. This modification makes proposed hybrid coupler superior than the classical one. Two obvious improvements are seen at the end as the result of simulations and the realizations. These are wider bandwidth and smaller occupied area.

Other novel 180° hybrid coupler is derived from classical two-way Wilkinson power divider. Conventional Wilkinson power divider is in phase device with equal power split property. To develop a 180° hybrid coupler, two pieces of 50Ω, λ/4 suspended microstrip line are added to branches of the Wilkinson divider and two nodes of the suspended lines were short circuited to ground. The nodes which are short circuited will be explained in related section of the thesis. As mentioned before, while the classical Wilkinson power divider is in phase device, modified Wilkinson divider shows 180° phase difference between its output ports. To compare proposed hybrid couplers with conventional ring hybrid, a 180° ring hybrid was designed, realized and measured. Quarter wave length suspended microstrip lines which have 70Ω and 50Ω characteristic impedance were designed and realized to modify the conventional ring hybrid and transform Wilkinson power divider into hybrid coupler.

Simulation and measurement results were compared in terms of scattering parameters such as S_{11}, S_{21}, S_{31}, S_{32}, phase difference between output ports, bandwidth and the area consumption. As shown in section 4, simulations and measurements show very similar results. All of the circuits were realized by using dielectric substrate called RT5880 with dielectric constant 2.2 and thickness 254 μm. RT5880 is very low loss dielectric substrate for high frequency applications. Realization process is also very important to get simulated results in these frequencies. Thickness of conductor is selected 35 μm to carry safely 10 Watt power on the microstrip line

Power amplifying and impedance matching was realized by using GaN transistors, microstrip lines, lumped elements and at last two divided parts were joined with the hybrid coupler again. Due to the fact that conventional ring hybrid coupler has the problems such as narrow bandwidth and large area consumption, the proposed the hybrid coupler derived from Wilkinson power divider are used as hybrid coupler. With the aid of proposed hybrid coupler, a balanced class E power amplifier is designed and realized on a single board. Realized balanced and single ended class E power amplifiers are compared in terms of output power, efficiency and even order harmonics. Realizations are made on low loss RT5880 dielectric material with 254 μm width and 2.2 dielectric constant. As a result; at 3.5 GHz - 3.8 GHz frequency band, balanced class E power amplifier has approximately 3 dB more output power, approximately 15 dB less even order harmonics than single ended class E power amplifier with same order of efficiency, %80.

1. GİRİŞ

1.1 Tezin Amacı

Kablosuz haberleşme ve savunma sanayi ürünlerindeki rekabetin çok yoğun olduğu günümüzde; tasarımcılar daha hafif, boyutları daha küçük, daha düşük güç tüketimi ile çalışabilen, yüksek güç verimine sahip ve dolayısıyla kullanıcılara cazip gelebilecek ürünler geliştirmenin yollarını aramaktadırlar. Bir ürünün daha düşük güç tüketimine ve daha yüksek güç verimine sahip olması, batarya ile çalışıyorsa batarya ömrünün uzaması anlamına gelmektedir. Ayrıca bu durum, batarya ömrü sabit tutularak daha küçük ve hafif bataryalar kullanılarak daha hafif aygıtlar tasarlanması olanağını beraberinde getirmektedir. Ayrıca, yüksek güç gereksinimi olan radar gibi uygulamalarda düşük güç tüketimi, soğutucu yüzeyinin küçülmesini ve bunun da sonucu olarak aygıtın hareket yeteneğinin artmasını sağlamaktadır. Bu nedenlerle, güç kuvvetlendiricisinin güç tüketimi ve verimliliği, geliştirilen aygıtın piyasadaki konumunu belirleyen önemli unsurlardan ikisi olmaktadır.

Bu açıdan bakıldığında, güç kuvvetlendiricisi tasarımlarında kullanılabilecek yapıların tasarlanacak ürünün isterlerine göre seçilmesinin bir zorunluluk olduğu gerçeği ortaya çıkar. Kaynakçalarda A, B, AB, C, D, E ve F sınıfı olmak üzere 7 sınıfta güç kuvvetlendiricisi bulunmaktadır. Bu yapılarda D ve E sınıfı güç kuvvetlendiricileri anahtarlamalı güç kuvvetlendiricileri olarak isimlendirilmektedirler. A sınıfı güç kuvvetlendiricileri, yüksek doğrusallığa sahip olmalarına karşın, sürekli akım akıtmaları nedeniyle verimleri düşüktür. B ve AB sınıfı güç kuvvetlendiricileri, A sınıfı yapılara göre bir miktar daha yüksek verime sahiptirler fakat bununla birlikte eşlenik yapılara ve dönüştürücülere gereksinim duyarlar. C sınıfı yapılar da B ve AB sınıfı yapılarla benzer özellikler gösterirler ancak geniş bantlı uygulamalarda kullanımları zordur. D sınıfı güç kuvvetlendiricileri, daha yüksek verimlilik sağlarlar ve yapıları göreceli olarak daha basittir. Fakat D sınıfı yapılarda anahtarın açık kapalı geçiş sürelerinin göz ardı edilemeyecek düzeyde olması, yüksek sıklıklarda yeni yapılara gereksinim

duyulmasını beraberinde getirmiştir. E sınıfı güç kuvvetlendiricileri, en yüksek verimi sağlamakla birlikte basit yapılara sahiptir ve anahtar açık kapalı geçiş sürelerinin en aza indirgenmiş olması nedeniyle yüksek sıklıklarda kullanımları mümkündür.

Anahtarlamalı olarak çalışan E sınıfı güç kuvvetlendiricilerinde, transistörün kesim ve iletim durumları arasındaki geçiş sırasında kaybedilen güç en aza indirgenmiştir ki bu temel sebeple yüksek sıklıklarda dahi verimleri, D sınıfı güç kuvvetlendiricilerinden oldukça yüksektir. Klasik E sınıfı güç kuvvetlendiricisi yapısı 1975 yılında N. Sokal tarafından geliştirilmiştir. Daha sonra 1977'de F. H. Raab yapının geniş bir analizini vermiştir. Fakat şu bir gerçektir ki; gerek N. Sokal'ın ve gerek F.H. Raab'ın önerdiği yapılar yüksek sıklıklarda kullanmak için uygun değildir. Bu çalışmanın temel iddiası, yüksek sıklıklarda kullanmaya uygun olan ve klasik yapıdan farklı yapıda yüksek verimli yeni bir E sınıfı kuvvetlendiricisinin tasarlanmasıdır.

Doğrusal olmayan kuvvetlendiricilerin çıkışlarında, temel sıklıktaki bileşenin yanında harmonik sıklıklarında da işaretler oluşmaktadır. Bu nedenle çıkış katlarında süzgeç yapılarına gereksinim vardır. Süzgeç kullanmadan çift dereceli harmoniklerin bastırılması dengeli kuvvetlendirici yapısı ile olasıdır. Dengeli kuvvetlendirici yapısının tasarlanabilmesi için 180° hibrit bağlayıcılar ile işaretin girişte bölündükten sonra, ayrı ayrı kuvvetlendirici öbeklerine uygulanıp, çıkışta yine hibrit bağlayıcı ile birleştirilmesi gereklidir (Gilmore ve Besser, 2003). Bu çalışmada özgün E sınıfı yapı hem tek çıkışlı hem de dengeli olarak gerçeklenmiştir. Dengeli E sınıfı kuvvetlendiricinin tasarımı için önce klasik 180° halka hibrit bağlayıcı denenmiştir. Fakat klasik yapının yerleşim sorunu göstermesi, fiziksel boyutunun büyük olması ve bant genişliğinin dar olması (≈ %15) nedenleriyle yeni bir yapının geliştirilmesi gereksinimini doğurmuştur. Bu gereksinimi giderebilmek için, klasik 180° halka hibrit bağlayıcı, asılı mikroşerit hat kullanılarak geliştirilmiştir. Gelişim hem bant genişliğini artırma yönünde hem de fiziksel olarak kapladığı alanı azaltma yönünde olmuştur. Ayrıca, eş evreli güç bölme birleştirme yapan Wilkinson güç bölücü-birleştirici öbeği, yine asılı mikroşerit hat ile 180° hibrit bağlayıcı yapısına dönüştürülmüştür. Her iki bağlayıcı da ilgili kaynakçalarda bulunmayan, geniş bantlı, minyatür hibrit bağlayıcı yapılarıdır.

Çalışma toplam altı bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde; çalışmanın amacı ve kaynakça araştırması verilmiştir. İkinci bölümde; doğrusal ve anahtarlamalı güç kuvvetlendiricileri türleri ve geniş biçimde E sınıfı güç kuvvetlendiricileri anlatılmıştır. Üçüncü bölümde çalışmanın temel konularından olan 180° hibrit bağlayıcılar ile ilgili geniş bilgi verilmiştir. Dördüncü bölümde, klasik 180° hibrit bağlayıcının tasarımı ve gerçeklenmesinin yanı sıra önerilen iki özgün 180° hibrit bağlayıcının tasarım aşamaları ve gerçekleme sonuçları da verilmiştir. Klasik halka hibrit bağlayıcı ile önerilen özgün 2 yapının karşılaştırmaları yine dördüncü bölümde yapılmıştır. Beşinci bölümde, ilk önce ilgili sıklık için klasik E sınıfı kuvvetlendirici devresi tasarlanmıştır ve benzetim sonuçları irdelenmiştir. Benzetim sonuçları göstermiştir ki, klasik yapı, ilgili sıklıkta yetersiz başarım göstermektedir. Bunun üzerine bir özgün tek çıkışlı ve dengeli E sınıfı kuvvetlendiricileri tasarlanmış, benzetimleri yapılmış ve gerçeklenmiştir. Son bölümde ise hem önerilen hibrit bağlayıcılar hem de önerilen tek çıkışlı ve dengeli güç kuvvetlendiricileri tasarımları sonucunda ulaşılan sonuçlara değinilmiş, kaynakçadaki benzer çalışmalar ile karşılaştırmalar yapılmış, bu araştırmanın hangi çalışmalara öncülük edebileceği belirtilmiştir.

1.2 Kaynakça Araştırması

Çalışmanın ana konularından bir tanesi olan 180° hibrit bağlayıcılar konusunda kaynakça taraması yapıldığında, halka hibrit bağlayıcının dar bant genişliği ve yüksek alan kaplama gibi sorunlarının üzerine gidildiği gözlenmiştir. Bu konuda yukarıda sözü edilen sakıncaların giderilebilmesi için çeşitli çalışmalar yapılmıştır. Çoklu açık devre hat ekleme (Chuang, 2005), kondansatör yükleme tekniği (Shao ve diğ, 2010), düşük empedanslı bölüm ekleme (Mandal ve Sanyal, 2007), 270° iletim hattı ve iki açık devre hat ekleme (Cheng ve Wong, 2007), kuplajlı hat ekleme (Ahn ve Kim, 2009), T şekilli açık devre hat ekleme (Velidi ve diğ, 2008), basamaklı empedans hatları ekleme (Chin ve diğ, 2010), T şekilli basamak empedans dönüştürücüleri ekleme (Chu ve Lin, 2010) yapılmış olan çalışmalardan önemli olanlarıdır. Adı geçen çalışmalar, bant genişliği artırma ve fiziksel büyüklüğü azaltma gibi iyileştirmeler sağlamıştır. Bu çalışmada, adı geçen çalışmalardan farklı olarak asılı mikroşerit hat yapısı kullanılarak bant genişliği artırılmış ve devrenin kapladığı alan azaltılmıştır. Asılı mikroşerit hat yapısının hem halka hibrit

bağlayıcının söz edilen eksik yönlerini iyileştirebildiği hem de eş evreli güç bölme ve birleştirme işlemini yapabilen Wilkinson güç bölücüden bir 180° hibrit bağlayıcı elde edilmesini sağladığı görülmüştür.

Çalışmanın ana konusu olan GaN transistörlü tek çıkışlı ve dengeli E sınıfı güç kuvvetlendiricileri kapsamında birkaç uygulamaya kaynakçalarda rastlanmıştır. Ancak bu yapıların verimlerinin yeterince yüksek olmadığı gözlenmiştir. Silisyum tabanlı transistörler ile yapılan çalışmalar (Lee ve diğ, 2006), GaN transistörlü yapılan çalışmalar (Lee ve diğ, 2008), (Kumar ve diğ, 2008), LDMOS transistörler ile yapılan çalışmalar verimliliği artırma yönünde hızla devam etmektedir. Özellikle GaN transistörlü çalışmalarda güç ekli verim %70 mertebesine ulaşmaktadır. Birkaç kilo Watt çıkış gücüne sahip uygulamalarda, %1'lik verim artışının dahi hayati önem taşıdığı açıktır. Bu çalışmada önerilen özgün E sınıfı kuvvetlendirici yapısı %82'lik verimi ile kaynakçalar içinde bir ilk olma özelliği taşımaktadır.

2. GÜÇ KUVVETLENDİRİCİLERİ VE MİKROŞERİT HAT TASARIMI

2.1 Giriş

Güç kuvvetlendiricisi, çoğu kablosuz haberleşme sistemi vericisinin çıkış bölümünde bulunan son işaret güçlendirme katıdır. Bu katın amacı, veriş işaretini kuvvetlendirerek, işaretin hedeflenen uzaklıktaki alıcı aygıtına erişmesini sağlamaktır (Lee ve diğ, 2006). Verici ile alıcı arasındaki uzaklık, güç kuvvetlendiricisinin çıkış gücü parametresinin tasarım hedefini belirler iken; haberleşmede kullanılan modülasyonun çeşidi ise güç kuvvetlendiricisinin tipini belirlemektedir. İşaretin genlik ve evre modülasyonunu birlikte içerdiği durumlarda, doğrusal güç kuvvetlendiricisi gereksinimi doğmaktadır. Güç kuvvetlendiricileri devreleri diğer katlardan daha çok güç harcadıkları için, taşınabilir kablosuz haberleşme sistemlerinde güç verimliliği de önemli bir kavram olarak karşımıza çıkmaktadır ve bu durumda anahtarlamalı güç kuvvetlendiricileri yeğ tutulmaktadır.

2.2 Güç Kuvvetlendiricisi Sınıfları

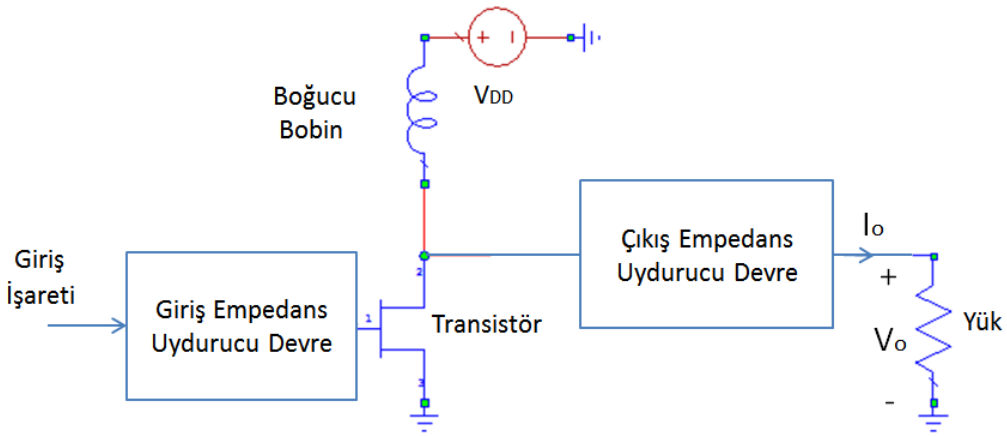
Farklı sınıftaki güç kuvvetlendiricilerinin başarımlarını karşılaştırırken, verim en önemli parametrelerden biri olmaktadır. Verim; yüke aktarılan güç ile kaynaktan çekilen gücün oranı olarak tanımlanır. İdeal olarak düşünüldüğünde; bir güç kuvvetlendiricisinin verimi %100 olabilmektedir. Yani kaynaktan çektiği gücü, tümüyle yüke verebilecektir. Bu durumda kuvvetlendiriciyi oluşturan elemanlar üzerinde hiç biri güç harcamamaktadır. Fakat gerçek durum ele alındığında; güç kuvvetlendiricilerde verim hiçbir zaman %100 değerine ulaşamaz. Kuvvetlendiriciyi oluşturan direnç, bobin, kondansatör, mikroşerit hat ve transistör gibi elemanlar güç tüketir veya üzerlerinde kayıplar oluşur (Bowick ve diğ, 2007).

Verimin pratikte üç değişik tanımı vardır. Bunlarda ilki savak verimidir ve yüke aktarılan güç ile kaynaktan çekilen gücün oranı olarak tanımlanmıştır. Bir diğer verim tanımı olan güç ekli verim sıklıkla kullanılmaktadır. Güç ekli verim (GEV), yüke aktarılan güç ile girişe uygulanan işaretin gücünün farkının, kaynaktan çekilen güce oranı olarak tanımlanmıştır ve denklem (2.1) ile gösterilmiştir. Bir diğer verim

tanımı olan ortalama verim ise; yüke aktarılan gücün, girişe uygulanan işaretin gücü ile kaynaktan çekilen gücün toplamına oranı olarak ifade edilir. Güç ekli verim ve ortalama verim tanımları, giriş işaretinin gücünü de yansıttıkları için daha sıklıkla kullanılmaktadırlar. Güç kuvvetlendiricisinin çalışma biçimini ise transistöre uygulanan kutuplama gerilimi belirlemektedir. Bu gerilime göre transistör anahtar olarak veya akım kaynağı olarak çalışmaktadır. Bu duruma göre güç kuvvetlendiricileri sınıflandırılabilmektedirler (Weisman, 2002).

$$GEV = \frac{P_{ÇIKIŞ} - P_{GİRİŞ}}{P_{DC}} \qquad \textbf{(2.1)}$$

Şekil 2.1'de güç kuvvetlendiricisi için örnek yapı verilmiştir. Transistör; giriş gerilimini, savak akımı olarak çıkışına iletmektedir. Boğucu bobin olarak adlandırılan bobin elemanı, giriş işaretinin V_{DD} besleme geriliminden yalıtmak için yerleştirilmiştir ve değeri amacına uygun büyüklükte seçilmelidir. A sınıfı, B sınıfı, AB sınıfı, C sınıfı ve F sınıfı güç kuvvetlendirici yapılarının çalışma esasları; giriş doğru akım kutuplama gerilimleri ile belirlenmektedir. Bu gerilim de kuvvetlendiricinin iletim açısını belirlemektedir. İletim açısı, transistörün bir çevrim süresince iletim durumunda olduğu sürenin oranını ifade etmektedir. Eğer transistör tüm çevrimi boyunca iletim durumunda ise, iletim açısı 360° olmaktadır. Eğer transistör çevriminin yarısı süresince iletim durumunda ise, iletim açısı 180° olmaktadır (Sokal ve Raab, 1977). Savak verimi, toplam harmonik bozulma, çıkış gücü ve güç kazancı gibi kavramlar iletim açısı tarafından belirlenmektedir.



Şekil 2.1 : Genelleştirilmiş güç kuvvetlendiricisi devresi.

Şekil 2.1'de iki empedans uydurucu devre bulunmaktadır. Bir tanesi giriş empedans uydurucu devresidir ki, bu devre sürücü işaret kaynağından transistöre en yüksek güç

aktarılacak şekilde tasarlanır. Diğeri ise, çıkış empedans uydurucu devresi olarak adlandırılır ve güç kuvvetlendiricisi tasarım hedeflerinde belirlenen çıkış gücünü transistörden yüke aktaracak şekilde tasarlanır. Güç kuvvetlendiricisinin sınıfı kullanılacağı uygulamanın isterlerine göre belirlenir. Bu aşamada kısaca güç kuvvetlendiricisi sınıflarından söz etmek yararlı olacaktır.

A sınıfı güç kuvvetlendiricileri, türünün en basit ve temel biçimini oluşturur. A sınıfı çalışmada, transistör tüm çalışma çevrimi boyunca etkin bölgede bulunmaktadır. Bu nedenle, transistör içinden sürekli akım akar. A sınıfı güç kuvvetlendiricisi, transistörün çalışma çevrimi boyunca hemen hemen aynı gerilim kazancını sağlamaktadır. A sınıfı güç kuvvetlendiricisinin en zayıf yanı, düşük verimidir. Yapı içinden sürekli akım aktığı için, sürekli güç tüketmektedir. Optimum çalışmada savak verimi (2.2) denkleminde verilmiştir (Razavi, 2011).

$$\eta = \frac{P_{ÇIKIŞ}}{P_{DC}} = \frac{\frac{V_{DD}^2}{2R_L}}{\frac{V_{DD}^2}{R_L}} = \frac{1}{2} = \%50 \qquad \textbf{(2.2)}$$

B sınıfı güç kuvvetlendiricileri, çoğu kez eşlenik olarak birbirine bağlanmış iki transistör ile oluşturulur. A sınıfı yapılara göre daha yüksek verime sahiptirler. B sınıfı yapılarda, A sınıfı yapılardaki gibi bir peryot boyunca elemanın içinden sürekli akım akıtma yoktur. Pozitif yarı peryot boyunca eşlenik transistörlerden biri yüke akım iletmektedir. Bu esnada diğer transistör kapalı durumdadır. Aynı şekilde negatif yarı peryot süresince akım çeken transistörler değişmekte ve akım akıtan transistör kapalı konuma geçerken, kapalı konumda olan iletime geçmektedir (Razavi, 2011). Dengeli olmayan B tipi güç kuvvetlendiriciler için çıkış gücü (2.3) denklemi ile verilmiştir. Kaynaktan çekilen doğru akım gücü ise (2.4) denklemi ile verilmiştir.

$$P_{ÇIKIŞ} = \frac{1}{2} I_o V_o \qquad \textbf{(2.3)}$$

$$P_{DC} = 2\frac{I_o V_{DD}}{\pi} \qquad \textbf{(2.4)}$$

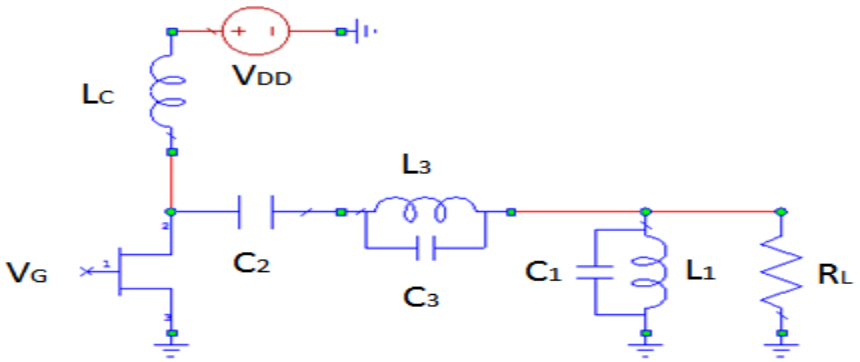
Sonuç olarak, elde edilebilecek en yüksek savak verimi (2.5) denklemi ile verilmiştir.

$$\eta = \frac{P_{ÇIKIŞ}}{P_{DC}} 100 = \frac{\pi}{4}\frac{V_o}{V_{DD}} 100 \leq \%78.53 \qquad \textbf{(2.5)}$$

AB sınıfı güç kuvvetlendiricileri, A sınıfı kuvvetlendiricilerinin doğrusallık, B sınıfı kuvvetlendiricilerinin ise yüksek verimlilik özelliklerini kendinde toplamıştır. Bu yapıda verimi artırmak için bir miktar B sınıfı kutuplamaya doğru yaklaşılırken doğrusallığı artırmak için ise biraz daha yüksek kutuplama gerilimi verilerek geçiş bozulmasını önlemeye çalışır. Adından anlaşılabileceği gibi AB sınıfı güç kuvvetlendiricisi, A ve B sınıfı yapılar arasında bulunan yapıdır. AB sınıfı kuvvetlendirici devresi B sınıfı devre ile aynıdır (Razavi, 2011).

C sınıfı bir güç kuvvetlendiricisinin çalışma noktası, kolektör akımı giriş işaretinin pozitif yarı periyodundan daha az bir süre boyunca var olacak şekilde seçilir yani devre 180°'den daha az iletim açısına sahiptir. Dolayısıyla C sınıfı güç kuvvetlendiricisi için doğrusallıktan söz edilemez. C sınıfı güç kuvvetlendiricileri B sınıfına oranla daha yüksek güç verimi sağlarlar. Çıkış dalga şekli Fourier serileri ile analiz edilirse, çıkışta temel sıklık bileşeninin yanı sıra yüksek dereceli harmoniklerinin de bulunduğu gözlenir. Bu harmonikler rezonans devreleri ile süzülebilir. Fakat genlik doğrusallığı olmadığından bugün kullanılan modülasyonlu işaretlerin kuvvetlendirilmesi için uygun değildir.

F sınıfı güç kuvvetlendiricileri kuramsal olarak %100 verime ulaşabilecek yapılardan biridir. Bu yapı, harmonik rezonatörler kullanarak tüm işareti temel sıklıkta üretmeye ve diğer tüm harmonik sıklıklarındaki bileşenleri bastırmaya çalışır. Temel olarak B sınıfı yapı ile özdeşlik gösterir. Bununla beraber, E sınıfı yapıda olduğu gibi savak gerilimi ile akımının kesişim bölgeleri en aza indirilmeye çalışılır (Raab, 2001). Şekil 2.2'de F sınıfı kuvvetlendiricilerin genel devre şeması verilmiştir.



Şekil 2.2 : F sınıfı güç kuvvetlendirici devresi.

L_3 bobini ve C_3 kondansatörü 3. harmonik rezonatörü olarak kullanılır ve bu sayede 3. harmonik bileşeni bastırılır. Çıkışta ise L_1 bobini ve C_1 kondansatöründen oluşan

paralel rezonans devresi eleman uçlarında yüksek empedans gösterir. Çıkış geriliminin kare dalga olması sebebiyle, bu yapı E sınıfı kuvvetlendiricilerin sürülmesinde kullanılabilir (Razavi, 2011).

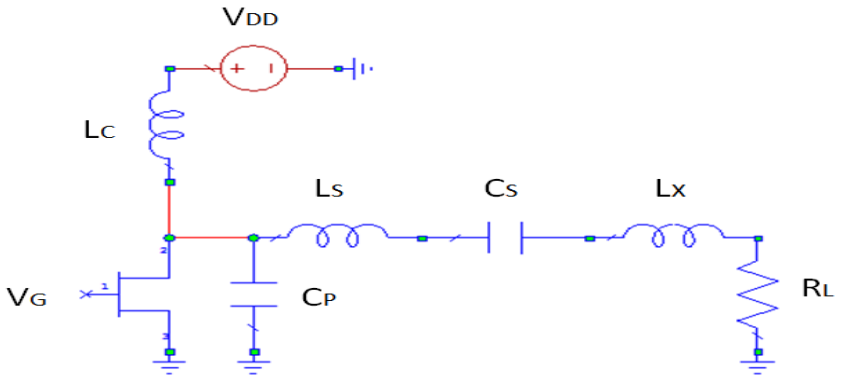
Anahtarlamalı güç kuvvetlendiricileri, yapılarındaki transistörlerin düşük kayıplı anahtar davranışı göstererek çalışması nedeniyle, doğrusal güç kuvvetlendiricilerine göre daha yüksek verime sahiptirler. İdeal kayıpsız anahtarın sıfırdan farklı anahtar gerilimi ve sıfırdan farklı anahtar akımı arasında hiçbir zaman kesişim yoktur. Bu nedenle anahtarlamalı güç kuvvetlendiricileri ideal şartlarda %100 verime sahip olabilirler. Fakat uygulamada, özellikle sıklık değeri yükseldikçe hem transistör üzerinde ve hem de diğer devre elemanlarının üzerinde kayıplar olacaktır. D ve E sınıfı güç kuvvetlendiricileri, bu sınıfın içinde yer alırlar (Cripps, 2006).

D sınıfı güç kuvvetlendiricileri de genellikle aç kapa anahtarlamalı olarak tasarlanırlar. Giriş katında simetrik sürümlü bağlı iki transistör, transformatör yardımıyla dengeli olarak sürülür. Bu transistörler değişmeli olarak açılıp kapatılır ve savak gerilimi kare dalga şeklini alır. Çıkış kısmında ise temel sıklıkta çalışan bir seri LC rezonans devresi bulunmaktadır Bu devre yüksek dereceli harmonik akımlarının yüke aktarımını engellemektedir ve bunun sonucunda yüke saf sinüs şeklinde bir akım iletilir. İdeal durumda transistörlerin savak gerilimi ve akımlarının üst üste gelmeme durumu nedeniyle verim %100 seviyesine ulaşır. Fakat, transistörlerin parazitik kapasiteleri nedeniyle bu verim değerine ulaşılamaz. Yüksek sıklıklarda transistörün açık kapalı geçiş süreleri azımsanamayacak değerlere gelir ve bu sıklıklarda D sınıfı yapının kullanımı uygun olmamaktadır (Morgül, 1981).

2.3 E Sınıfı Güç Kuvvetlendiricileri

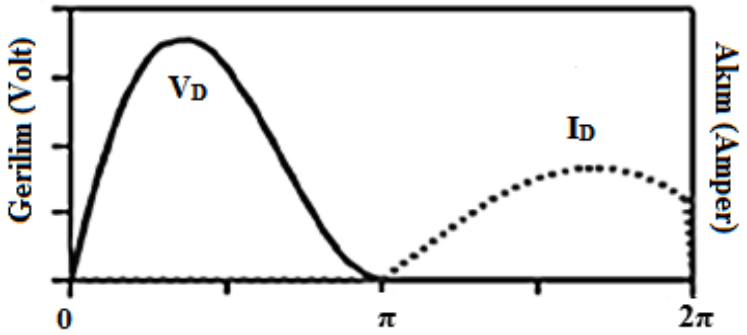
Diğer güç kuvvetlendirici sınıflarının verimlerinin düşük olması veya yüksek sıklıklarda çalıştırmaya uygun olmamaları nedeniyle, yüksek sıklıklarda, yüksek verimli bir kuvvetlendirici geliştirmek için yeğlenmesi gereken yapı E sınıfı yapıdır. Bir E sınıfı kuvvetlendiricinin idealdeki devre eşdeğeri Şekil 2.3'te gösterilmiştir. Devre anahtarlama modunda çalışan bir transistör, paralel bağlı C_P kapasitesi, RF besleme bobini, ayarlı L_S-C_S seri rezonans devresi ve bir yük direnci R_L'den oluşmaktadır. C_P kapasitesi, transistörün parazitik çıkış kapasitesini de içermektedir. L_S-C_S devresi girişteki işaretin temel bileşeni ile aynı sıklıkta rezonansta çalışarak R_L yüküne saf sinüzoidal bir akım aktarır (Sokal ve Sokal, 1975). L_X bobininin birincil

derecede önemi L_S-C_S harmonik rezonatöründen akan akımın evresinin ayarlanmasını sağlamaktır. Transistörün oluşturduğu anahtar bir yarım periyotta açık diğer yarı periyotta ise kapalıdır. 1. yarı periyotta anahtar açıktır dolayısıyla anahtardan akan akım sıfırdır. 2. yarı periyotta ise bu sefer anahtar kapalıdır ve anahtar üzerindeki gerilim sıfırdır (Raab, 1978). Sonuç olarak her iki periyottaki gerilim ve akım dalga şekilleri birbiriyle örtüşmediği için anahtardaki güç kaybı idealde sıfırdır (Cripps, 2006).



Şekil 2.3 : E sınıfı güç kuvvetlendirici devresi.

Anahtar açıkken, besleme bobini üzerindeki akım C_P ve R_L dalları olmak üzere ikiye bölünür. C_P kondansatörü dolmaya başlar ve anahtar üzerinde bir gerilim oluşmasını sağlar. Anahtar kapandığında C_P üzerinde biriken her türlü enerji anahtar üzerinden toprağa boşalarak bir güç kaybı oluşmasına neden olur. Bu güç kaybını engellemek için, açılma anı Şekil 2.4'teki gibi anahtarın üzerindeki gerilim sıfır iken olacak şekilde ayarlanır. İdeal durumlarda bir E sınıfı güç kuvvetlendiricisinin verimliliği %100'dür (Sokal ve Sokal, 1975). Gerçekte ise, anahtar kapalı iken seri direnci ve anahtarın açık-kapalı durum değişiminde geçen süre ihmal edilemeyecek kadar büyüktürler. Her iki etken de anahtar üzerinde bir güç kaybına neden olarak güç kuvvetlendiricisinin verimliliğini düşürür (Cripps, 2006).



Şekil 2.4 : E sınıfı güç kuvvetlendiricisi gerilim akım dalga şekilleri (Cripps, 2006).

Bu bilgiler ışığında, E sınıfı çalışmanın sağlanabilmesi için gerekli olan eleman değerleri analiz edilebilir. Bu analizde etkin elemanın bir anahtar gibi davrandığı, boğucu bobinin yalnızca doğru akımı geçirdiği ve 0Ω dirence sahip olduğu, kullanılan bütün yarıiletken elemanların ideal olduğu kabul edilmiştir (Mader ve Popovic, 1995). Kuvvetlendirici devresi devresel kare dalga işaret ile sürülmekte iken, çıkış akım ve gerilim dalga şekilleri de sinüs dalga değişimleri şeklinde elde edilecektir. Çıkışta gözlenen gerilim ve akım şu şekilde ifade edilebilir.

$$v_O(\theta) = V\sin(\theta + \varphi) \tag{2.6}$$

$$i_O(\theta) = \frac{V}{R_L}\sin(\theta + \varphi) \tag{2.7}$$

V çıkış geriliminin genliği, $\theta = \omega t$ açısal sıklık ve φ girişe göre evre kaymasıdır. İdeal rezonatörün çıkışındaki gerilim yani v_1 (θ), sinüzoidal şekilde olmakla beraber jX reaktansı nedeniyle v_o (θ) ile eş evrede değildir (Raab, 1978).

$$v_1(\theta) = V\sin(\theta + \varphi_1) \tag{2.8}$$

olduğu halde,

$$c_1 = V\sqrt{1 + \left(\frac{X}{R_L}\right)^2} \tag{2.9}$$

$$\varphi_1 = \varphi + \arctan\left(\frac{X}{R_L}\right) \tag{2.10}$$

Anahtar kapalı duruma alındığında, sinüzoidal akım paralel kondansatör üzerinden akmaya devam eder. Kapalı hal boyunca $B=\omega C_P$ olduğu hesaba katılarak,

$$i_C(\theta) = I_{dc} - \frac{V}{R_L}\sin(\theta + \varphi) \tag{2.11}$$

$$v_C = \frac{1}{\omega C_P}\int_0^\theta i_C(\varphi)d\varphi \tag{2.12}$$

$$v_C = \frac{1}{B}\left\{I_{dc}\theta + \frac{V}{R_L}\left[\cos(\theta + \varphi) - \cos(\varphi)\right]\right\} \tag{2.13}$$

denklemleri elde edilir. İdeal E sınıfı davranışını yakalayabilmek için, anahtarın açık konuma alınması sırasında savak gerilimi ve savak geriliminin türevi sıfıra eşit

olmalıdır (Kumar ve diğ, 2008). Bu şartlar (2.14) ve (2.15) denklemleri ile ifade edilmiştir.

$$\frac{dv_C}{dt}\left(\frac{T}{2}\right)_{\theta=\pi} = 0 \tag{2.14}$$

$$v_C\left(\frac{T}{2}\right)_{\theta=\pi} = 0 \tag{2.15}$$

İlk şart, C_P kondansatörünün anahtarlama sırasında üzerinde gerilim var iken kısa devre olmamasını sağlamakta ve diğer şart da; anahtarı yumuşak bir biçimde açık hale getirmeyi garanti altına almaktadır. Bu iki şart kullanılarak, (2.16), (2.17), (2.18)

$$v_C(\pi) = 0 \tag{2.16}$$

$$\frac{1}{B}\left\{I_{dc}\theta + \frac{V}{R_L}\left[\cos(\theta+\varphi) - \cos(\varphi)\right]\right\} = 0 \tag{2.17}$$

$$\cos(\varphi) = \frac{\pi I_{dc} R_L}{2V} \tag{2.18}$$

$$I_{dc} - \frac{V}{R_L}\sin(\theta+\varphi) = 0 \tag{2.19}$$

$$\sin(\varphi) = -\frac{I_{dc} R_L}{V} \tag{2.20}$$

(2.19) ve (2.20) denklemlerinden, evre kayması φ için (2.21) denklemi elde edilir.

$$\varphi = \tan^{-1}(-2/\pi) = -32.48^{o} \tag{2.21}$$

(2.20) ve (2.21) denklemlerinden (2.22) denklemi elde edilir.

$$\frac{V}{I_{dc} R_L} = \sqrt{1+\frac{\pi^2}{4}} \tag{2.22}$$

Boğucu bobin üzerinde herhangi bir gerilim düşümü olmadığı için, savak geriliminin ortalama değeri, (2.23) denkleminde gösterildiği gibi besleme gerilimine eşit olmalıdır.

$$V_{DD} = \frac{1}{2\pi}\int_{0}^{2\pi} v_C(\theta)d\theta = \frac{I_{dc}}{2\pi B}\left[\frac{\pi^2}{2} - \frac{V\pi}{I_{dc}R_L}cos(\varphi) - \frac{2V}{I_{dc}R_L}sin(\varphi)\right] = I_{dc}R_{dc} \quad \textbf{(2.23)}$$

R_{dc} kuvvetlendiricinin güç kaynağına gösterdiği eş direnci ifade etmektedir ve (2.24) denkleminde ifade edilmiştir (Sokal ve Sokal, 1975).

$$R_{dc} = \frac{1}{2\pi B}\left[\frac{\pi^2}{2} - \frac{V\pi}{I_{dc}R_L}cos(\varphi) - \frac{2V}{I_{dc}R_L}sin(\varphi)\right] \quad \textbf{(2.24)}$$

(2.18) ve (2.20) denklemleri (2.24) denklemi ile birleştirilir ise denklem (2.25) elde edilir.

$$R_{dc} = \frac{1}{\pi B} = \frac{1}{\pi\omega C_P} \quad \textbf{(2.25)}$$

Çıkış gücü (2.26) denklemi ile elde edilir.

$$P_{ÇIKIŞ} = \frac{V^2}{2R_L} \quad \textbf{(2.26)}$$

Doğru akım giriş gücü (2.27) denklemi ile verilir.

$$P_{DC} = \frac{V_{DD}^2}{R_{dc}} = I_{dc}^2 R_{dc} \quad \textbf{(2.27)}$$

Dolayısıyla savak verimi (2.28) denklemi ile verilir.

$$\eta = \frac{P_{ÇIKIŞ}}{P_{DC}} = \left(\frac{V}{I_{dc}R_L}\right)^2 \frac{R_L}{2R_{dc}} \quad \textbf{(2.28)}$$

%100 verim elde edebilmek için, denklem (2.28) 1'e eşitlendiğinde, R_{dc} direnci (2.29) denklemi ile ifade edilebilir.

$$R_{dc} = \left(\frac{V}{I_{dc}R_L}\right)^2 \frac{R_L}{2} \quad \textbf{(2.29)}$$

(2.22) denklemi, (2.29) denklemine eklenerek (2.30) elde edilir ve R_L yük direnci hesaplanır.

$$R_L = \frac{2R_{dc}}{\left(1+\frac{\pi^2}{4}\right)} \tag{2.30}$$

(2.25) ve (2.30) denklemleri kullanılarak (2.31) denklemi elde edilir ve bu denklem ile C_p parazitik kondansatör değeri hesaplanabilir.

$$C_P = \frac{1}{\pi\omega R_{dc}} = \frac{1}{5.4466\omega R_L} \tag{2.31}$$

Çıkış rezonatörüne ait L_S seri bobininin ve C_S kondansatörünün değeri (2.32) ve (2.33) denklemleri ile hesaplanabilir. L ve C elemanlarının Q kalite çarpanı, depolanan en yüksek enerjinin, güç kaybına oranı olarak tanımlanabilir.

$$L_S = \frac{QR_L}{\omega} \tag{2.32}$$

$$C_S = \frac{1}{\omega Q R_L} \tag{2.33}$$

Anahtarlama sıklığı *f* olarak seçildiğinde, Şekil 2.3'teki seri L_S-C_S rezonans devresi herhangi gerilim düşümüne yol açmaz. Dolayısıyla ideal rezonatörün çıkışındaki gerilim (2.34) denklemi ile ifade edilebilir (Raab, 1978).

$$c_1 = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_C(\theta)\sin(\theta+\varphi_1)d\theta \tag{2.34}$$

$V_c(\theta)$'nin temel bileşeni φ_1 evresine göre herhangi bir dik bileşen içermez.

$$\frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_C(\theta)\cos(\theta+\varphi_1)d\theta = 0 \tag{2.35}$$

$$\frac{2V\cos(\varphi)\sin(\varphi_1)}{\pi BR_L} - \frac{2I_{dc}\cos(\varphi_1)}{\pi B} - \frac{I_{dc}\sin(\varphi_1)}{B} + \frac{V\cos(\varphi_1-\varphi)}{2BR_L} = 0 \tag{2.36}$$

$$\frac{V}{I_{dc}R_L} = \frac{2+\pi\tan(\varphi_1)}{2\cos(\varphi)\tan(\varphi_1)+\frac{\pi}{2}\cos(\varphi)+\frac{\pi}{2}\sin(\varphi)\tan(\varphi_1)} \tag{2.37}$$

(2.35), (2.36) ve (2.37) denklemleri kullanılarak (2.38) denklemi elde edilir.

$$\tan(\varphi_1) = \frac{\pi}{2} - \frac{4}{\pi} \tag{2.38}$$

(2.10) ve (2.21) denklemlerinden (2.39) denklemi elde edilir.

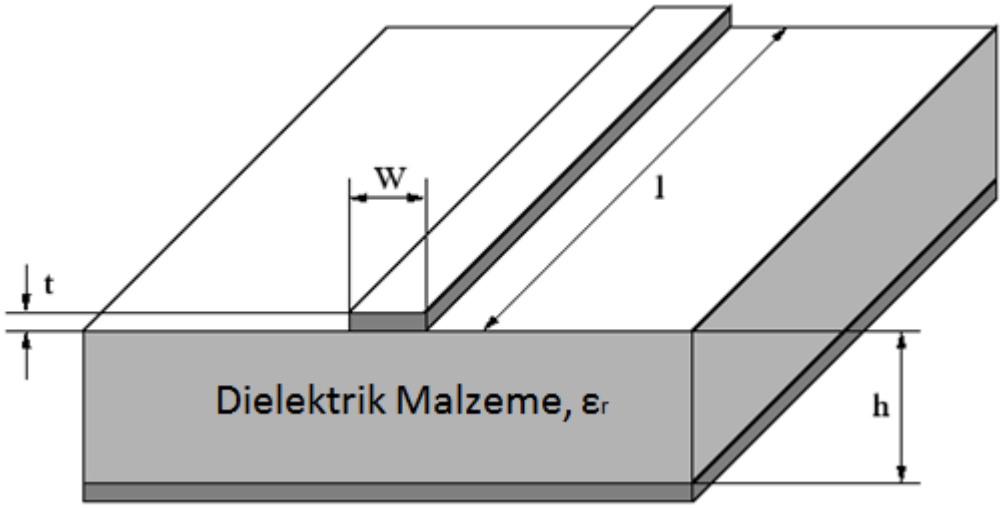
$$\frac{X}{R_L} = tan(\varphi_1 - \varphi) = \frac{\pi}{8}\left(\frac{\pi^2}{2} - 2\right) \quad \textbf{(2.39)}$$

Sonuç olarak seri reaktans (2.40) denklemi ile elde edilir (Sokal ve Sokal, 1975).

$$X = R_L \frac{\pi}{8}\left(\frac{\pi^2}{2} - 2\right) = 1.1525 R_L \quad \textbf{(2.40)}$$

2.4 Mikroşerit Hat Tasarımı

Toplu devre elemanı olarak bobin ve kondansatörlerin eşdeğer mikroşerit hat yapıları tasarlanarak her endüktans ve kapasite değeri elde edilebilir. Bu durumda hassas bir üretim işlemi mutlaka gereklidir. Şekil 2.5'te düz bir mikroşerit hattın yapısı gösterilmektedir. W genişliğine ve t iletken kalınlığına sahip mikroşerit hat, bağıl dielektrik sabiti ε_r ve yüksekliği h olan bir dielektrik malzeme üzerine yerleştirilmiştir. Dielektrik malzemenin taban yüzeyi tamamen iletken tabaka ile kaplıdır. Bu şekilde oluşturulan hatta dalga, kılavuzlanarak ilerlemektedir.



Şekil 2.5 : Mikroşerit hat kesiti.

Mikroşeritlerin iletim hattı karakteristikleri iki parametre ile gösterilir. Bu parametreler; karakteristik empedans Z_0 ve bağıl dielektrik sabiti ε_r parametrelerdir. Belirli geometrik ölçüler için mikroşerit hattın karakteristik empedansı denklem (2.41) ve denklem (2.42) ile verilmektedir (Caloz ve Itoh, 2006).

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) \qquad \text{W/h} \leq 1 \text{ için} \qquad \textbf{(2.41)}$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_r \left[W/h + 1.393 + 0.667 ln(W/h + 1.444)\right]}} \qquad \text{W/h} > 1 \text{ için} \quad \textbf{(2.42)}$$

Karakteristik empedansı Z_0 ve bağıl dielektrik katsayısı ε_r belli olan bir mikroşerit hattın W/h oranı denklem (2.43), (2.44), (2.45) ve (2.46) yardımı ile hesaplanabilir (Jager, Grebennikov, Heaney ve Weigel, 2002). Bu çalışmada mikroşerit hatların genişlikleri AWR Microwave Office programı yardımıyla hesaplanmıştır.

$$W/h = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \qquad \text{W/h} < 2 \text{ için} \qquad \textbf{(2.43)}$$

$$W/h = \frac{2}{\pi}\left[B - 1 - ln(2B-1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r}\left(ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r}\right)\right] \text{ W/h} \geq 2 \text{ için} \qquad \textbf{(2.44)}$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_C\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad \textbf{(2.45)}$$

$$A = \frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r}\right) \qquad \textbf{(2.46)}$$

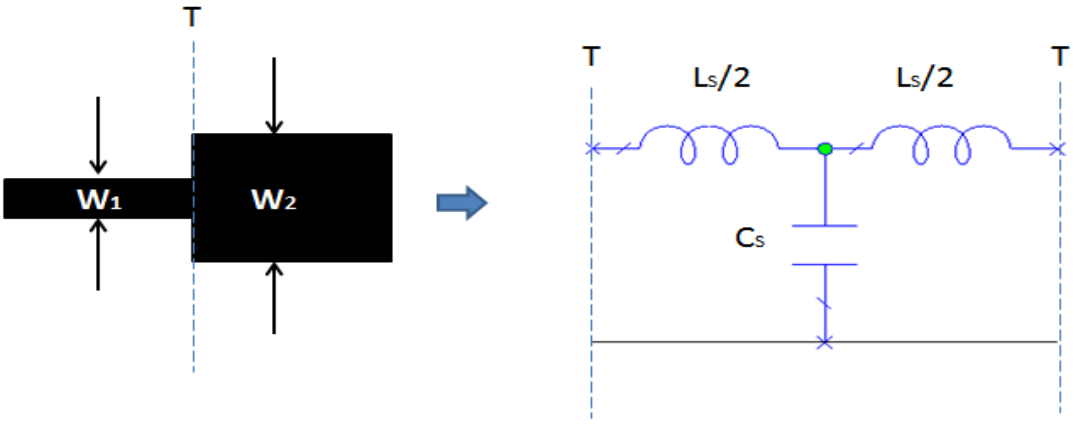
2.5 Mikroşerit Hatlarda Süreksizlikler

Yüksek sıklıkta devre tasarlanırken, birçok değişik tipte mikroşerit hat süreksizliklerine ihtiyaç duyulmaktadır. Tasarlanan süreksizlikler ulaşılmak istenen elektriksel fonksiyonu elde edebilmek için devreye bilerek yerleştirilir. Her iletim hattı süreksizliği bir eşdeğer devre modeline sahiptir. Bu eşdeğer devre modeli hattın süreksizlik şekline bağlı olarak, bazen paralel ve seri elemanlardan, bazen de T veya Π eşdeğer devre elemanlarından oluşur. Bu elemanların değerleri; süreksizliğin ve hattın parametreleri ile çalışma sıklığına dayanır. Eşdeğer devre modeli bilinen bir süreksizliğin analizi, klasik devre analiz yöntemleri ile kolaylıkla yapılabilir.

Bu bölümün amacı, iletim hattı süreksizliklerinin eşdeğer devre modelinin nasıl çıkarılabileceğinin gösterilmesidir. Tipik mikroşerit süreksizlikleri ve onların eşdeğer devre modeli dönüşümleri şu şekildedir: Mikroşerit süreksizlikler ile genelde pratik filtre tasarımında karşılaşılmaktadır. Basamak, açık-sonlu, köşe, boşluk ve

birleşmeler bunlardan bazılarıdır. Genellikle, süreksizlik etkileri tam dalga elektromanyetik benzetimleri ile modellenir ve bu modelleme filtre tasarımlarında kullanılır. Bu süreksizliklerin eşdeğer devre modellerinin kapalı form ifadeleri uygun olduğu sürece kullanışlıdır. Bu ifadeler birçok devre analiz programında kullanılmaktadır.

Aynı malzeme üzerinde bulunan farklı karakteristik empedanslara sahip iki iletim hattının birleşme noktasında, basamak süreksizliğinden söz edilebilir. Bu tip süreksizlik genelde süzgeç tasarımlarında ve empedans uydurma devrelerinde ortaya çıkar. Örnek olarak Şekil 2.6'da yer alan simetrik basamak ele alınmıştır. Burada, yüksek karakteristik empedanslı Z_{01} hattı, düşük empedanslı Z_{02} hattı ile birleşmektedir.



Şekil 2.6 : Basamaklı süreksizlik modeli.

Şekil 2.6'da de görüldüğü üzere, basamak yapısı merkez şerit hattına göre simetriktir. Basamak çevresinde bir geçiş bölgesi bulunur. Bu bölgede bir hattan diğerine akım akışı gözlenir ve bu bölgenin uzunluğu dalga boyundan daha kısadır. Bu geçiş etkisi seri endüktans L_S ile modellenir. Elektrik alan basamak köşelerine ulaştığında sapma yapar ve geçiş bölgesinde sızma elektrik alanlarını oluşturur. Bu bölgede oluşan fazla yük, paralel kapasite C_S ile modellenir ve denklem (2.47) ile hesaplanabilir. Basamak endüktansı denklem (2.48) ile tanımlanır (Caloz ve Itoh, 2006). W_1 genişliğindeki ince şeridin birim uzunluğundaki endüktansı denklem (2.49) ile hesaplanabilir.

$$C_S = 0.22C_{w2}h \qquad \textbf{(2.47)}$$

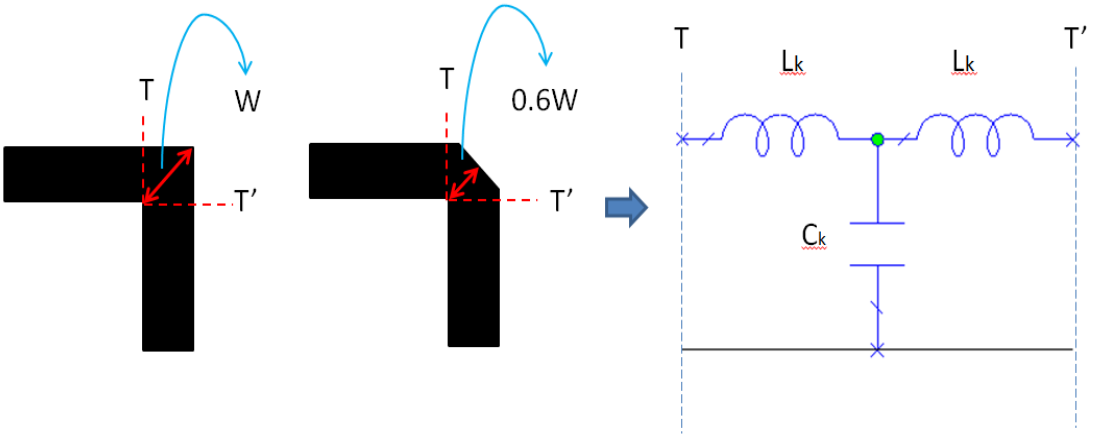
$$L_S = 0.2LW_1h \qquad \textbf{(2.48)}$$

$$L_{w1} = \frac{Z_{O1}\sqrt{\varepsilon_{e1}}}{c} \qquad \textbf{(2.49)}$$

W_2 genişliğindeki geniş hattın birim uzunluğundaki kapasite değeri denklem (2.50) ile hesaplanabilir (Sayre, 2008).

$$C_{w2} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{e2}}}{Z_{o2}c} \qquad \textbf{(2.50)}$$

Köşe geçişli mikroşerit yapılar, kısa alanlar içine hatları yerleştirmek amacıyla çok sık kullanılmaktadır. Şekil 2.7'deki sağ dönüşlü bir mikroşerit köşe ele alınacak olursa; T ve T' düzlemleri arasındaki köşe yine aynı şekildeki T eşdeğer devre modeliyle gösterilir.



Şekil 2.7 : Kırpılmış ve kırpılmamış köşe dönüşleri.

Burada L_k; akım ve depolanan manyetik enerjiyi tanımlarken, C_k ise yük ve depolanan elektrik enerjisini tanımlar. Köşe yapılar tek biçimde bağlanan hatlardaki akım ve gerilim dağılımını etkilerler. T eşdeğer devresi ile gösterilen geçiş, bu yapının toplu eleman eşdeğerini gösterir. Mikroşerit köşesinde, iki referans düzlemi arasında kalan bölge L_k seri endüktansları ve C_k paralel kapasitesi ile simgelenebilir. Tam köşedeki ek kapasitenin etkisinden dolayı, karakteristik empedans değeri tek biçimde bağlanan hattınkinden düşük olur. Bu mikroşerit köşe noktasının ya az endüktans değerine ya da fazla kapasite değerine sahip olduğunu gösterir. Bu köşe noktasındaki ve hat üzerindeki empedans farklılığı hatta yansımalara neden olur. Bu da genlik ve evre hatasına, giriş ve çıkış empedans uyumsuzluğuna ve suni boşluğa ışınıma neden olabilir. Bu tip etkileri yok edebilmek için ilk yaklaşım, süreksizliğin eşdeğer devre modelinin çıkarılmasıdır. Bu eşdeğer devre modelinde süreksizlik

etkilerini yok edebilecek hat uzunluğu, karakteristik empedans değişimi gibi devre parametreleri eklenir. Diğer bir yaklaşım ise şerit iletkenin süreksizlik etkisini en aza indirebilmek için süreksizlik yapısı üzerinde hat genişliğinin kırpılmasıdır. Bu yansımaları azaltmak amacıyla köşe endüktansının değeri arttırılabilir veya köşe kapasitesinin değeri azaltılabilir. Köşe endüktansının değerini arttırmak için mikroşerit köşeye ince bir yarık açılabilir. Ama bu uygulamada çok tercih edilen bir yöntem değildir. Bunun yerine tam köşe noktasındaki keskin dönüş kırpılabilir. Böylece kapasite değeri azaltılmış olunur (Bowick ve diğ, 2007)

Eşdeğer devre modelinde yer alan L_k ve C_k eleman değerleri Şekil 2.7'deki kırpılmamış köşeli mikroşerit köşe hat yapısı için denklem (2.51), (2.52) ve (2.53) kullanılır.

$$\frac{C_k}{W} = \frac{(14\varepsilon_r + 12.5)W/h - (1.83\varepsilon_r - 2.25)}{\sqrt{W/h}} + \frac{0.02\varepsilon_r}{W/h} \quad \text{W/h} < 1 \text{ için} \qquad \textbf{(2.51)}$$

$$\frac{C_k}{W} = (9.5\varepsilon_r + 1.25)W/h + 5.2\varepsilon_r + 7 \quad \text{W/h} \geq 1 \text{ için} \qquad \textbf{(2.52)}$$

$$\frac{L_k}{h} = 100\left(4\sqrt{\frac{W}{h}} - 4.21\right) \qquad \textbf{(2.53)}$$

Kapasite değeri doğruluğu $2.5 \leq \varepsilon_r \leq 15$ ve $0.1 \leq W/h \leq 5$ aralıklarında %5'tir. Endüktans değeri doğruluğu ise $0.5 \leq W/h \leq 2.0$ aralığında %3'tür (Weisman, 2002).

L_k ve C_k eleman değerleri Şekil 2.7'deki mikroşerit kırpılmış köşeli hat yapısı hesabı için denklem (2.54), (2.55) kullanılır.

$$C = W\left((3.93\varepsilon_r + 0.62)\frac{W}{h} + (7.6\varepsilon_r + 3.8)\right) \qquad \textbf{(2.54)}$$

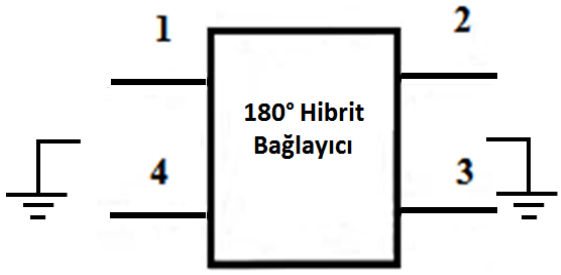
$$L = 440h\left(1 + 1.062exp\left(-0.177\left(\frac{W}{h}\right)^{0.947}\right)\right) \qquad \textbf{(2.55)}$$

Formüller $0.2 < W/h < 6.0$ aralığı ile $2.36 < \varepsilon_r < 10.4$ ve $f \leq 14$ GHz aralıklarında doğruluk sağlar (Jager ve diğ, 2002). Uygulamada genelde RF uygulama mühendislerinin tümünün hem fikir olduğu bir varsayım, Şekil 2.7'de gösterildiği gibi köşe genişliğinin w'=0.6w alınması benimsenir (Sayre, 2008).

3. 180° HİBRİT BAĞLAYICILAR

3.1 Giriş

180° hibrit bağlayıcı, girişine uygulanan işareti veya işaretleri, 2 eşit güce sahip işarete bölen, toplayan veya farklarını alan 4 kapılı pasif bir devredir. Şekil 3.1 referans alındığında, 1 numaralı kapıya uygulanan işaret eş evreli olarak 2 ve 3 numaralı kapılara eşit büyüklükte bölünecek ve 4 numaralı kapı yalıtılmış olacaktır. Eğer giriş işareti 4 numaralı kapıya uygulanırsa, 180° evre farklı biçimde 2 ve 3 numaralı kapılara eşit büyüklükte paylaştırılacak ve 1 numaralı kapı yalıtılmış olacaktır.



Şekil 3.1 : Genelleştirilmiş hibrit bağlayıcı referans devresi.

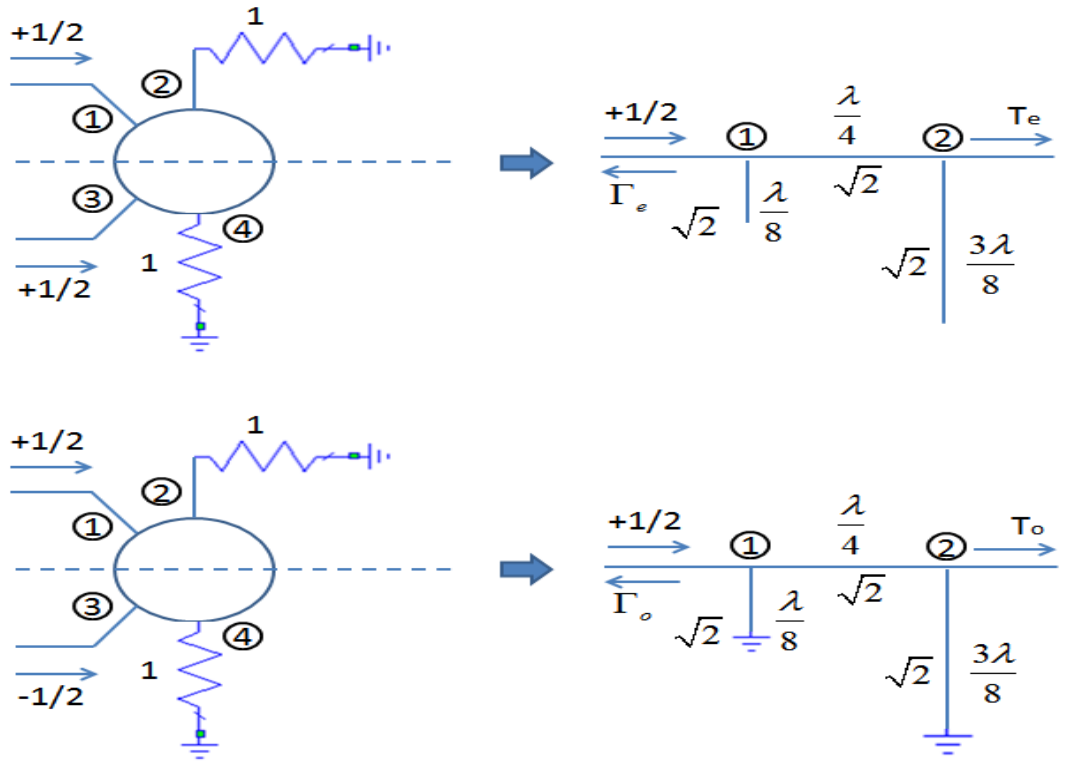
Bu hibrit bağlayıcılar birleştirici olarak kullanılmak istendiğinde; 2 ve 3 numaralı kapılara uygulanan işaret, 1 numaralı kapıdan toplanmış olarak, 4 numaralı kapıdan fark alınmış olarak çıkacaktır. Bu nedenle 1 ve 4 numaralı kapılar aynı zamanda toplam ve fark kapıları olarak da adlandırılmaktadır. Bu 4 kapılı devre için saçılma matrisi (3.1) denkleminde verilmiştir (Balanis, 2005).

$$[S] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.1)}$$

180° hibrit bağlayıcı çeşitli biçimlerde gerçeklenebilir. Halka geometri, giderek incelen bağlaşık hat ve dalga kılavuzu gerçekleme bunlardan önemli olanlarıdır.

3.2 Halka Hibrit Bağlayıcı ve Matematiksel Analizi

Halka hibrit bağlayıcının 1 numaralı kapısından birim genliğe sahip bir işaretin uygulandığı durumda, bu işaret 2 ve 3 numaralı kapılardan eş evreli ve 4 numaralı kapıdan 180° evre farklı biçimde çıkacaktır. Tek çift mod analizi yöntemi kullanılacak olursa, halka hibrit bağlayıcının matematiksel analizi, iki basit devrenin süperpoze edilmesine indirgenebilir. Bu devreler Şekil 3.2'de görülmektedir.



Şekil 3.2 : Klasik halka hibrit bağlayıcı tek çift mod analizi durum 1.

Bu durumda halka hibritten saçılan dalgaların genlikleri (3.2), (3.3), (3.4) ve (3.5) denklemleri ile verilmiştir.

$$B_1 = \frac{1}{2}\Gamma_e + \frac{1}{2}\Gamma_o \qquad \textbf{(3.2)}$$

$$B_2 = \frac{1}{2}T_e + \frac{1}{2}T_o \qquad \textbf{(3.3)}$$

$$B_3 = \frac{1}{2}\Gamma_e - \frac{1}{2}\Gamma_o \qquad \textbf{(3.4)}$$

$$B_4 = \frac{1}{2}T_e - \frac{1}{2}T_o \qquad \textbf{(3.5)}$$

ABCD matrisleri kullanılarak gerekli olan yansıma ve iletim katsayıları belirlenebilir. (3.6) ve (3.7) denklemlerinde ABCD matrisleri verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} 1 & j\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & -1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.6)}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} -1 & j\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & 1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.7)}$$

Bu denklemler yardımı ile (3.8), (3.9), (3.10) ve (3.11) denklemlerinde görülen yansıma ve iletim katsayıları elde edilmiştir.

$$\Gamma_e = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad \textbf{(3.8)}$$

$$T_e = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad \textbf{(3.9)}$$

$$\Gamma_o = \frac{j}{\sqrt{2}} \quad \textbf{(3.10)}$$

$$T_o = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad \textbf{(3.11)}$$

Bu sonuçlar kullanılarak (3.12), (3.13), (3.14) ve (3.15) denklemleri elde edilir.

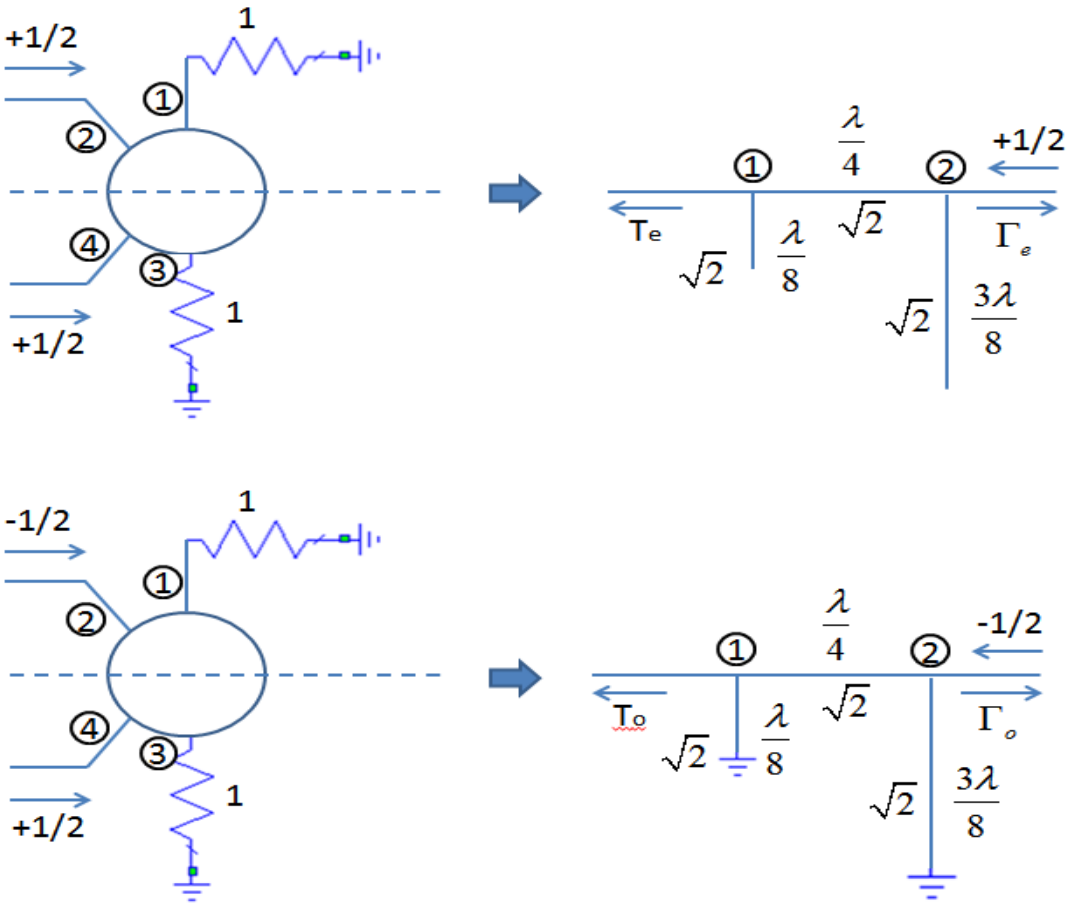
$$B_1 = 0 \quad \textbf{(3.12)}$$

$$B_2 = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad \textbf{(3.13)}$$

$$B_3 = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad \textbf{(3.14)}$$

$$B_4 = 0 \quad \textbf{(3.15)}$$

Bu durum 1 numaralı kapının eşlenmiş olduğunu, 4 numaralı kapının yalıtılmış olduğunu ve işaretin 2 ve 3 numaralı kapılara eş evreli olarak bölündüğünü gösterir (Pozar, 2005).



Şekil 3.3 : Klasik halka hibrit bağlayıcı tek çift mod analizi durum 2.

Halka hibrit bağlayıcının 4 numaralı kapısından birim genliğe sahip bir işaretin verildiği durumda, bu işaret 2 ve 3 numaralı kapılardan eş evreli ve 1 numaralı kapıdan 180° evre farklı biçimde çıkacaktır. Tek çift mod analizi yöntemi kullanılacak olursa, iki basit devrenin süperpoze edilmesine indirgenebilir. Bu devreler Şekil 3.3'te görülmektedir. Bu durumda halka hibritten saçılan dalgaların genlikleri (3.16), (3.17), (3.18) ve (3.19) denklemleri ile gösterilmiştir..

$$B_1 = \frac{1}{2}T_e - \frac{1}{2}\Gamma_o \qquad \textbf{(3.16)}$$

$$B_2 = \frac{1}{2}\Gamma_e - \frac{1}{2}\Gamma_o \qquad \textbf{(3.17)}$$

$$B_3 = \frac{1}{2}T_e + \frac{1}{2}T_o \qquad \textbf{(3.18)}$$

$$B_4 = \frac{1}{2}\Gamma_e + \frac{1}{2}\Gamma_o \qquad \textbf{(3.19)}$$

ABCD matrisleri kullanılarak gerekli olan yansıma ve iletim katsayıları belirlenebilir. (3.20) ve (3.21) denklemlerinde ABCD matrisleri verilmiştir (Golio, 2001).

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} -1 & j\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & 1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.20)}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} 1 & j\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & 1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.21)}$$

Bu denklemler yardımı ile (3.22), (3.23), (3.24) ve (3.25) denklemlerinde görülen yansıma ve iletim katsayıları elde edilmiştir.

$$\Gamma_e = \frac{j}{\sqrt{2}} \quad \textbf{(3.22)}$$

$$T_e = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad \textbf{(3.23)}$$

$$\Gamma_o = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad \textbf{(3.24)}$$

$$T_o = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad \textbf{(3.25)}$$

Bu sonuçlar kullanılarak, (3.26), (3.27), (3.28) ve (3.29) denklemleri elde edilir.

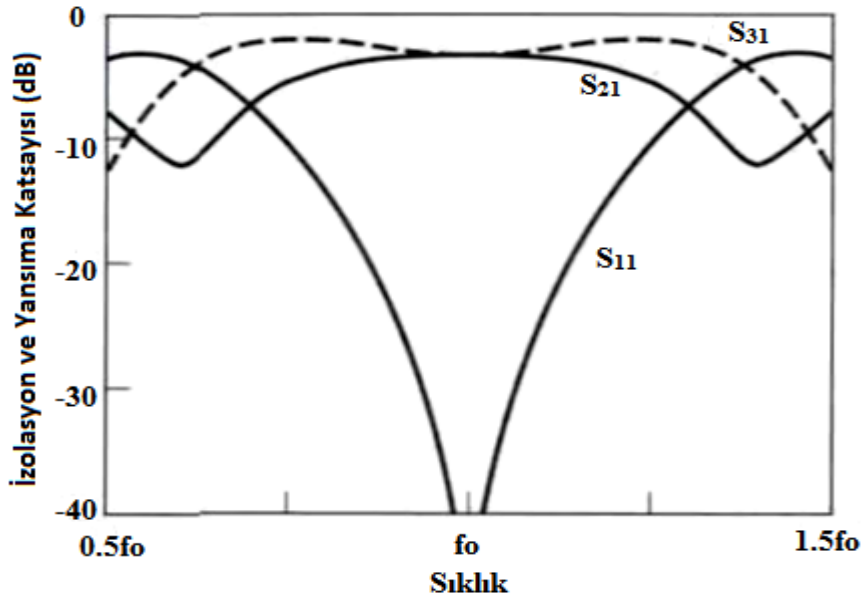
$$B_1 = 0 \quad \textbf{(3.26)}$$

$$B_2 = \frac{j}{\sqrt{2}} \quad \textbf{(3.27)}$$

$$B_3 = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad \textbf{(3.28)}$$

$$B_4 = 0 \quad \textbf{(3.29)}$$

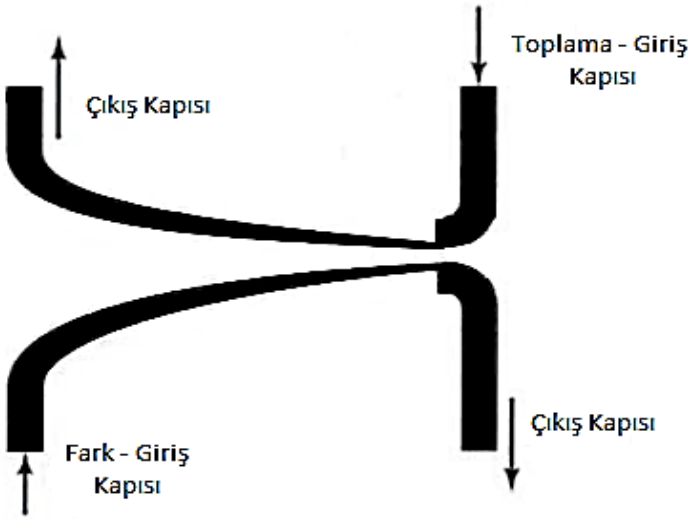
Bu durum 4 numaralı kapının eşlenmiş olduğunu, 1 numaralı kapının yalıtılmış olduğunu ve işaretin 2 ve 3 numaralı kapılara zıt evreli olarak bölündüğünü gösterir. Klasik hibrit bağlayıcının ideal durumda bant genişliği Şekil 3.4'te görülmektedir (Pozar, 2005). Yapının bant genişliğinin dar olması, kullanım alanını sınırlayan özelliklerden biridir. Bandın genişletilebilmesi için bu araştırmanın ilerleyen bölümlerinde iki özgün hibrit bağlayıcı önerilecektir.



Şekil 3.4 : Klasik halka hibrit bağlayıcı ideal durumda S parametrelerinin sıklıkla değişimi (Pozar, 2005).

3.3 Giderek İncelen Bağlaşık Hatlı Hibrit Bağlayıcı

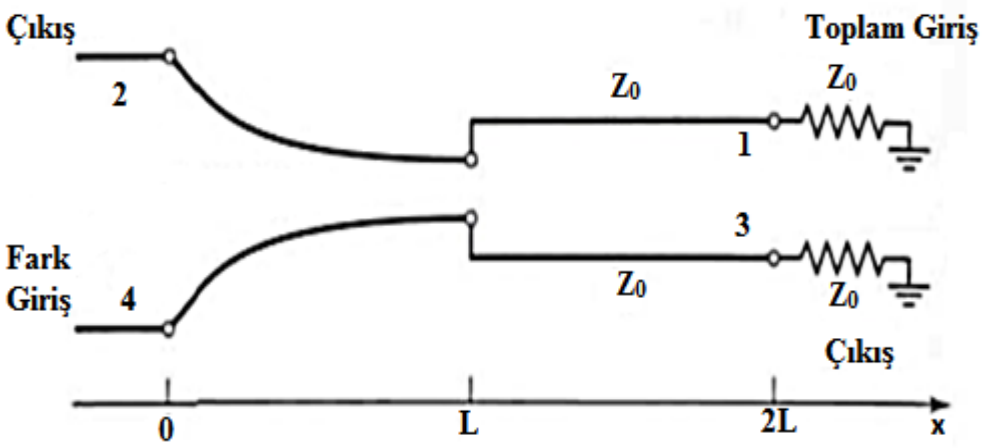
Giderek incelen bağlaşık hat hibritlerin genel yapısı Şekil 3.5'te görülmektedir. Bu hibrit bağlayıcılar herhangi bir oranda güç bölme ve birleştirme işlemini gerçekleştirebilmektedirler. Bu özellikleri nedeniyle asimetrik giderek incelen bağlaşık hatlı hibrit bağlayıcı olarak da isimlendirilirler (Pozar, 2005).



Şekil 3.5 : Giderek incelen bağlaşık hatlı hibrit bağlayıcı (Pozar, 2005).

Bağlayıcı, giderek incelen yapıda iki bağlaşık hatta sahiptir. Sözü geçen hibrit bağlayıcının devre şeması Şekil 3.6'da görülmektedir. X ekseni boyunca 0 ile L değerleri arasında; $x = 0$ bölgesinde en zayıf eşleme gücüne sahiptir ve bu noktada

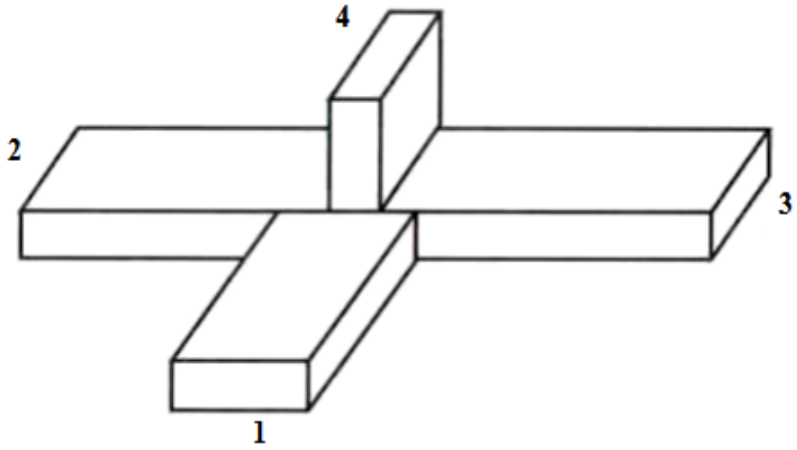
$Z_{oe}(0) = Z_{oo}(0) = Z_0$ eşitliği sağlanır. $X = L$ bölgesinde ise eşleme en yüksek seviyesine ulaşır ve $Z_{oe}(L) = Z_0/k$ ve $Z_{oo}(L) = k.Z_0$ eşitlikleri sağlanır (Golio, 2001).



Şekil 3.6 : Giderek incelen bağlaşık hatlı hibrit bağlayıcı modeli (Golio, 2001).

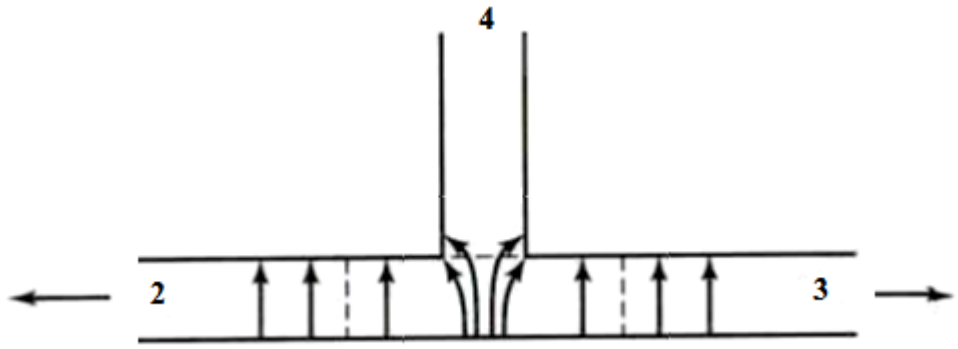
3.4 Dalga Kılavuzlu Hibrit Bağlayıcı

Dalga kılavuzlu hibrit bağlayıcı Şekil 3.7'de görülmektedir. Kapı özellikleri ve saçılma matrisi, halka hibrit bağlayıcıya benzerlik göstermektedir.



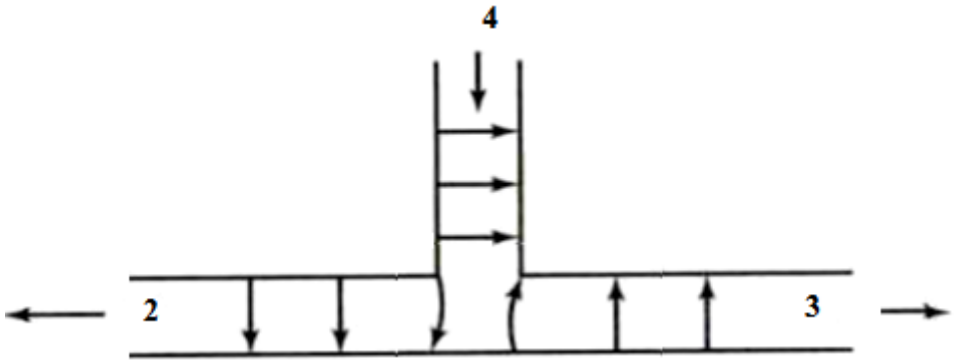
Şekil 3.7 : Dalga kılavuzlu hibrit bağlayıcı (Golio, 2001).

Yapının çalışma şekli açıklanacak olursa; 1 numaralı kapıya TE_{10} modunda bir işaretin uygulandığı durumda, elektrik alan çizgileri Şekil 3.8'de görüldüğü gibi 4 numaralı kapıya doğru tek simetri göstermektedir. TE_{10} modundaki işaretin alan çizgileri çift simetri gösterdiğinden 1 numaralı kapı ile 4 numaralı kapı birbirinden yalıtılmış olur. Bu durumda 2 ve 3 numaralı kapılar 1 numaralı kapıdan girilen işareti eş evreli ve eşit büyüklükte paylaşırlar.



Şekil 3.8 : Dalga kılavuzlu hibrit elektrik alan çizgileri durum 1 (Golio, 2001).

Aynı şekilde 4 numaralı kapıya TE_{10} modunda bir işaretin uygulandığı durumda, elektrik alan çizgileri Şekil 3.9'da görüldüğü gibi 1 numaralı kapıya doğru tek simetri göstermektedir. TE_{10} modundaki işaretin alan çizgileri çift simetri gösterdiğinden 1 numaralı kapı ile 4 numaralı kapı birbirinden yalıtılmış olur. Bu durumda 2 ve 3 numaralı kapılar 1 numaralı kapıdan girilen işareti 180° evre farklı ve eşit büyüklükte paylaşırlar (Golio, 2001). Bu yapılar genellikle yüksek güç uygulamalarında kullanılırlar.

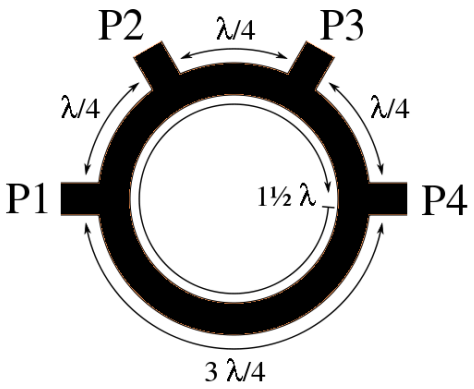


Şekil 3.9 : Dalga kılavuzlu hibrit elektrik alan çizgileri durum 2 (Golio, 2001).

4. ÖNERİLEN 180° HİBRİT BAĞLAYICILAR

4.1 Klasik Halka Hibrit Bağlayıcı

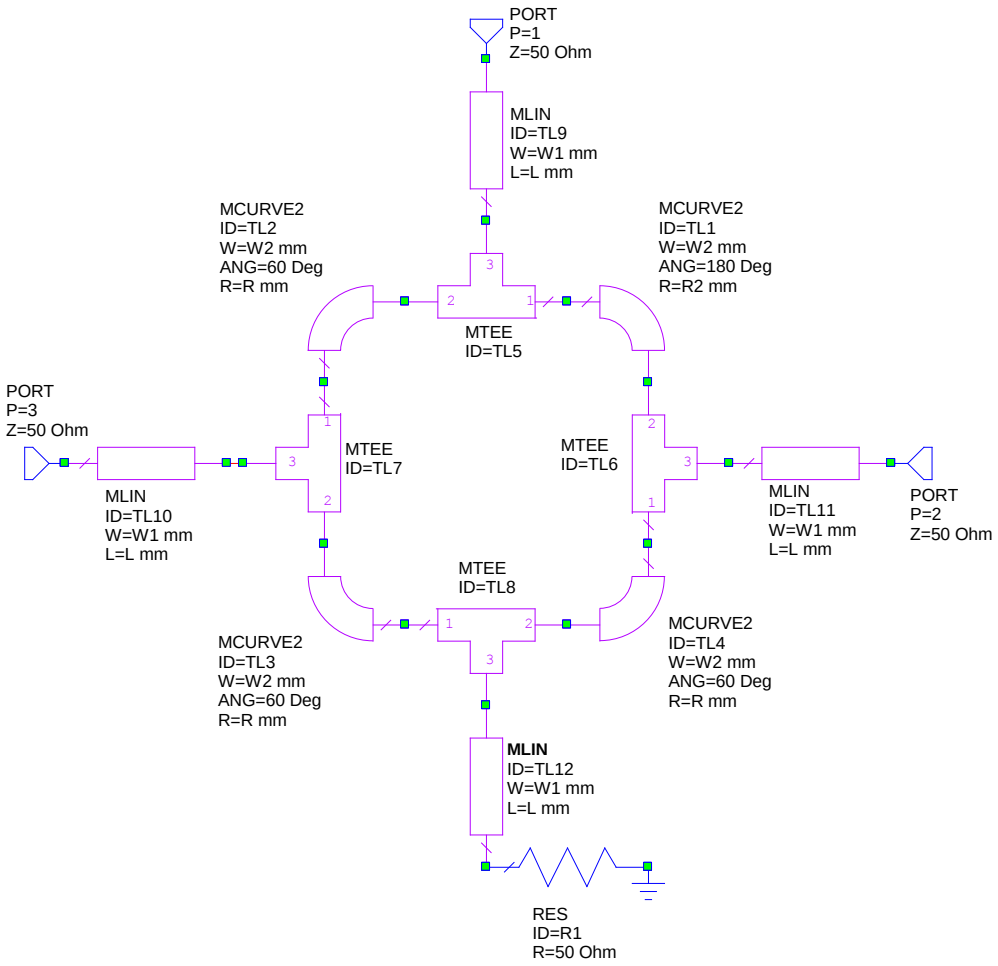
Halka hibrit bağlayıcı Şekil 4.1'de görüldüğü gibi bir adet 3λ/4 ve üç adet λ/4 mikroşerit hattın bir dielektrik taban üzerine halka oluşturacak şekilde yerleştirilmesiyle tasarlanmaktadır (Kim ve diğ, 2009). Çeyrek dalga boyu ve 0.75 dalga boyu uzunluğuna sahip olan hatların karakteristik empedansları, 50Ω empedanslı sistemlerde, $\sqrt{2}$ .50Ω yani 70.7Ω olarak seçilmektedir. P_1, P_2, P_3 ve P_4 kapıları ise 50Ω empedanslı bağlantı elemanları ile sonlandırılmalı ve uzatma hatları da 50Ω olarak tasarlanmalıdır. Devre güç bölücü olarak kullanılmak istenildiğinde; 180° evre farkı ile bölme işlemi için, 1 numaralı kapıdan girilen işaret 2 ve 4 numaralı kapılarından eşit büyüklükte ve 180° evre farkı ile çıkmakta, 3 numaralı kapının ise 50Ω ile sonlandırılması gerekmektedir. Yapı, güç birleştirme işlemini de gerçekleştirebilmektedir. Birleştirme işlemi için, 4 ve 2 numaralı kapılara 180° evre farklı işaretler girildiğinde, 1 numaralı kapıdan toplanmış, 3 numaralı kapıdan farkı alınmış işaret çıkmaktadır. Eş evreli uygulama için ise, 3 numaralı kapıya işaret uygulandığında, 1 numaralı kapı 50Ω ile sonlandırılır, 4 ve 2 numaralı kapılardan eşit güçte ve eş evreli işaret elde edilir. Eş evreli güç birleştirme için ise, 2 ve 4 numaralı kapılara eş evreli işaret uygulanır, 3 numaralı kapıdan toplanmış, 1 numaralı kapıdan farkı alınmış işaretler elde edilebilir (Pozar, 2005).



Şekil 4.1 : Klasik halka hibrit bağlayıcı.

4.1.1 Klasik halka hibrit bağlayıcı benzetimi

Şekil 4.2'de bu tasarım ilkelerine göre oluşturulmuş halka hibrit bağlayıcı devresi görülmektedir. Bu çalışmadaki tüm hibritler için merkez sıklığı 3.5 GHz seçilmiştir. Dalga boyu bu sıklık için 57.7 mm, çeyrek dalga boyu 14.4 mm olmaktadır. 254 µm kalınlığında ve 2.2 bağıl dielektrik sabitine sahip taban kullanıldığında 50Ω empedanslı hattın genişliği 0.74 mm, 70.7Ω empedanslı hattın genişliği ise 0.41 mm olarak hesaplanmaktadır. İletken kalınlığı ise 35 µm seçilmiştir.

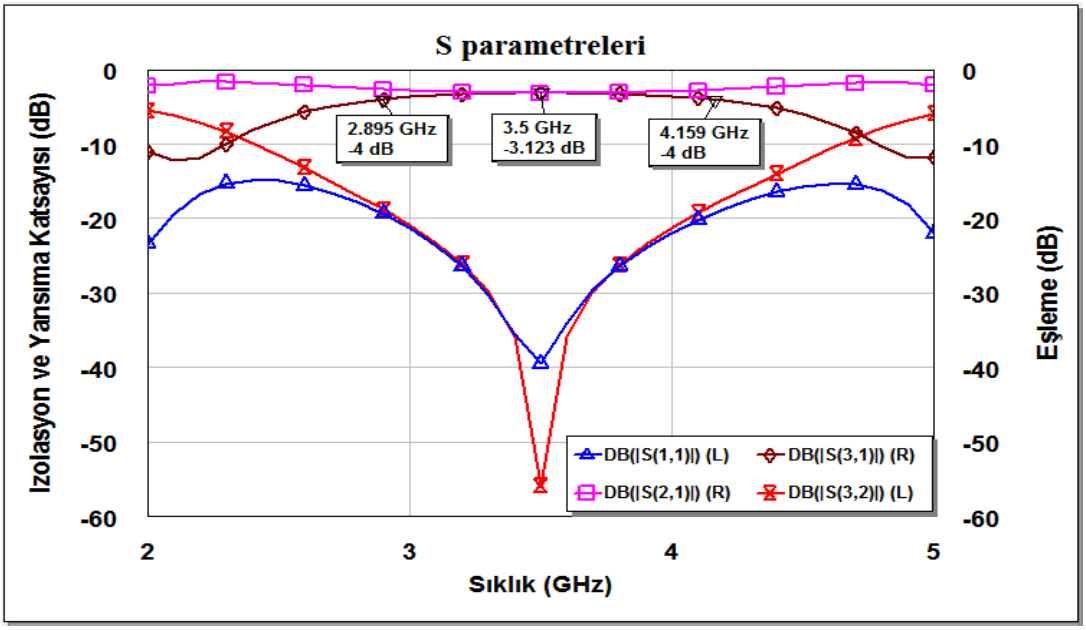


Şekil 4.2 : Klasik halka hibrit bağlayıcı devre şeması.

4.1.2 Klasik halka hibrit bağlayıcı benzetim sonuçları

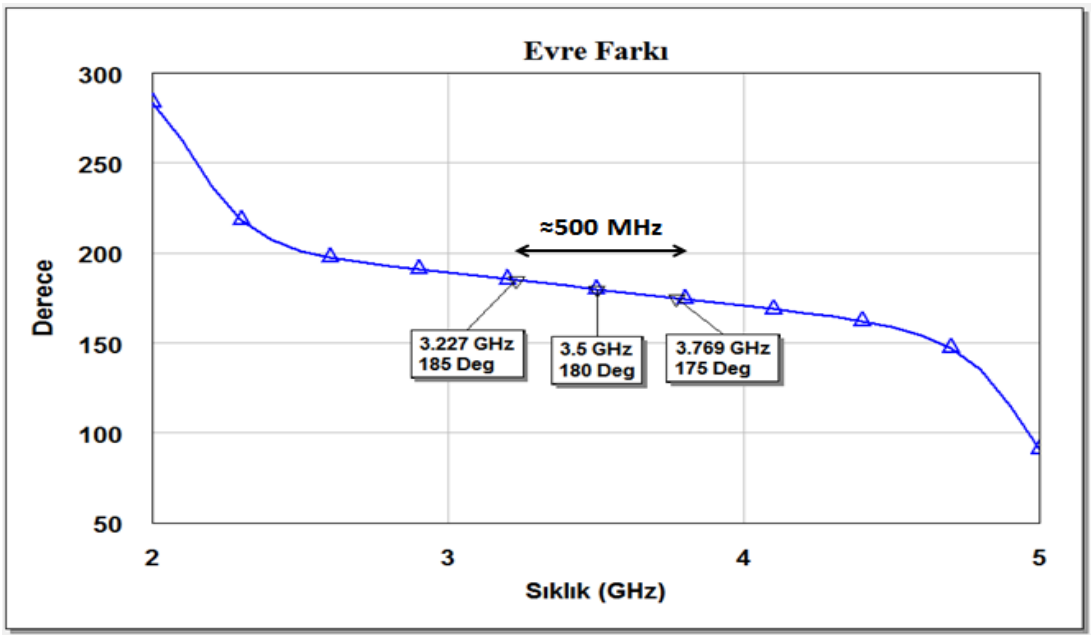
Klasik halka hibrit bağlayıcı, yapılan kuramsal hesaplamalar sonucunda benzetim programına aktarılmış, 4 kapılı bağlayıcının S parametreleri ve evre farkı benzetimleri yapılmıştır. Şekil 4.3'te klasik halka hibrit bağlayıcının S_{11}, S_{21}, S_{41}, S_{42} parametrelerinin 2 GHz ile 5 GHz arasındaki değişimi görülmektedir. Bu çalışmada bant genişliği

koşulları; ±5° evre farkı dengesizliği toleransı, 1 dB araya girme kaybı ve 1 dB genlik dengesizliği toleransı olarak belirlenmiştir. Bu koşulardan en az bir tanesi bozulduğunda, bant o noktada kesilmektedir. Benzetimde bant genişliğinin yaklaşık 500 MHz olduğu ve iki çıkış kapısı arası yalıtımın merkez sıklıkta 55 dB olduğu görülmektedir



Şekil 4.3 : Klasik halka hibrit bağlayıcı S parametreleri benzetim sonucu.

Şekil 4.4'te yine 2 GHz ile 5 GHz arasında 2 ile 4 numaralı kapılar arasındaki evre farkı gösterilmiştir. Tasarım için belirlenen merkez sıklığı olan 3.5 GHz değerindeki benzetim sonuçları ayrıca Çizelge 4.1'de verilmiştir.



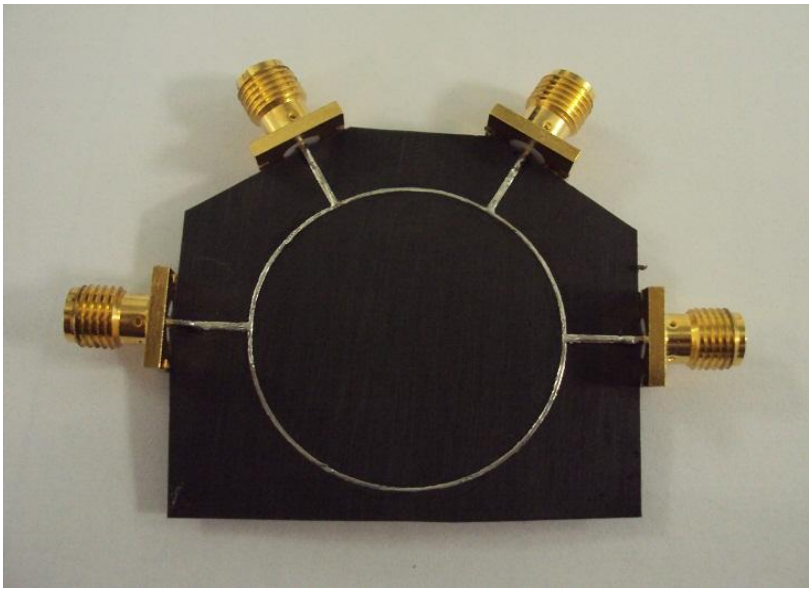
Şekil 4.4 : Klasik halka hibrit bağlayıcı evre farkı benzetim sonucu.

Çizelge 4.1 : Klasik halka hibrit bağlayıcı benzetim sonuçları.

Parametre	Benzetim sonuçları
S_{11}	-40 dB
S_{21}	-3.1 dB
S_{31}	-3.1 dB
S_{32}	-55 dB
Bant genişliği	≈ 500 MHz
Evre farkı	180°

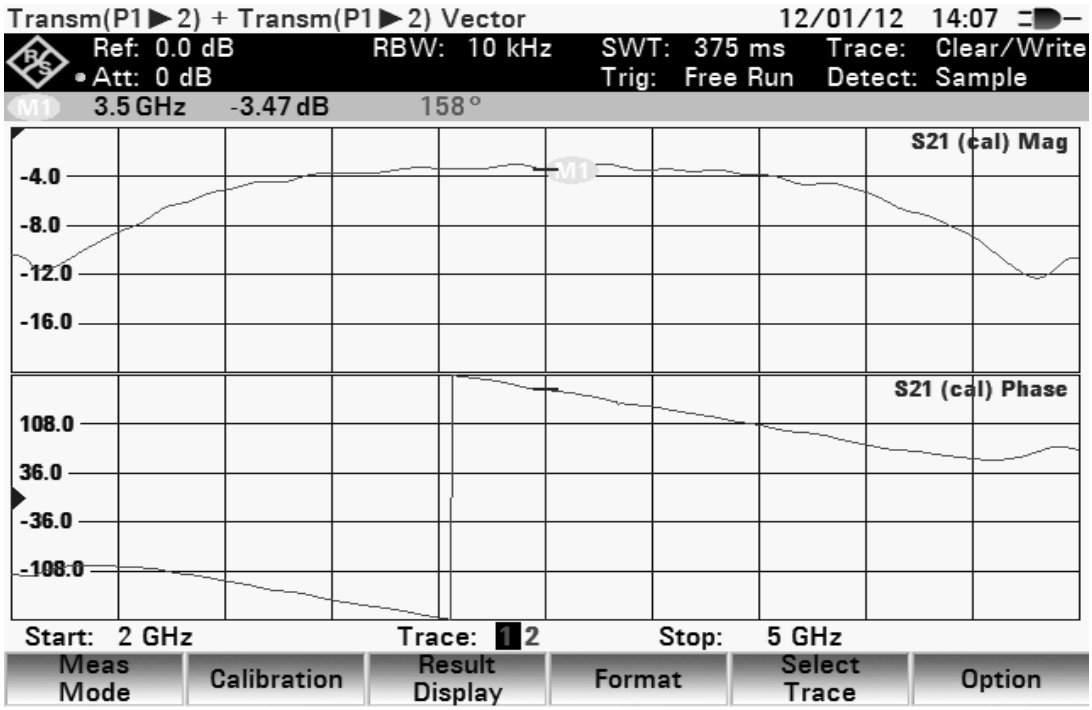
4.1.3 Klasik halka hibrit bağlayıcı gerçeklemesi ve ölçüm sonuçları

Klasik halka hibrit bağlayıcı yapısı, yapılan kuramsal hesaplamalar ve benzetimler sonucunda gerçeklenmiştir. Gerçekleme 254 μm kalınlığına ve 2.2 bağıl dielektrik sabitine sahip taban üzerine yapılmıştır. Gerçeklenen halka hibrit Şekil 4.5'te görülmektedir.

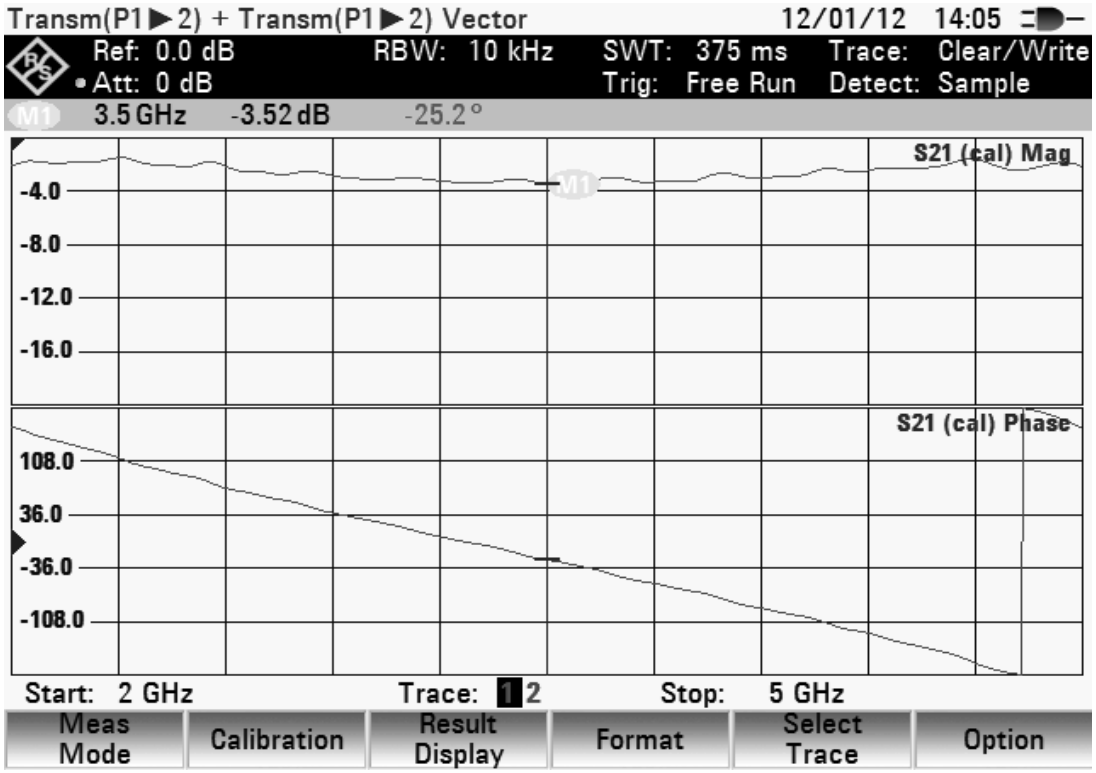


Şekil 4.5 : Gerçeklenen klasik halka hibrit bağlayıcı.

2 ve 4 numaralı kapılar arası evre farkı, devrenin başarımını önemli ölçüde belirleyeceği için, lehimlenecek konnektörlerin özenle yerleştirilmesi gerekmektedir. Çalışma sıklığında dalga boyu 57 mm olarak hesaplanmıştır ve 1 mm kayma dahi yaklaşık 6° evre kayması yaratacaktır. 4 dişi konnektörün uygun girişlere lehimlenmesiyle elde edilen bağlayıcının, vektörel devre analizörü ile saçılma parametreleri ve evre farkı ölçülmüştür. Vektörel devre analizörün 1. kapısının bağlandığı girişe komşu olan girişlerin S parametre ve evre farkı ölçümleri Şekil 4.6, Şekil 4.7, Şekil 4.8 ve Şekil 4.9'da verilmiştir.

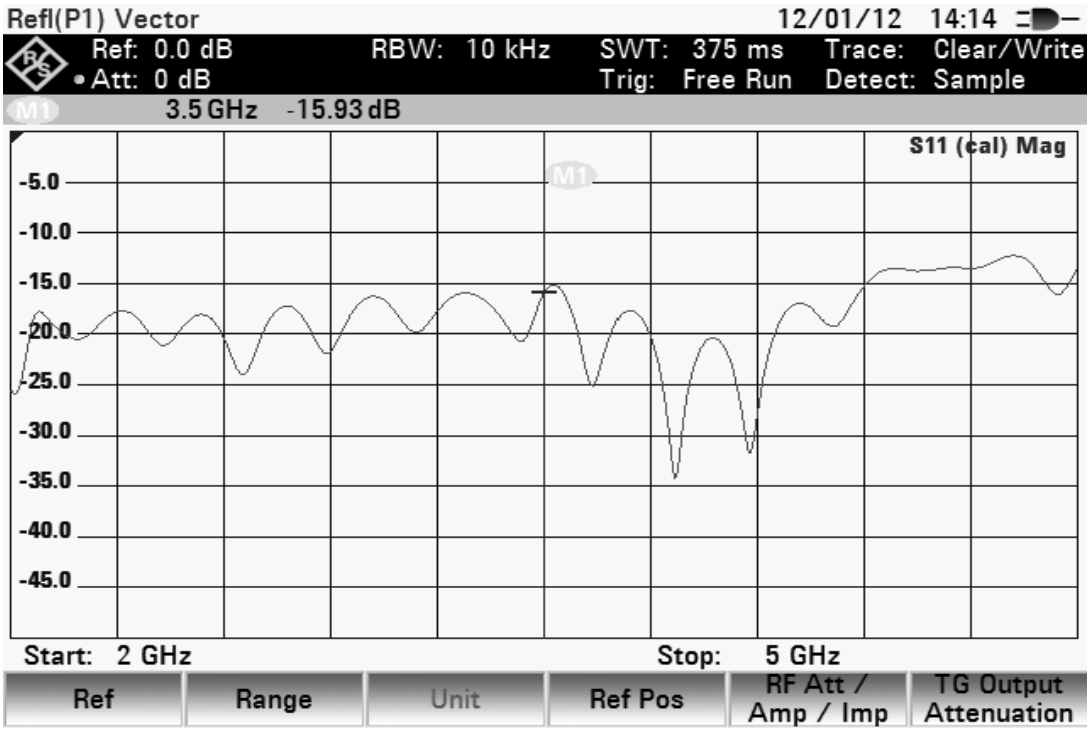


Şekil 4.6 : Klasik halka hibrit bağlayıcı S_{21} parametresi ve evre farkı.



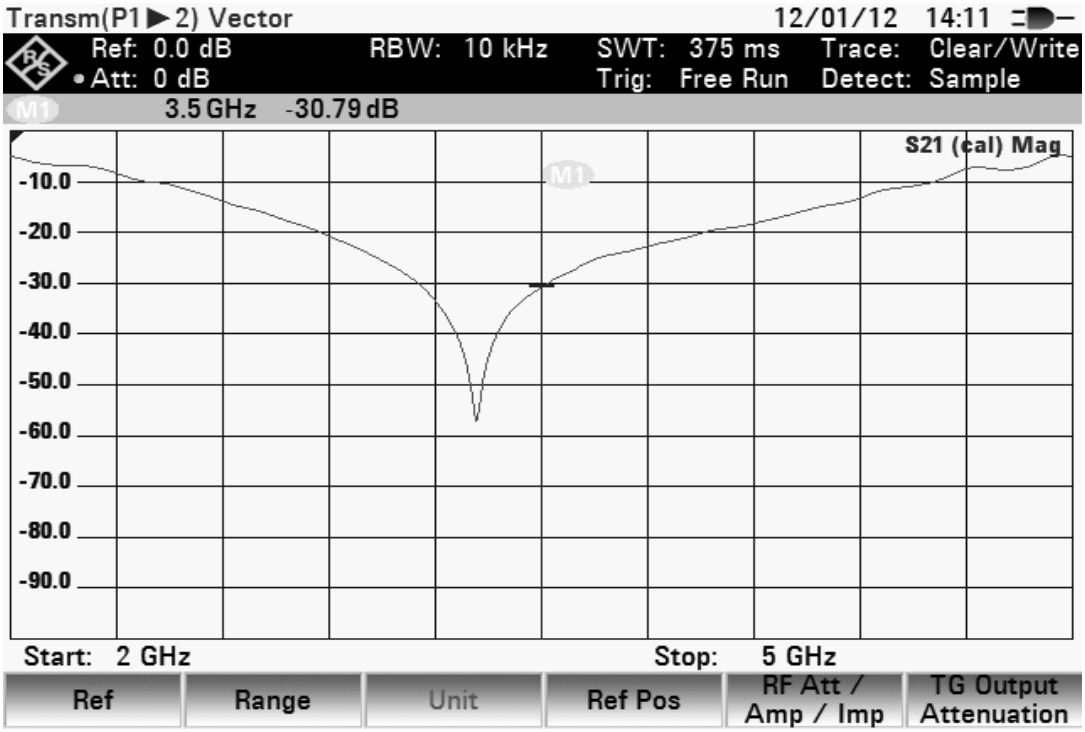
Şekil 4.7 : Klasik halka hibrit bağlayıcı S_{41} parametresi ve evre farkı.

Şekil 4.6, Şekil 4.7, Şekil 4.8 ve Şekil 4.9'da görüldüğü gibi ölçüm sonuçları benzetim sonuçları ile uyumlu birer grafik çizmiştir. Devrenin bant genişliğinin 500 MHz mertebesinde olduğu ölçüm sonuçları ile de doğrulanmıştır.



Şekil 4.8 : Klasik halka hibrit bağlayıcı S_{11} parametresi.

Klasik halka hibrit bağlayıcının ölçüm sonuçları benzetim sonuçları ile karşılaştırmalı olarak Çizelge 4.2'de verilmiştir. Benzetim sonuçları ile ölçüm sonuçlarının en fazla %10 sapma gösterdiği saptanmıştır. Bu durum kullanılan elemanların ve hatların ideal olmamaları nedeniyle ortaya çıkmıştır.



Şekil 4.9 : Klasik halka hibrit bağlayıcı s_{42} parametresi.

Çizelge 4.2 : Klasik halka hibrit bağlayıcı ölçüm ve benzetim sonuçları karşılaştırması.

Parametre	Benzetim sonuçları	Ölçüm sonuçları
S_{11}	-40 dB	-15 dB
S_{21}	-3.1 dB	-3.47 dB
S_{31}	-3.1 dB	-3.52 dB
S_{32}	-55 dB	-30 dB
Bant genişliği	≈ 500 MHz	≈ 500 MHz
Evre farkı	180°	183°
Ebat	-	2816 mm^2

4.2 Asılı Mikroşerit Hat

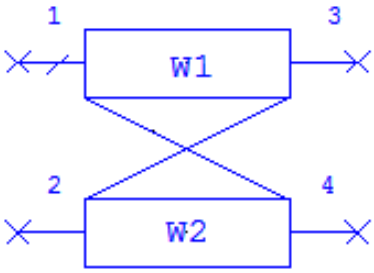
Asılı mikroşerit hat yapısı, bir dielektrik tabanın alt ve üst yüzeyine paralel olarak yerleştirilmiş iki iletken hattan oluşmaktadır. Bu şekilde elde edilen 4 kapılı elemanın uygun uçları kısa devre edilerek giriş ve çıkış kapıları arasında çeşitli evre farkları elde etmek mümkün olmaktadır. Bu hattın karakteristik empedansı, dielektrik malzemenin kalınlığı ve bağıl dielektrik sabitine bağlı olarak, (4.1) denklemi ile,

$$Z_O = \frac{377.d}{\sqrt{\varepsilon_r}.w} \tag{4.1}$$

dalga boyu ise (4.2) bağıntısı ile hesaplanabilmektedir (Bagad, 2009).

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}.f} \tag{4.2}$$

Burada, *c*; ışığın havada yayılma hızı (mm/sn), *w*; mikroşerit hattın genişliği (mm), *f*; devrenin çalışma sıklığı (Hz), *d*; dielektrik malzemenin kalınlığı (mm), λ; dalga boyu (mm), Z_o; karakteristik empedans (ohm), ε_r ; bağıl dielektrik sabiti olarak ifade edilmiştir. Asılı mikroşerit hat temsili olarak Şekil 4.10'da görülmektedir. İki mikroşerit hat, w genişliğinde tam üst üste gelecek şekilde tasarlanmalıdır. Baskılı devre tasarımı ve gerçeklemesi bu aşamada çok önem kazanmaktadır. Tasarım denklemlerine göre üretilen asılı mikroşerit hattın, devreye yerleştirme biçimi dik olarak seçilir ise, 4 kapılı olan bu devrenin toprak uçlarının uygun biçimde eş potansiyele kısa devre edilmesi mümkün olacaktır.



Şekil 4.10 : Asılı mikroşerit hat AWR Microwave Office simgesi.

4.2.1 Asılı mikroşerit hat matematiksel analizi

Asılı mikroşerit hattın tek ve çift mod analizi yapılacak olursa; y parametreleri (4.3) (4.4), (4.5) ve (4.6) denklemleri ile gösterilir.

$$y_{11} = y_{22} = y_{33} = y_{44} = -j\frac{Y_{oo} + Y_{oe}}{2}.cot\theta \quad \textbf{(4.3)}$$

$$y_{12} = y_{21} = y_{34} = y_{43} = j\frac{Y_{oo} - Y_{oe}}{2}.cot\theta \quad \textbf{(4.4)}$$

$$y_{13} = y_{31} = y_{24} = y_{42} = -j\frac{Y_{oo} - Y_{oe}}{2}.cosec\theta \quad \textbf{(4.5)}$$

$$y_{14} = y_{41} = y_{23} = y_{32} = j\frac{Y_{oo} + Y_{oe}}{4}.cosec\theta \quad \textbf{(4.6)}$$

Hat boyunun λ/4 olması durumunda, θ açısı 90° olacaktır. Kotanjant ve kosekant trigonometrik ifadeleri 90° için sırasıyla 0 ve -1 değerlerini aldığı hesaba katıldığında; (4.7), (4.8), (4.9) ve (4.10) denklemleri elde edilir.

$$y_{11} = y_{22} = y_{33} = y_{44} = 0 \quad \textbf{(4.7)}$$

$$y_{12} = y_{21} = y_{34} = y_{43} = 0 \quad \textbf{(4.8)}$$

$$y_{13} = y_{31} = y_{24} = y_{42} = -j\frac{Y_{oo} - Y_{oe}}{2} = -jY_A \quad \textbf{(4.9)}$$

$$y_{14} = y_{41} = y_{23} = y_{32} = j\frac{Y_{oo} + Y_{oe}}{2} = jY_B \quad \textbf{(4.10)}$$

2 numaralı kapının topraklanması, 3 ve 4 numaralı kapıların 50Ω ile sonlandırılması durumunda I_4=-Y_oV_4 ve I_3=-Y_oV_3 için y matrisinden s matrisine geçilecek olursa, (4.11) ve (4.12) denklemlerine ulaşılır.

$$s_{31} = 2j\frac{Y_o Y_A}{Y_o^{\,2} + Y_A^{\,2} + Y_B^{\,2}} \tag{4.11}$$

$$s_{41} = -2j\frac{Y_o Y_B}{Y_o^{\,2} + Y_A^{\,2} + Y_B^{\,2}} \tag{4.12}$$

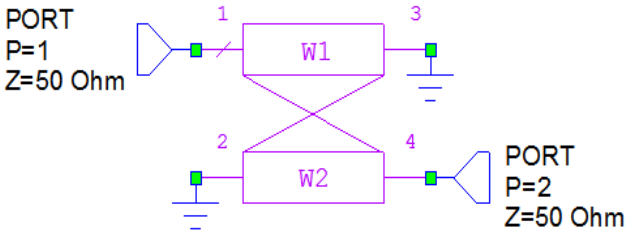
Bu ifadelerden hareketle S_{31}/S_{41} oranı (4.13) denklemi ile verilebilir.

$$\frac{s_{31}}{s_{41}} = -\frac{Y_A}{Y_B} = -\frac{Y_{oo} - Y_{oe}}{Y_{oo} + Y_{oe}} \tag{4.13}$$

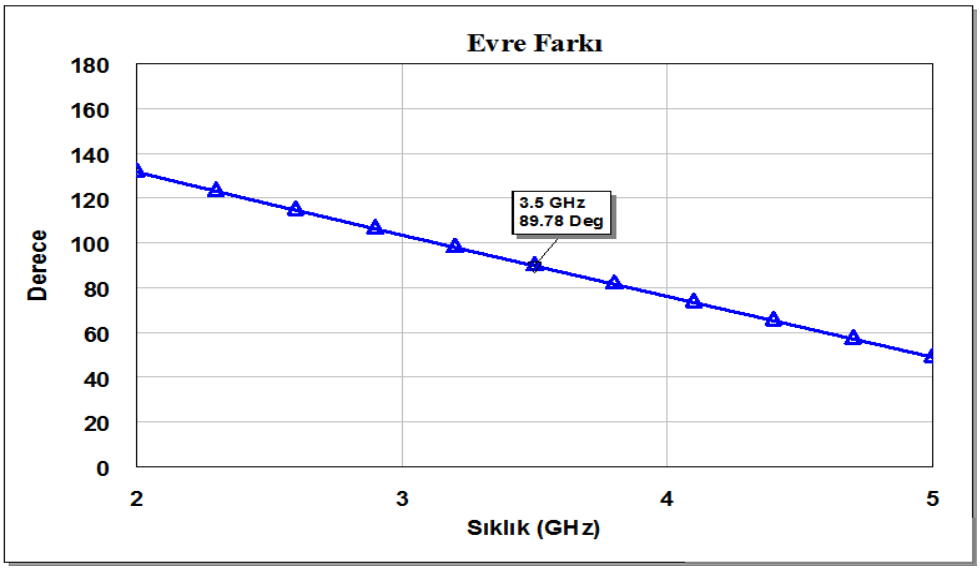
(4.13) denklemine $Y_{oe} = 0$ ifadesi uygulanırsa ki bu toprağın sonsuza çekilmesi demektir; $S_{31}/S_{41} = 1exp(180°)$ olarak elde edilir ki, 3 ve 4 numaralı kapılar arasında 180° evre farkı vardır sonucu ortaya çıkar. Bu hesaplamalarla asılı mikroşerit hattın uygun kapılarının eş potansiyele kısa devre edilerek diğer kapılar arasında 180° evre farkı oluşturulabileceği ispatlanmış olur. İdealde güç kaybı olmadan, 180° evre farkı sağlayan yapı, eş evreli güç bölme işlemini gerçekleştirebilen Wilkinson bölücünün hibrit bağlayıcıya dönüştürülmesi ve halka hibritin bant genişliğinin artırılması ve kapladığı alanın küçültülmesi için kullanılmıştır.

4.2.2 Asılı mikroşerit hat benzetimi ve sonuçları

Şekil 4.11'deki asılı mikroşerit hat yapısı 180° evirici hat olarak çalışan çeyrek dalga boyu uzunluğunda bir çift yüzlü paralel hattır. İkinci ve üçüncü kapılar toprağa kısa devre edilerek Şekil 4.12'de görüldüğü gibi giriş ve çıkış kapıları arasında doğrusal olarak değişen bir evre farkı elde edilmektedir. Bu fark tam merkez sıklığında 90° olmaktadır. 2. ve 4. kapıların topraklandığı yapıdan çok geniş bir sıklık bandında 180° evre farkı sağlamaktadır. Bu yapı kısaca eviren hat olarak isimlendirilebilir.

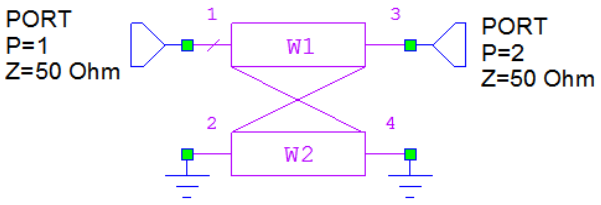


Şekil 4.11 : Asılı mikroşerit hat 1. durum.

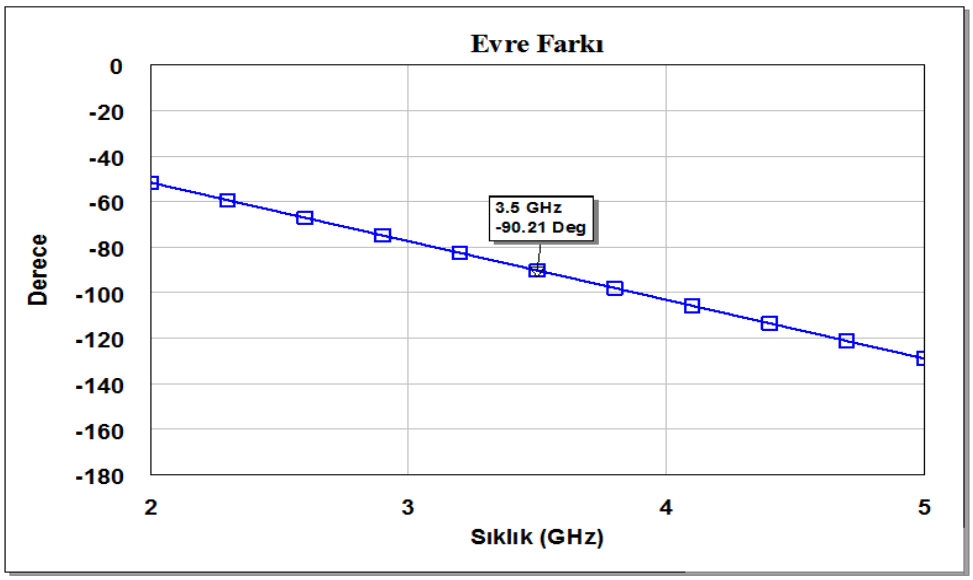


Şekil 4.12 : Asılı mikroşerit hat 1. durum evre farkı.

Şekil 4.13'te asılı mikroşerit hattın 2. ve 4. kapılarının toprağa kısa devre edildiği model görülmektedir ki bu durumda Şekil 4.14'te görüldüğü gibi giriş ve çıkış kapıları arasında yine doğrusal bir evre farkı oluşmaktadır. Bu yapı, eviren hat ile kullanıldığında 180° evre farkını geniş bir sıklık bandında sağlamak mümkündür.

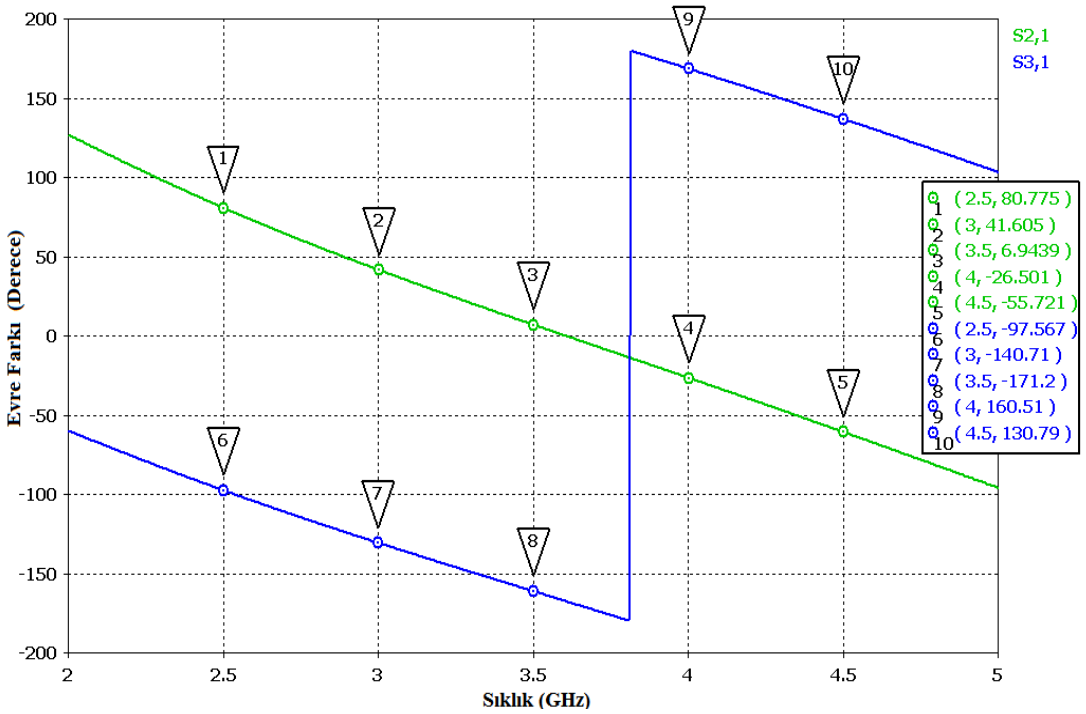


Şekil 4.13 : Asılı mikroşerit hat 2. durum.



Şekil 4.14 : Asılı mikroşerit hat 2. durum evre farkı.

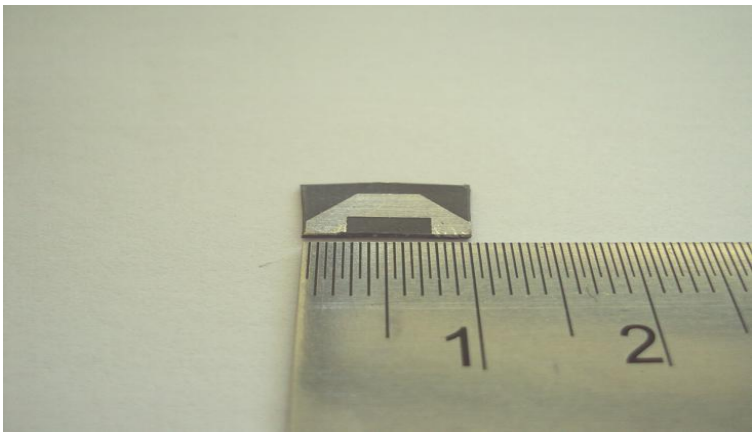
Bu modelin elektromanyetik olarak doğrulanması amacıyla asılı mikroşerit hat yapısının 180° evirme modunda geçerlilik sıklık bölgesinin CST elektromanyetik benzetim programıyla analizinin sonucu Şekil 4.15'te verilmiştir. 2.5 GHz - 4.5 GHz sıklık bandında yapı 180°±5° evre farkı göstermektedir. Bu benzetim sonucu, AWR Microwave Office benzetim programı ile elde edilen sonuç ve hesaplamalar ile oldukça benzerdir.



Şekil 4.15 : Asılı mikroşerit hattın CST ile evre farkı-sıklık EM benzetimi.

4.2.3 Asılı mikroşerit hat gerçeklemesi

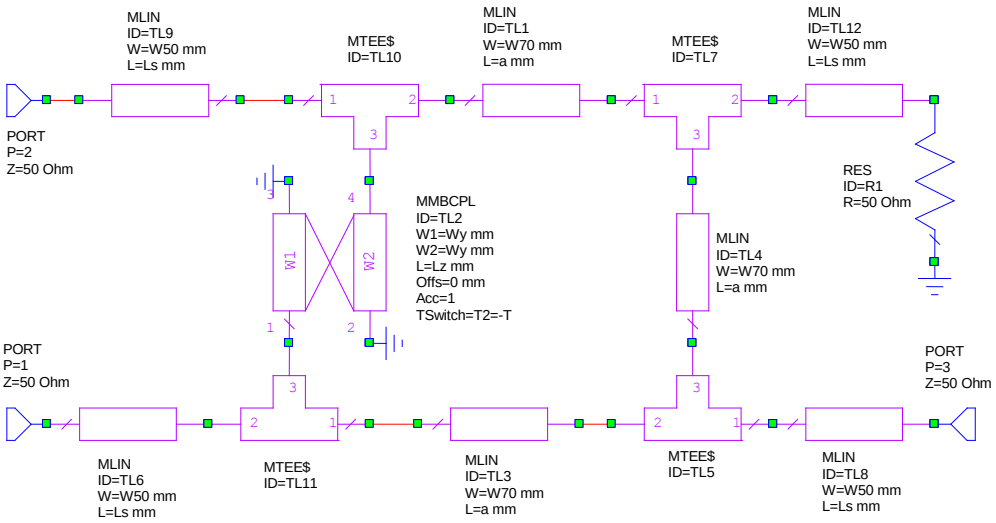
Şekil 4.16'da 50Ω karakteristik empedansa ve λ/4 uzunluğa sahip asılı mikroşerit hat gerçeklemesi verilmiştir. Bu tür ek devreler önerilen her iki yapıda da hibrit bağlayıcı devre kartına dik açı ile yerleştirilerek kullanılmıştır. Tasarlanan ana kuvvetlendirici kartının alt kısmı, toprak olarak seçildiğinden, asılı mikroşerit hat devrelerinin dik açı ile yerleştirilmesi gerekmektedir. Dik açı ile yerleştirmede, ek yerlerinin özenle lehimlenmesi ile süreksizliklerin en düşük düzeye indirilmesi amaçlanmalıdır. Aksi takdirde özellikle evre farkı ölçümlerinde 20° mertebesinde sapmalar gözlenebilmektedir.



Şekil 4.16 : Gerçeklenmiş asılı mikroşerit hat.

4.3 Önerilen Geliştirilmiş Halka Hibrit Bağlayıcı

Klasik halka hibrit bağlayıcının dar bant ve geniş alan kaplama sorunlarına çözüm bulmak amacıyla bu yapının, 3λ/4'lük hattının yerine, λ/4'lük asılı mikroşerit hat yapısı kullanılabilir. Klasik yapının geniş alan kaplama sorununun temel sebebi olan bu 3λ/4'lük hattın iptal edilmesi, yapının kapladığı alanı büyük ölçüde azaltabilir. Bu geliştirme ile hibrit bağlayıcı artık halka formundan da çıkmaktadır. Halka biçiminden Şekil 4.17'de görüldüğü gibi, 70.7Ω karakteristik empedanslı ve λ/4 uzunluklu çift yüzlü asılı mikroşerit hat, 3λ/4'lük hattın yerini almıştır. Aynı evre karakteristiğini sağlayabilmek amacıyla asılı hattın her iki yüzünden çapraz biçimde uçları kısa devre edilmiştir.

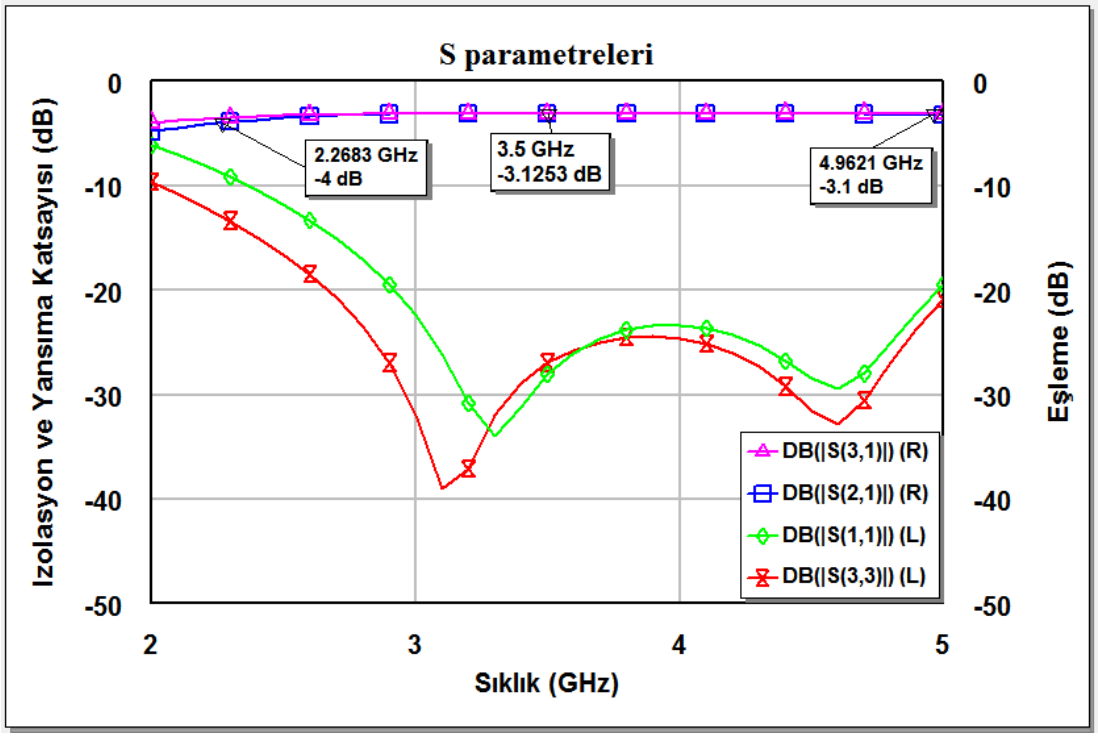


Şekil 4.17 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı devre şeması.

(4.2) ve (4.3) denklemleri uyarınca 50Ω karakteristik empedanslı asılı mikroşerit hattın genişliği ve uzunluğu, dielektrik taban kalınlığı 254 µm ve bağıl dielektrik sabiti 2.2 seçilerek hesaplanırsa, 1.29 mm genişlik ve 14.5 mm uzunluk değerine ulaşılmaktadır. Wilkinson güç bölücünün her iki çıkış kapısına da eklenen asılı mikroşerit hatların bir tanesinin 2 ve 3 numaralı kapıları toprağa kısa devre edilirken, diğerinin 2 ve 4 numaralı kapıları toprağa kısa devre edilmiştir. Devre kartının alt kısmı eş potansiyel olarak seçileceği için, asılı mikroşerit hatlar, ek devre olarak üretilerek, ana devre kartına dik olarak yerleştirilmelidirler. Bu yerleşim sırasında süreksizliklerin önlenmesi için lehimleme işlemi özenli bir biçimde yapılmalıdır

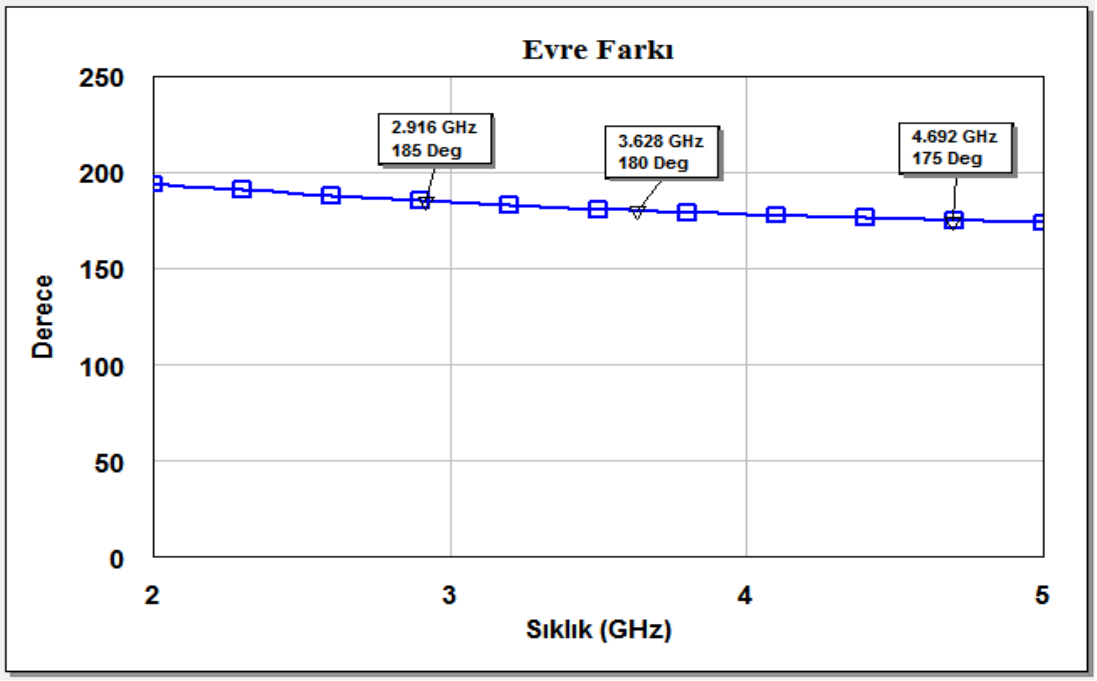
4.3.1 Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı benzetim sonuçları

Klasik halka hibrit bağlayıcı yapısının geliştirilmesi amacıyla önerilmiş olan asılı mikroşerit hatlı yapı mikrodalga benzetim programı içerisinde kurulmuştur. 2 GHz ile 5 GHz sıklıklar arası benzetim sonuçları Şekil 4.18 ve Şekil 4.19'da görülmektedir. Bant genişliğinin neredeyse dört katına çıktığı gözlenmekle birlikte diğer parametrelerde bozulma gözlenmemiştir. Çıkış kapıları arasında genlik dengesizliği neredeyse hiç yoktur.



Şekil 4.18 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı S parametreleri benzetim sonucu.

Özellikle Şekil 4.19'de verilen grafikte görüldüğü gibi; çıkışlar arası evre farkının sıklığa bağlı olarak değişiminin son derece sınırlı olması, geniş bantlı dengeli uygulamalar için hayati önem taşıyacaktır. Oysa klasik halka hibrit bağlayıcının sıklığa bağlı olarak evre farkı değişimi yapının bant genişliğini 500 MHz'de sınırlandırmıştı. Tüm sonuçlar Çizelge 4.3'te verilmiştir.



Şekil 4.19 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı evre farkı benzetim sonucu.

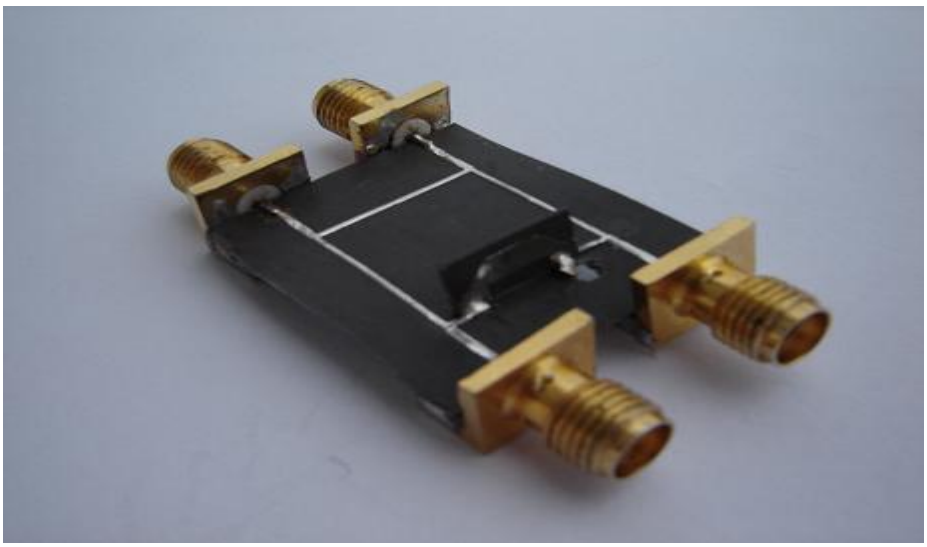
Çizelge 4.3 :Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı benzetim sonuçları.

Parametre	Benzetim sonuçları
S_{11}	-25 dB
S_{21}	-3.12 dB
S_{31}	-3.12 dB
S_{32}	-30 dB
Bant genişliği	≈ 2 GHz
Evre farkı	180.8°

4.3.2 Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı gerçeklemesi ölçüm sonuçları

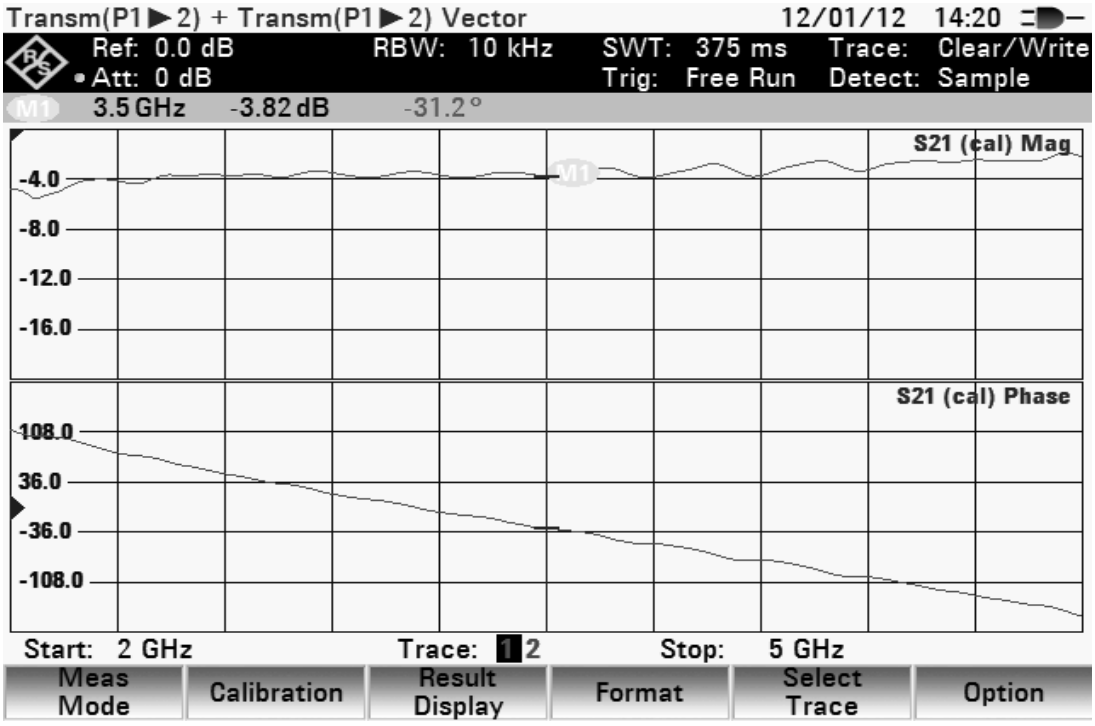
Klasik halka hibrit yapısında yer alan 70Ω 3λ/4 uzunluğundaki hattın yerine 70Ω, λ/4 uzunluğunda asılı mikroşerit hat yerleştirilmesi ve uygun girişlerin kısa devre edilmesi ile elde edilen yeni hibrit yapısı gerçeklenmiş olarak Şekil 4.20'de görülmektedir. Devre test edilirken, çift girişli spektrum analizörü kullanılmalı veya

bu imkân yoksa dört çıkışlı yapının 50Ω ile kapatılması gereken ucuna 50Ω'luk yük takılarak ölçmeler gerçekleştirilmelidir (Sayre, 2008).

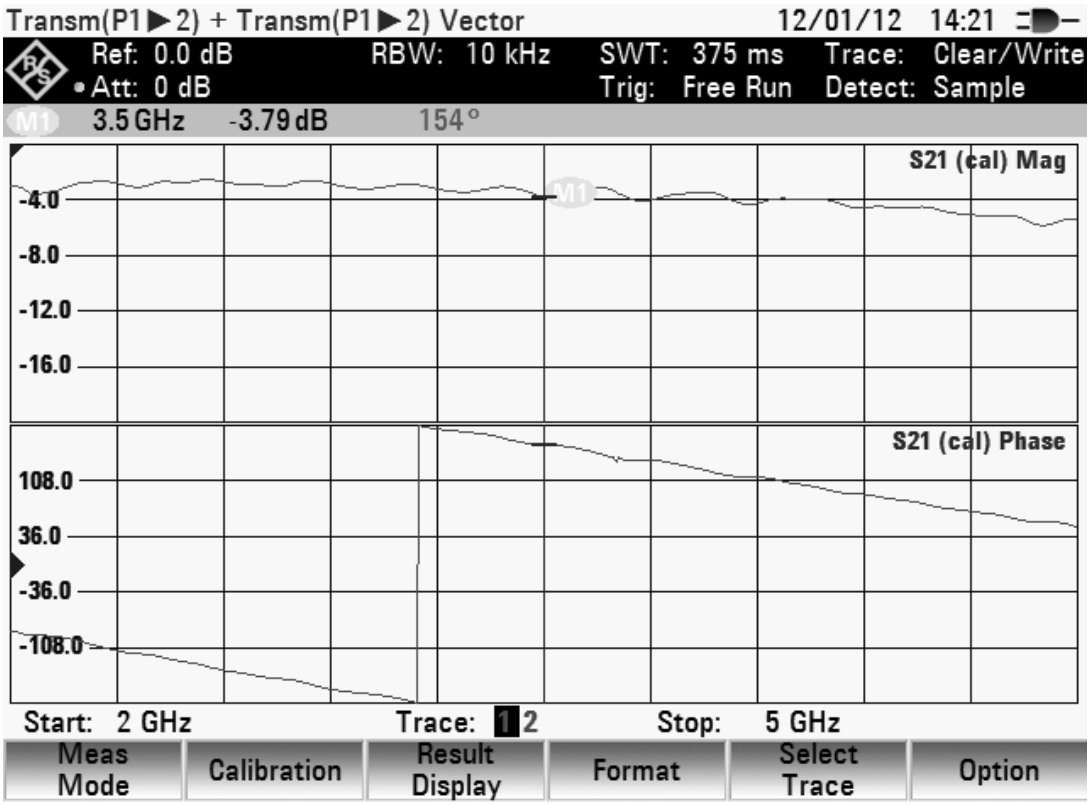


Şekil 4.20 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı.

Geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcının S parametreleri, çıkış kapıları arası evre farkı, bant genişliği ölçülmüştür. Ölçüm grafikleri Şekil 4.21, Şekil 4.22, Şekil 4.23 ve Şekil 4.24 'te verilmiştir. Çizelge 4.4'te verilen benzetim sonuçları ile gerçekleme sonuçları arasındaki karşılaştırmada gözlenen farklar, ölçüm cihazının kalibrasyon eksikliği ve ölçüm kablolarındaki kayıplardan ileri gelmektedir.



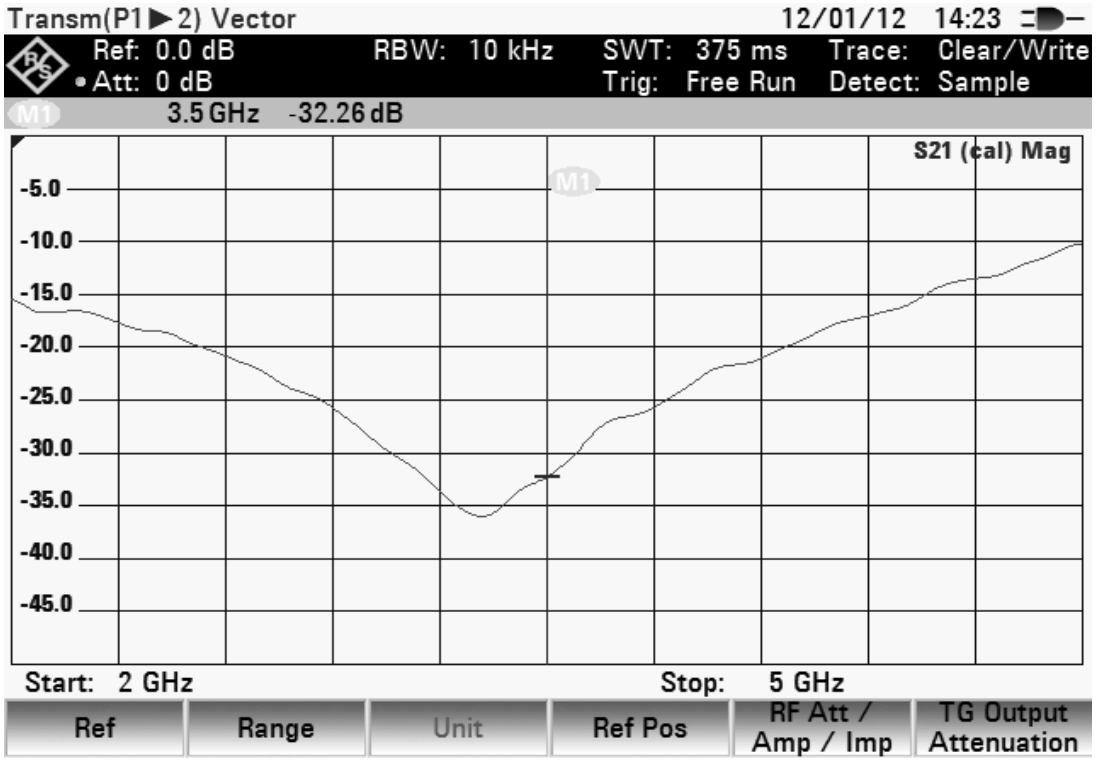
Şekil 4.21 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı S_{21} parametresi ve evre farkı.



Şekil 4.22 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı S_{41} parametresi ve evre farkı.



Şekil 4.23 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı S_{11} parametresi.



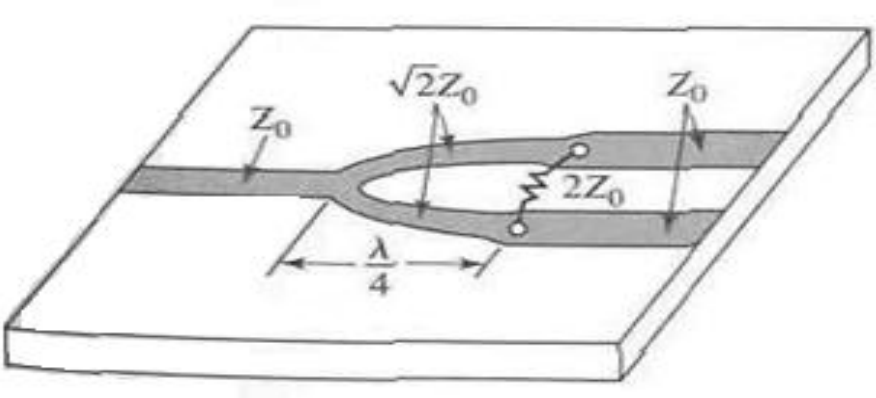
Şekil 4.24 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı s_{42} parametresi.

Çizelge 4.4 : Önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı ölçüm ve benzetim sonuçları karşılaştırması.

Parametre	Benzetim sonuçları	Ölçüm sonuçları
S_{11}	-25 dB	-11 dB
S_{21}	-3.12 dB	-3.82 dB
S_{31}	-3.12 dB	-3.793 dB
S_{32}	-30 dB	-32 dB
Bant genişliği	≈ 2 GHz	≈ 2 GHz
Evre farkı	180.8°	185°
Ebat	-	1012 mm^2

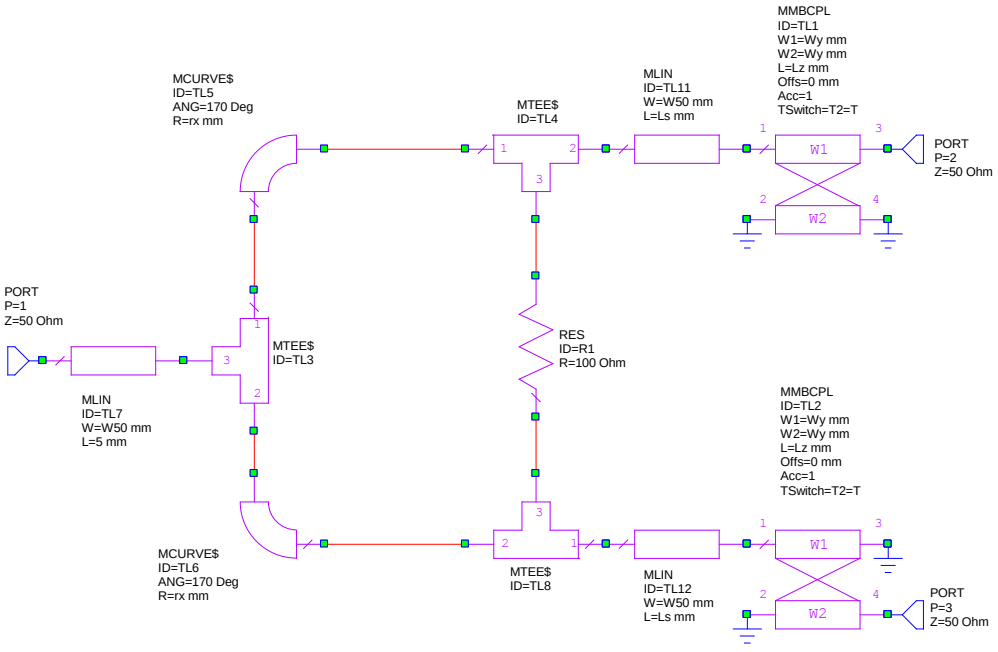
4.4 Wilkinson Güç Bölücüden Türetilen Hibrit Bağlayıcı

Şekil 4.25'te görülen Wilkinson güç bölücü, girişine uygulanan işareti veya işaretleri eş evreli ve istenilen oranda bölebilen veya birleştirebilen bir devredir (Wilkinson, 1960). Bu çalışmada iki çıkışlı Wilkinson güç bölücü, 180° hibrit bağlayıcıya dönüştürülecek bu sayede klasik halka hibrit bağlayıcıya göre bant genişliği artırma ve ebat küçültme gibi önemli geliştirmeler yapılmış olacaktır. Elbette Wilkinson güç bölücünün tek veya daha çok boğumlu olması da bant genişliğini etkileyen bir etkendir. Bu çalışmada tek katlı bölücü tasarlanmış ve 180° hibrit bağlayıcıya dönüştürülmüştür.



Şekil 4.25 : Wilkinson güç bölücü (Pozar, 2005).

Önerilen yeni hibrit bağlayıcı yapılarından ikincisi eş evreli güç bölme ve birleştirme işlemini gerçekleştiren Wilkinson güç bölücünün her iki çıkışına 50Ω karakteristik empedansa ve λ/4 hat uzunluğuna sahip çift taraflı asılı mikroşerit hat eklenmesiyle elde edilen hibrit bağlayıcı yapısıdır. Elde edilen devrenin şeması Şekil 4.26'de görülmektedir.



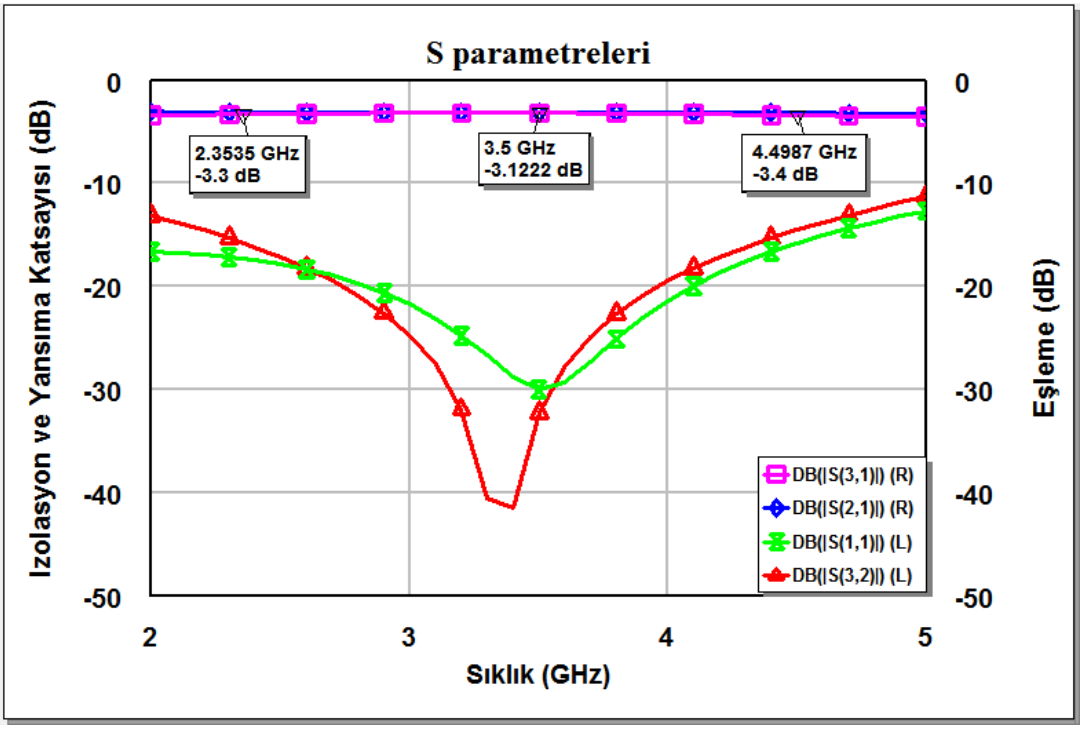
Şekil 4.26 : Wilkinson güç bölücüden türetilen hibrit bağlayıcı devre şeması.

(4.1) ve (4.2) bağıntıları uyarınca 50Ω karakteristik empedanslı asılı mikroşerit hattın genişliği ve uzunluğu, dielektrik taban kalınlığı 254 µm ve bağıl dielektrik sabiti 2.2 seçilerek hesaplanırsa, 1.29 mm genişlik ve 14.5 mm olmaktadır. Dielektrik taban kalınlığı daha yüksek seçilir ise; eklem noktalarındaki süreksizliklerin artması

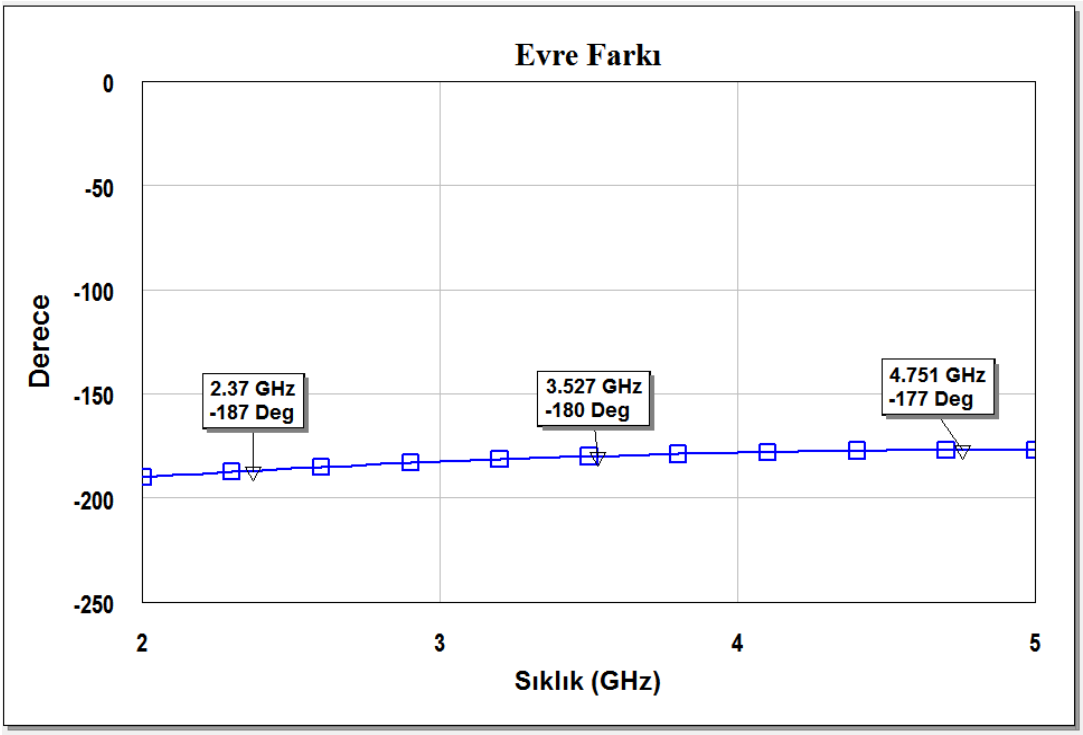
olasıdır. bu nedenle 0.5 mm'den daha ince dielektrik malzemenin kullanılması, hattın başarımı için önemlidir. Eş evreli güç bölme yapabilen Wilkinson güç bölücünün her iki çıkış kapısına da eklenen asılı mikroşerit hatların birinin 2 ve 3 numaralı kapıları eş potansiyele kısa devre edilirken, diğerinin 2 ve 4 numaralı kapıları eş potansiyele kısa devre edilmiştir. Devre kartının alt kısmı eş potansiyel olarak seçileceği için, asılı mikroşerit hatlar, ek devre olarak üretilerek, ana devre kartına dik olarak yerleştirilmelidirler. Bu yerleşim sırasında süreksizliklerin önlenmesi için lehimleme işlemi özenli bir biçimde yapılmalıdır (Sayre, 1998).

4.4.1 Wilkinson güç bölücüden türetilen hibrit bağlayıcı benzetim sonuçları

İkinci önerilen yapı olan Wilkinson güç bölücüden türetilmiş olan hibrit bağlayıcı yapısının benzetim sonuçları Şekil 4.27 ve Şekil 4.28'de verilmiştir. Benzetim sonucunda ±5° evre farkı toleransı ile belirlenen bant genişliği yaklaşık 2 GHz'tir. Çıkış kapıları arasın yalıtım 3 ile 4 GHz sıklıkları arasında -20 dB ile -40 dB arasında değişmektedir. Giriş yansıma katsayısı ise yine aynı sıklıklarda -20 dB ile -30 dB arasında değişmektedir. Tüm sonuçlar Çizelge 4.5'te verilmiştir.



Şekil 4.27: Wilkinson güç bölücüden türetilen hibrit bağlayıcı S parametreleri benzetim sonuçları.



Şekil 4.28 : Wilkinson güç bölücüden türetilen hibrit bağlayıcı evre farkı benzetim sonucu.

Çizelge 4.5 : Wilkinson güç bölücüden türetilen hibrit bağlayıcı benzetim sonuçları.

Parametre	Benzetim sonuçları
S_{11}	-40 dB
S_{21}	-3.15 dB
S_{31}	-3.15 dB
S_{32}	-45 dB
Bant genişliği	≈ 2 GHz
Ebat	-

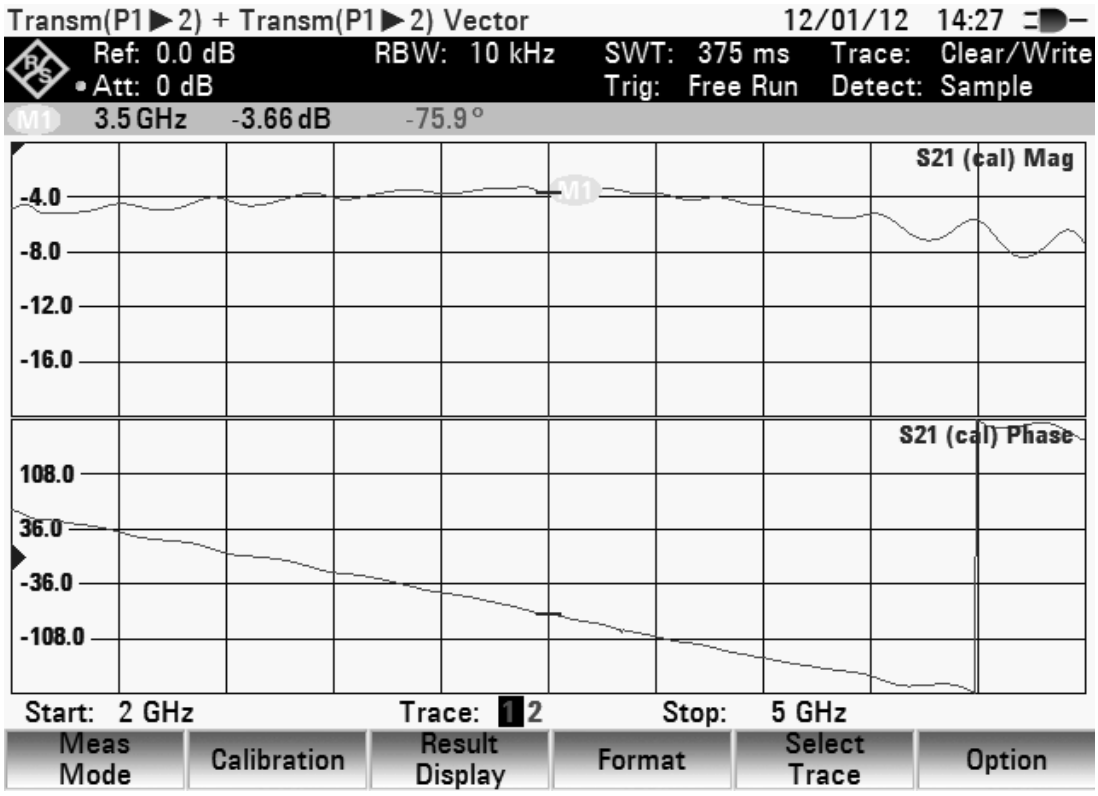
4.4.2 Wilkinson güç bölücüden türetilen hibrit bağlayıcı gerçeklemesi ve ölçüm sonuçları

Bu yapı, Wilkinson güç bölücünün her 2 çıkış ucuna da eklenen ve uygun uçları 180° evre farkı sağlayacak şekilde kısa devre edilen asılı mikroşerit hatlar ile birlikte gerçeklenmiştir. Gerçeklenmiş olan hibrit bağlayıcı Şekil 4.29'da görülmektedir. Yuvarlak hattın üzerine eklenen açık devre hatlar, devrenin yansıma katsayılarını iyileştirmek üzere yerleştirilmiştir. Tamamen deneysel olarak eklenen bu hatlar, kaynakçalarda çift açık devre hat empedans uydurma diye bilinmektedir (Pozar, 2005).

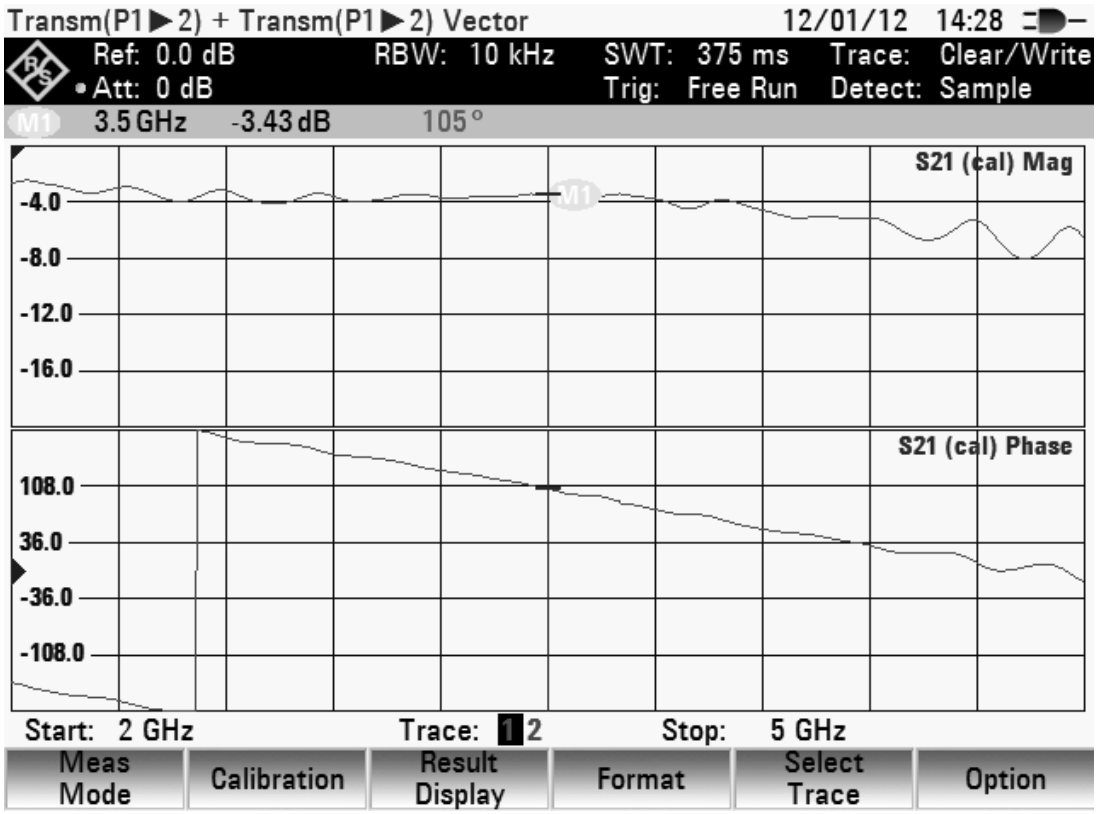


Şekil 4.29 : Wilkinson güç bölücüden türetilen asılı mikroşerit hatlı hibrit bağlayıcı.

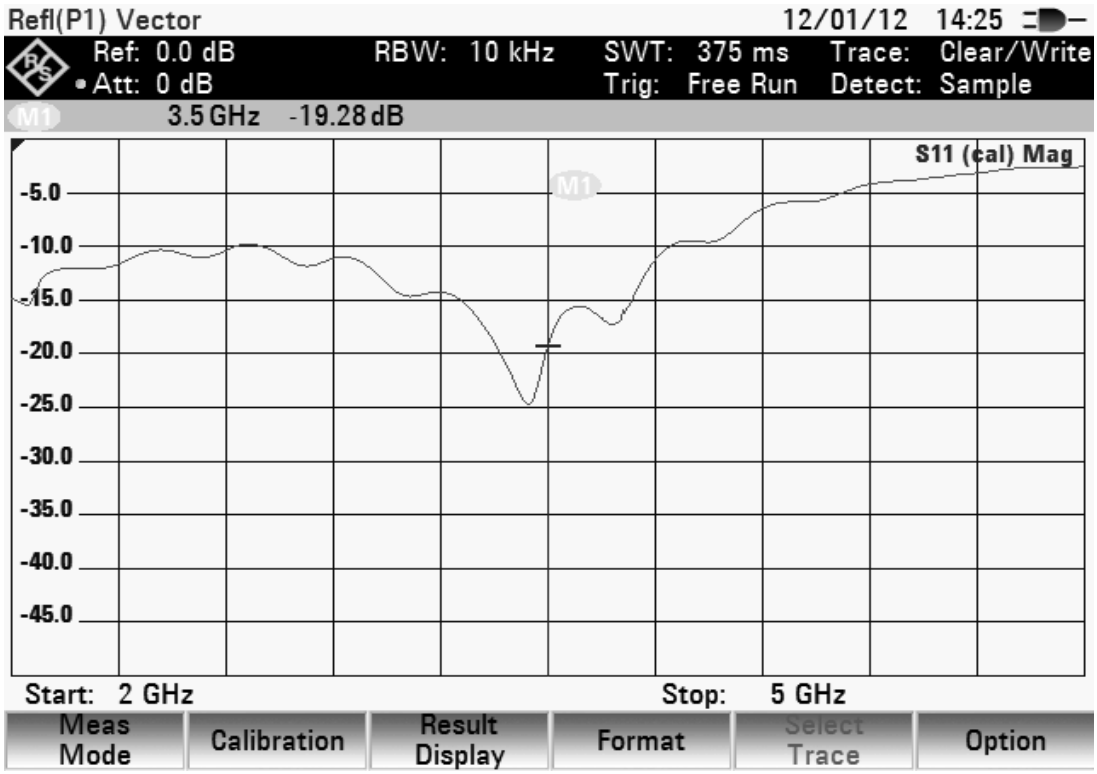
Wilkinson güç bölücüden türetilmiş olan hibrit bağlayıcının S parametreleri, çıkış kapıları arası evre farkı ve bant genişliği ölçülmüştür. Ölçüm grafikleri Şekil 4.30, Şekil 4.31, Şekil 4.32 ve Şekil 4.33'te verilmiştir.



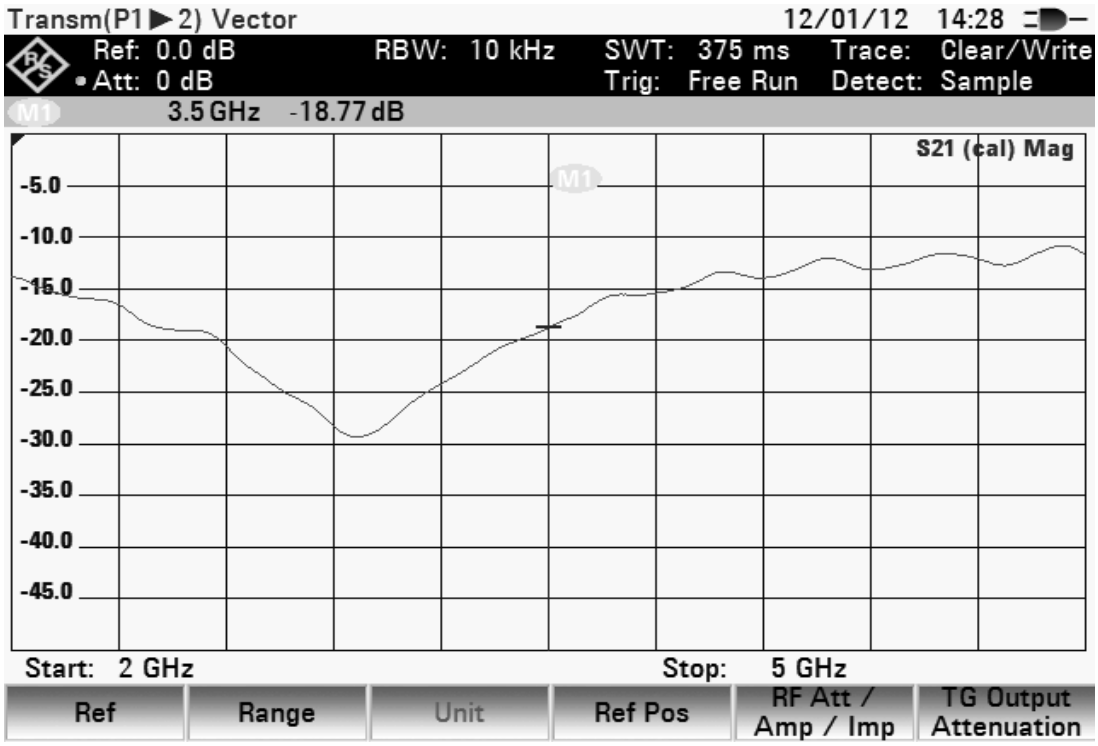
Şekil 4.30 : Wilkinson güç bölücüden türetilen asılı mikroşerit hatlı hibrit bağlayıcı S_{21} parametresi ve evre farkı.



Şekil 4.31 : Wilkinson güç bölücüden türetilen asılı mikroşerit hatlı hibrit bağlayıcı S_{31} parametresi ve evre farkı.



Şekil 4.32 : Wilkinson güç bölücüden türetilen asılı mikroşerit hatlı hibrit bağlayıcı S_{11} parametresi.



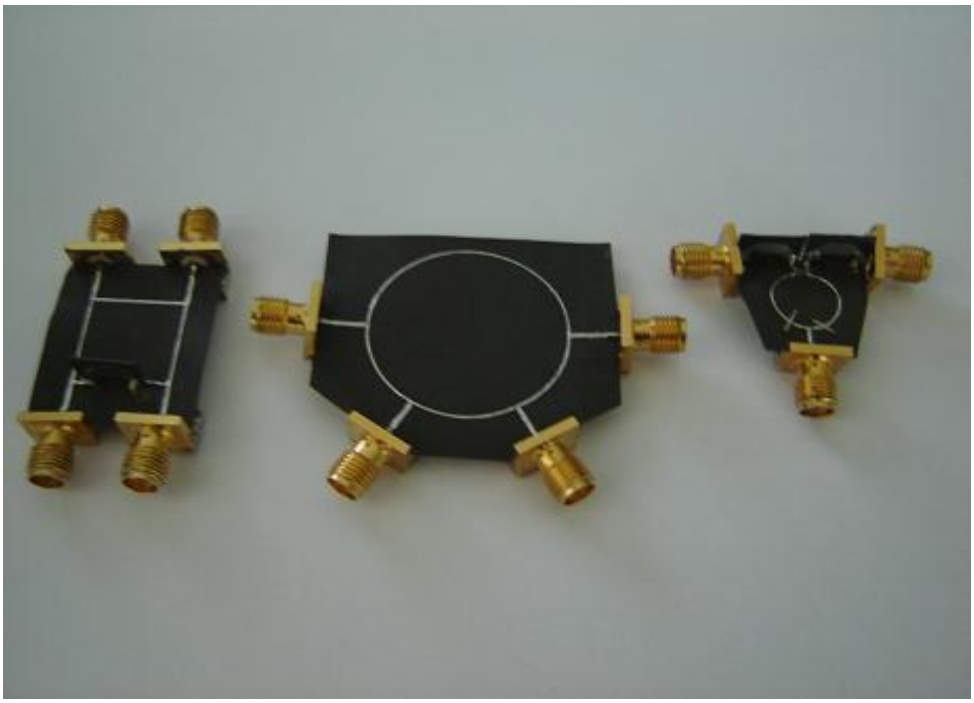
Şekil 4.33 : Wilkinson güç bölücüden türetilen asılı mikroşerit hatlı hibrit bağlayıcı S_{32} parametresi.

Ölçüm sonuçlarının benzetim sonuçları ile karşılaştırılabilmesi amacı ile hazırlanan liste Çizelge 4.6'da verilmiştir. Benzetim sonuçları ile gerçekleme sonuçları arasındaki fark, ölçüm cihazının kalibrasyon eksikliği ve ölçüm kablolarındaki kayıplardan ileri gelmektedir.

Çizelge 4.6 : Wilkinson güç bölücüden türetilen hibrit bağlayıcı ölçüm ve benzetim sonuçları karşılaştırması.

Parametre	Benzetim sonuçları	Ölçüm sonuçları
S_{11}	-40 dB	-19 dB
S_{21}	-3.15 dB	-3.66 dB
S_{31}	-3.15 dB	-3.43 dB
S_{32}	-45 dB	-18 dB
Bant genişliği	≈ 2 GHz	≈ 2 GHz
Evre farkı	180°	180.9°
Ebat	-	1148 mm^2

Tasarlanan ve gerçeklenen bütün 180° hibrit bağlayıcılar Şekil 4.34'te fiziki karşılaştırmayı kolaylaştırmak amacıyla verilmiştir. Yapıların kaynakçalardaki benzer yapılarla karşılaştırılması sonuçlar bölümünde verilmiştir.



Şekil 4.34 : Tasarlanan ve gerçeklenen tüm 180° hibrit bağlayıcılar.

5. ÖNERİLEN TEK ÇIKIŞLI VE DENGELİ E SINIFI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİLERİ

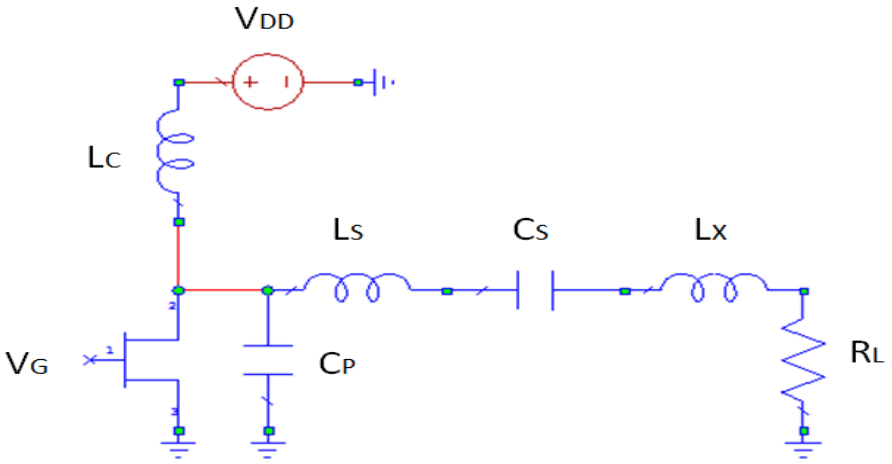
Güç kuvvetlendiricilerinden istenen özelliklerden en önemlisi olabilecek özellik doğru akım gücünü en büyük bir verimle işaret gücüne dönüştürmeleridir. Yüksek sıklık güç kuvvetlendiricilerinde bu özellik daha da önem kazanmaya başlar. Çünkü yüksek sıklıklarda çalışabilen güçlü etkin elemanlar harcayabilecekleri güç bakımından sınırlı ve pahalıdırlar. Dolayısıyla yüksek verime sahip kuvvetlendirici sınıflarının seçilmesi birçok uygulama için önemlidir. Gerekli soğutucu yüzey alanı ve doğru akım kaynağından çekilen güç de verimin yükselmesi ile birlikte azalacaktır. Verim değerinin artırılması ile transistörün kılıf sıcaklığı düşeceğinden, bozulma olasılığı azalacaktır. Bu nedenlerle, yüksek verimli yüksek sıklık güç kuvvetlendiricileri üzerine çalışmalar halen yoğun şekilde sürmektedir.

N. Sokal'ın 1975 yılında önerdiği klasik E sınıfı yapı, yüksek sıklıklarda çalışma için uygun değildir. Verim değerlerinin sıklıkla birlikte düşmesi ve harmonik sıklıklarındaki bileşenlerin yeterince bastırılamadığı yapılan tasarım ve benzetim sonucunda görülmüştür. Bunun üzerine sözü edilen sorunları gidermek amacıyla özgün bir E sınıfı kuvvetlendirici yapısı önerilmiştir. Önerilen bu yapının benzetimi yapılmış ve gerçeklenmiştir. Gerçeklemeler Rogers firmasının yüksek sıklık devre gerçeklemeleri için önerdiği, düşük kayıplı RT5880 taban malzemesi ile gerçeklenmiştir. Kullanılan taban malzemesinin bağıl dielektrik sabiti 2.2, kalınlığı 254 μm'dir. Taban kalınlığının 254 μm seçilmesinin nedeni, kalın dielektrik taban kullanıldığında düşük karakteristik empedansa sahip hatların genişliğinin, başarımı düşürecek şekilde artmasıdır. Bu durumda tüm kuvvetlendirici devresinin başarımı düşebilecektir ve bu sonuçtan kaçınmak için yeterince ince yani 254 μm kalınlığında taban kullanılmıştır. Transistör olarak Cree firmasının yeni nesil GaN transistörü olan CGH40006P seçilmiştir. Transistörün geçit ve savak uçları düşük kayıplı altın kaplama malzeme ile üretilmiş olup, kaynak ucu kılıfın alt kısmındadır ve bu ucun topraklanabilmesi için, transistörün bakır tabana krem lehimle yapıştırılması gerekmektedir.

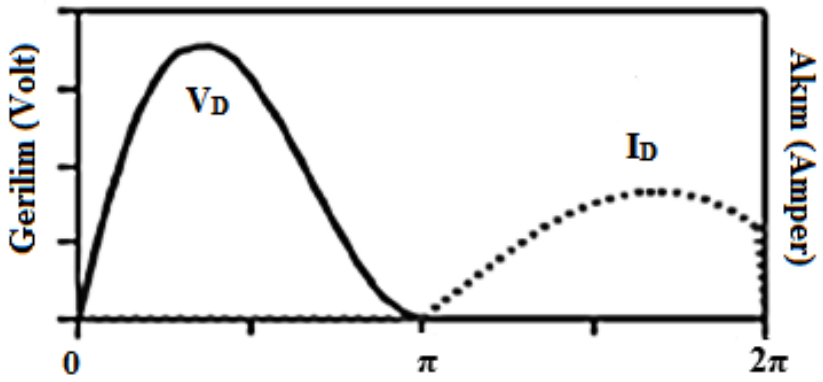
5.1 Klasik Tek Çıkışlı E Sınıfı Güç Kuvvetlendiricisi

Transistörü bir anahtar gibi kullanan D sınıfı güç kuvvetlendiricileri alçak sıklıklarda oldukça yüksek bir verimle çalışmaktadır. Çünkü, anahtar kapalı iken transistör doymaya sokulduğundan ve de transistörün akımı yüksek değerde olduğundan, savak-kaynak uçlarındaki gerilim çok küçüktür. Tam tersi durumda yani anahtar açık iken, savak kaynak gerilimi büyük değer aldığında transistör kesimde olduğundan, içinden geçen akım kuramsal olarak sıfırdır. Fakat yüksek sıklıklara gidildikçe transistörün açma kapama süreleri işaretin periyoduna göre ihmal edilemez duruma gelerek akım ve gerilimin dalga şekilleri yaklaşık olarak trapez şeklini alır. Eğer yük empedansı saf gerçel ise, akımın düşmeye başladığı anda gerilim yükselmeye başlar. Bu durumda açma kapama sırasında oldukça büyük bir akım ve gerilim aynı anda transistöre uygulanmış olur. Bu durumda, verimin düşeceği açıktır. Ayrıca, akımın ve gerilimin aynı anda yüksek değerlerde bulunması transistörün yıpranmasına ve kısa süre içinde bozulmasına neden olacaktır. Bu durumda dalga şekillerini değiştirmek çözüm olarak sunulabilir. Akım ve gerilimin periyodik olarak azalıp çoğalması kaçınılmaz olmakla birlikte ikisinin aynı anda benzer şekilde değişmesi gerekmez. Yani, akım ve gerilimin değişimleri birbirine göre ötelenebilir. E sınıfı çalışmada savak akımı sıfıra düştükten sonra savak kaynak gerilimi artmaya başlamakta ve savak kaynak gerilimi en düşük değerini aldıktan sonra akım akmaya başlamaktadır. Bu durumda akım ve gerilimin birlikte yüksek değerde bulunduğu hiçbir an olmadığından, açılma ve kapanma süreleri uzun da olsa bu süreler içinde transistörde önemli bir güç harcanmaz. Bu bilgiler eşliğinde bir E sınıfı güç kuvvetlendirici devresinin sağlaması gereken şartlar şu şekilde sıralanabilir. İlk olarak akım ve gerilimin düşme ve yükselmeleri aynı anda oluşmamalıdır. İkinci ve son olarak ise kapanma anında savak geriliminin bütün türevleri sıfır olmalıdır (Morgül, 1981).

Bu özellikleri sağlayan en basit E sınıfı devre Şekil 5.1'de ve bu devredeki transistörün akım ve geriliminin değişimi Şekil 5.2'de görülmektedir. Bu dalga şekilleri yukarıda sözü edilen iki koşulu da sağlamaktadır.



Şekil 5.1 : Klasik E sınıfı güç kuvvetlendiricisi çıkış devresi.



Şekil 5.2 : Klasik E sınıfı güç kuvvetlendiricisi çıkış devresi akım gerilim karakteristiği (Cripps, 2006).

Devrede akım ve gerilimin değişimini edilgen elemanlardan oluşmuş olan yük devresi belirler. L_C yüksek endüktanslı bir boğucu bobindir. Endüktansı, ilgili RF sıklığında yeterince büyük reaktans gösterecek şekilde seçilir. Bu durumda devre bir doğru akım kaynağı ile besleniyor kabul edilebilir (Sokal ve Sokal, 1975). R_L yük direncidir. C_P ve L_X birlikte, açılma anında gerilimin gecikmesini ve parabolik olarak yükselmesini sağlar. C_P, L_X, R_L ve C_S ile L_S'den oluşan seri rezonans devresinin elemanlarının değerleri ve değer katsayısı uygun seçilerek istenen özelliklerin gerçeklenmesi ve yük direncinden akan akımın yaklaşık (sonlu Q_0 nedeniyle) sinüs biçimli olması sağlanır. E sınıfı devrede temel sıklıktaki işareti geçiren akortlu Ls-Cs rezonans devresinin aynı zamanda 2. ve 3. harmoniklerdeki akımları yeterince açık devre etmesi gerekmektedir. Eleman değerlerinin hesaplanması ileriki bölümlerde ayrıca ayrıntılı bir şekilde verilecektir.

Önerilen tek çıkışlı yapı tek transistor içermektedir. Giriş ve çıkış katı, transistörün E sınıfı çalışabilmesi, kuvvetlendiricinin yüksek verimli olması ve çıkış gücünün yüksek olması ilkeleri göz önüne alınarak tasarlanmıştır ve optimize edilmiştir. Çalışmanın ikinci bölümünde verilen E sınıfı tasarım denklemlerinde kullanılmak üzere, çıkış gücü P=5 Watt, çalışma sıklığı 3.5 GHz - 3.8 GHz bandının tam ortası olan f=3.65 GHz ve kalite faktörü Q_0=5 olarak seçilmiştir.

5.1.1 Klasik tek çıkışlı E sınıfı güç kuvvetlendiricisi tasarımı

Bu bölümde ilk önerilen yapı için verilen bağıntılar göz önüne alınarak tasarım yapılmıştır (Sokal ve Sokal, 1975). Daha önce de belirtildiği üzere, bir güç kuvvetlendirici devresinin E sınıfı çalışabilmesi için 2 temel şartı sağlaması gerekmektedir. Bunların ilki, anahtarın açık konuma alınması sırasında savak geriliminin sıfıra eşit olmasıdır. İkinci şart ise yine anahtarın açık konuma alınması sırasında savak geriliminin türevinin sıfıra eşit olmasıdır. Bu koşullar (5.1) ve (5.2) bağıntılarında matematiksel olarak gösterilmiştir.

$$\frac{dv_S}{dt}\left(\frac{T}{2}\right)_{\phi=\pi} = 0 \qquad \textbf{(5.1)}$$

$$v_S\left(\frac{T}{2}\right)_{\phi=\pi} = 0 \qquad \textbf{(5.2)}$$

Yük direnci R_L, denklem (5.3) kullanılarak hesaplanmıştır ve 28.9Ω olarak elde edilmiştir (Sokal ve Sokal, 1975). R_{dc} devrenin güç kaynağına gösterdiği direnç değeri olarak tanımlanmış ve sabit 50Ω değeri alınmıştır.

$$R_L = \frac{2R_{dc}}{\left(1+\frac{\pi^2}{4}\right)} = \frac{2\times 50}{\left(1+\frac{\pi^2}{4}\right)} = 28.9\Omega \qquad \textbf{(5.3)}$$

L_S ve C_S elemanlarının değerleri E sınıfı çalışma için gerekli olacak biçimde denklem (5.4) ve denklem (5.5) kullanılarak hesaplanabilir. E sınıfı çalışma modunda Ls-Cs rezonatörünün merkez sıklığı, devrenin çalışma sıklığı ile aynı olmalıdır. Q_0=5, R_L=28.9Ω, sıklık 3.65 GHz alınarak hesaplamalar yapıldığında L_S=6.3 nH, C_S=0.3 pF olarak elde edilmiştir.

$$L_S = \frac{Q_0 R_L}{\omega} = \frac{5 \times 28.9}{2 \times \pi \times 3.65 \times 10^9} = 6.3nH \quad \textbf{(5.4)}$$

$$C_S = \frac{1}{\omega Q_0 R_L} = \frac{1}{2 \times \pi \times 3.65 \times 10^9 \times 5 \times 28.9} = 0.3pF \quad \textbf{(5.5)}$$

Paralel Cp kondansatörü denklem (5.6) ile hesaplanmıştır ve değeri 0.27 pF olarak elde edilmiştir.

$$C_P = \frac{1}{\pi \omega R_{dc}} = \frac{1}{5.4466 \omega R_L} = \frac{1}{5.4466 \times 2 \times 3.65 \times 10^9 \times 28.9} = 0.27pF \quad \textbf{(5.6)}$$

Kullanılan transistörün (CREE CGH40006P) katalog bilgilerine göre çıkış kapasitesi C_{DS}=1.1 pF değerindedir. Bu nedenle transistörün çıkış kapasitesi Cp kondansatörünün olması gereken değerinden daha büyüktür. Bu nedenle L_C boğucu bobin yerine, eşdeğer çıkış kapasitesini 0.27 pF olacak şekilde değiştiren uygun bir endüktansın kullanılması gerekmektedir. Bu nedenle ayrıca paralel kondansatör eklenmeyecektir. Kullanılacak olan bobinin değerinin hesaplanması denklem (5.7)'de verilmiştir.

$$L_C = \frac{1}{\omega^2 \left(C_{DS} - C_P\right)} = \frac{1}{4 \times \pi^2 \times \left(3.65 \times 10^9\right)^2 \times \left(1.1 - 0.27\right) \times 10^{-12}} = 2.3nH \quad \textbf{(5.7)}$$

Ls-Cs rezonatörünün evresini ayarlayan L_X seri reaktansı, denklem (5.8) ile hesaplanabilmektedir ve elde edilen değer 33.3Ω olmaktadır. Elde edilen eleman değerleri toplu olarak Çizelge 5.1'de verilmiştir.

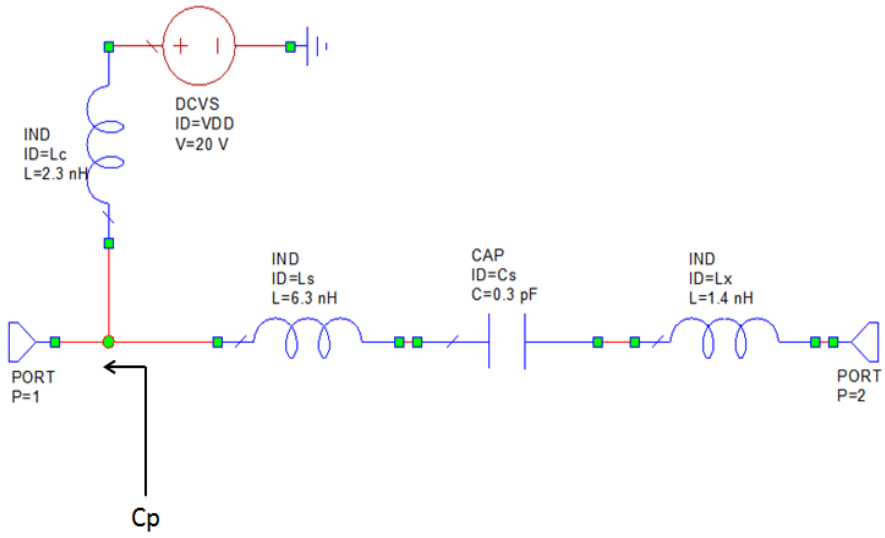
$$X = \omega_0 L_x = R_L \frac{\pi}{8}\left(\frac{\pi^2}{2} - 2\right) = 1.1525 R_L = 33.3\Omega \quad \textbf{(5.8)}$$

Çizelge 5.1 : E sınıfı kuvvetlendiricinin hesaplanan toplu devre eleman değerleri.

Eleman	Değer
L_C	2.3nH
C_P	0.27 pF
C_S	0.3 pF
L_X	1.4nH
L_S	6.3 nH
Q	5
Sıklık	3. 65 GHz
Çıkış gücü	5 Watt

5.1.2 Toplu devre elemanları ile elde edilen E sınıfı kuvvetlendirici benzetimi

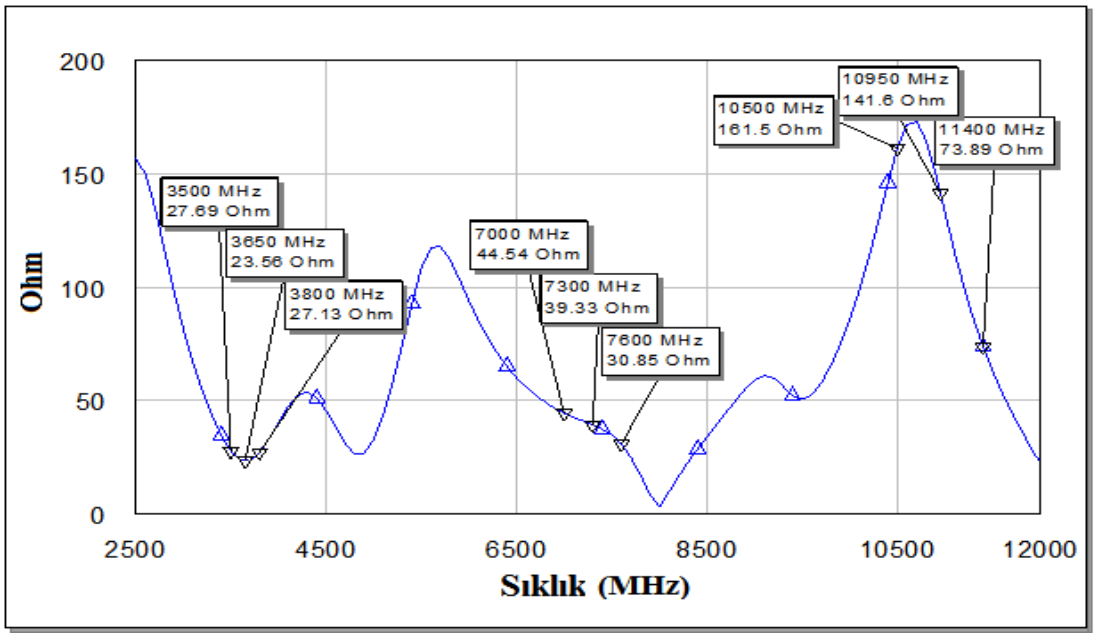
Şekil 5.3'teki klasik E sınıfı güç kuvvetlendiricisi yapısı Çizelge 5.1'de hesaplanan eleman değerleri ile benzetim programında kurulmuştur. Benzetimde transistörün üretici tarafından sağlanan modeli kullanılmakla beraber, toplu devre elemanlarının ideal modelleri kullanılmıştır. Ls-Cs rezonatörünün evresini ayarlayan Lx bobini, 33.3Ω reaktansa sahiptir ve Lx değeri de 1.4 nH olarak hesaplanmıştır.



Şekil 5.3 : Tasarlanan klasik E sınıfı güç kuvvetlendiricisi çıkış devresi.

Kurulan devrede Ls-Cs rezonatörüne ait Ls = 6.3 nH, Cs = 0.3 pF, eşdeğer besleme bobini 2.3 nH ve Lx = 1.4 nH olarak benzetime eklenmiştir. Şekil 5.4'te klasik yöntem ile tasarlanan devrenin transistörün savağından yüke doğru bakıldığında görülen empedansın sıklık ile değişimi görülmektedir. Bu empedansın temel sıklıkta yüke en yüksek güç aktarımını yapabilmesi için 28.9Ω olması gerekmektedir ve bu koşul yaklaşık olarak sağlanmıştır. Ancak 2. ve 3. harmonik bileşen akımları için çok yüksek empedans göstermesi (yaklaşık açık devre) özelliği sağlanamamaktadır. 2. harmonik için gösterilen empedans bant boyunca 44Ω ile 30Ω arasındadır. 3. harmonik için gösterilen empedans bant boyunca 163Ω ile 73Ω arasındadır. Bu değerler harmonik sıklığındaki bileşenler için sağlanması gereken yaklaşık açık devre koşulunun çok uzağındadır. Bunun sonucu olarak 2. ve 3. harmonik bileşen akımları bir miktar yüke aktarılacak ve bu da verimin ve çıkış gücünün düşmesine neden olacaktır. Bu sonucu doğuran en önemli neden kullanılan seri rezonans devresinin değer katsayısının (Q_0=5) değerinin yeterince büyük seçilememesinden kaynaklanmaktadır. Bu tezde önerdiğimiz devre ise, seri rezonans devresi

kullanmayan ancak bu harmonik bileşenlerine çok yüksek empedans gösteren ve bunun sonucu olarak da yüksek verim sağlayan özgün bir yapıyı içermektedir.



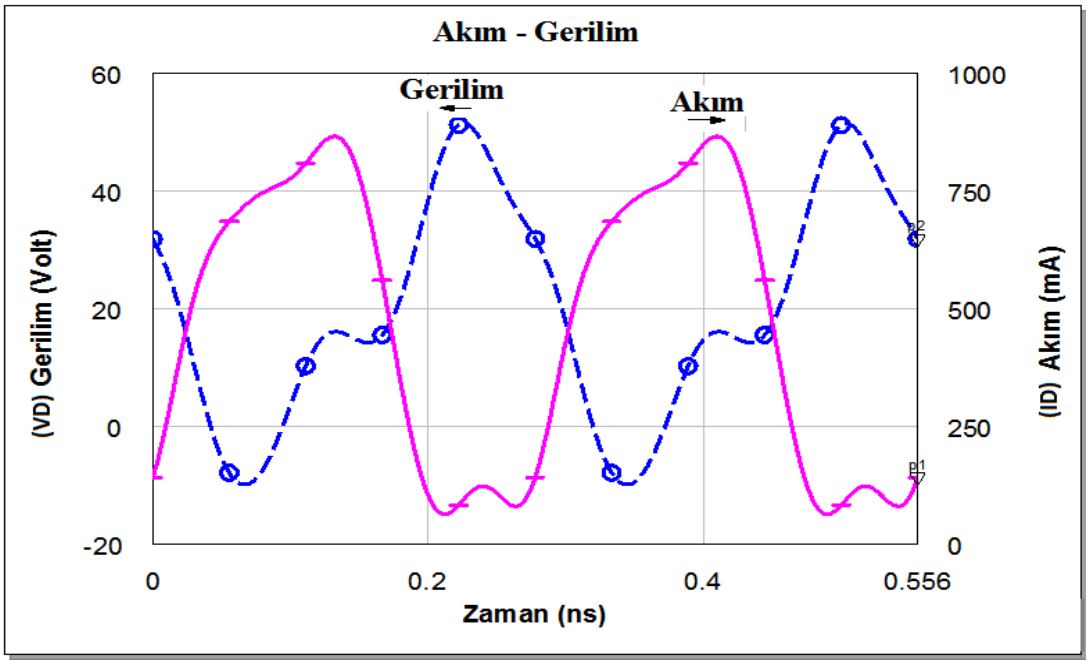
Şekil 5.4 : Tasarlanan klasik E sınıfı güç kuvvetlendiricisinin savak ucundan yüke doğru bakıldığında görülen empedans.

Çizelge 5.2'de ise ideal toplu devre elemanları ile tasarlanan E sınıfı ideal kuvvetlendiricinin benzetim sonucunda elde edilen sıklığa bağlı güç ekli verim ve savak verimi değerleri verilmiştir. En yüksek verim değeri %56 olarak elde edilmiştir. Bu verim değeri oldukça yetersizdir.

Çizelge 5.2 : Klasik tek çıkışlı E sınıfı kuvvetlendirici verim ve çıkış gücü benzetim sonuçları.

Sıklık	Çıkış gücü	Güç ekli verim	Savak verimi
3000 MHz	35.83 dBm	% 33.06	% 35.76
3100 MHz	36.71 dBm	% 36.87	% 41.20
3200 MHz	37.36 dBm	% 44.95	% 47.90
3300 MHz	37.76 dBm	% 49.02	% 52.19
3400 MHz	37.88 dBm	% 52.64	% 56.30
3500 MHz	37.70 dBm	% 52.16	% 56.37
3600 MHz	37.40 dBm	% 50.47	% 55.33
3700 MHz	37.01 dBm	% 48.09	% 53.37
3800 MHz	36.53 dBm	% 46.09	% 51.13
3900 MHz	35.86 dBm	% 42.82	% 47.06
4000 MHz	34.77 dBm	% 34.93	% 38.38

Şekil 5.5'te transistörün benzetim sonucunda elde edilen savak ucundaki akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmiştir. Bu dalga şekli E sınıfı çalışma akım gerilim modelini yaklaşık olarak doğrulamaktadır.



Şekil 5.5 : Klasik E sınıfı güç kuvvetlendiricisi akım gerilim dalga şekilleri.

5.1.3 Klasik E sınıfı güç kuvvetlendiricisinin eksiklikleri

Klasik E sınıfı güç kuvvetlendirici devresi, ilgili sıklıkta tasarlanıp benzetimi yapıldığında bazı eksiklikler göstermektedir. Bunlardan en önemlisi yapıda bulunan seri rezonans devresinin yüksek sıklıklarda yeterince yüksek kalite faktörüne sahip elemanlardan oluşturulamamasıdır. Bu durum 2. ve 3. harmonik bileşenlerinin yeterince açık devre edilememesine neden olmaktadır. Yeterince açık devre edilemeyen harmonik bileşenlerinden akım aktığında, devrenin verimi ve temel sıklıktaki çıkış gücü istenilen seviyede elde edilememektedir. Yapının bir diğer eksikliği ise, gerçekleme imkansızlığıdır. Yüksek sıklıklarda hesap sonucu elde edilen kondansatör değerleri toplu devre elemanları ile gerçeklenemeyecek düzeydedir. Bu nedenle hem yeni bir yapı önerilmeli hem bu yapı mikroşerit hatlar ile gerçeklenmelidir.

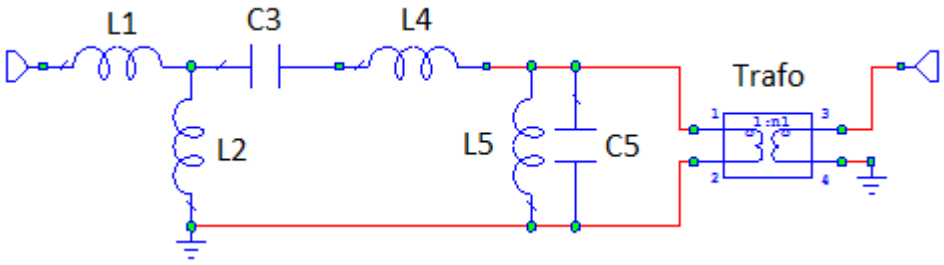
5.2 Yeni Bir E Sınıfı Güç Kuvvetlendiricisi

Bu tezde ilk kez bu eksiklikleri dikkate alan yeni bir çıkış pasif devresi ile gerçekleştirilen E sınıfı kuvvetlendirici önerilmektedir. Klasik E sınıfı güç

kuvvetlendirici devresinin önceki bölümde sözü edilen eksiklikleri göstermesi nedeniyle, yeni bir E sınıfı devre topolojisi önerilmiştir. Önerilen yapı, klasik yapının yeterince açık devre edemediği 2. ve 3. harmonik bileşenlerini yeterince açık devre edebilmektedir. Önerilen yapı ilk önce toplu devre elemanları ile tasarlanmış ve önerilmiş daha sonra mikroşerit hatlar ile tasarımı yapılmıştır.

5.2.1 Modifiye edilmiş tek çıkışlı E sınıfı güç kuvvetlendiricisi

Şekil 5.6'da görülen yeni devre modelinde, besleme yüksek empedanslı L_2 bobini üzerinden sağlanmıştır. Bu bobinin değeri aynı zamanda önerilen devrenin 3. harmonikte akım akıtmamasını sağlayacak şekilde belirlenecektir. L_1 bobini, bir çeyrek dalga boyu transformatörü olarak görev yapacaktır ve transistörün savak ucunun 2. ve 3. derece harmonikleri açık devre görmesini sağlayacaktır. C_3 kondansatörü doğru akım işaretlerinin yüke aktarılmasını engellemekle beraber, temel sıklıktaki işareti yükse aktararak, harmonik bileşenleri süzen yapının bir parçası olarak tasarlanmıştır. L_4 bobini, etkin elemanın savak ucundaki akım ve gerilimin hiçbir zaman diliminde üst üste gelmemesini sağlamak amacıyla kullanılmıştır. L_5 ve C_5 paralel rezonans devresi ise, temel sıklıkta rezonansta tasarlanacaktır. Bu sayede temel sıklıkta herhangi bir etki göstermemekle birlikte, 2. ve 3. harmoniklerin açık devre edilebilmesini sağlayacaktır. En sonda bulunan trafo ise, çıkıştaki empedansın, istenilen yük empedansına dönüştürülmesi görevini üstlenmiştir.



Şekil 5.6 : Önerilen E sınıfı güç kuvvetlendiricisi.

5.2.2 Toplu parametreli devrenin elde edilmesi

L_1 bobini transistörün 2. ve 3. harmonik bileşenlerin yeterince açık devre gösterilmesi amacıyla tasarlanmış olan bir çeyrek dalga transformatör olarak davranacaktır. Bu hattın aynı zamanda yüksek empedans göstermesi gereklidir. Denklem (5.9), (5.10), (5.11) ile gerekli hesaplamalar verilmiştir.

$$X_1 = Z_{o1} sin\left(\frac{2\pi l_1}{\lambda_{ef1}}\right) = Z_{o1} sin\left(\frac{2\pi \frac{\lambda_{ef1}}{12}}{\lambda_{ef1}}\right) = Z_{o1} sin\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{Z_{o1}}{2} = \frac{95}{2} \qquad \textbf{(5.9)}$$

$$L_1 = \frac{Z_{o1}}{2}\frac{1}{\omega_0} = \frac{95}{2}\frac{10^{-9}}{2\pi 3.6} = 2.1nH \qquad \textbf{(5.10)}$$

$$C_1 = \frac{l_1}{2}\frac{1}{fZ_{o1}\lambda_{ef,1}} = \frac{\lambda_{ef,1}}{12}\frac{1}{2.95.\lambda_{ef,1}}\frac{10^{-9}}{3,6} = 0.12pF \qquad \textbf{(5.11)}$$

L_2 bobini, transistörün besleme gerilimini sağlayacak ve aynı zamanda 3 harmonik sıklığında savak ucunu açık devre edecektir. Bu amaçla bobinin reaktansının mümkün mertebe yüksek olması gereklidir. 100 Ω yeterince büyük bir reaktans değeri sağlayacaktır. Bu değer denklem (5.12) ve (5.13) ile hesaplanmıştır.

$$Z_{in2} = jZ_{o2}\tan(\beta l_2) = jZ_{o2}\tan\frac{2\pi}{\lambda_{ef2}}l_2 = jZ_{o2}\sqrt{3} = j\omega_o L_2 \qquad \textbf{(5.12)}$$

$$L_2 = Z_{o2}\frac{\sqrt{3}}{\omega_0} = 106\frac{\sqrt{3}}{2\pi}\frac{10^{-9}}{3,6} = 8.11nH \qquad \textbf{(5.13)}$$

C_3 kondansatörü doğru akım bileşenlerinin yüke ulaşmasını engellemek amacıyla devreye eklenmiştir.

L_4 ve C_5'ten oluşan paralel rezonans devresi hem 2. ve 3. Harmonik bileşenlerin yeterince açık devre edilmesini sağlayacak hem de temel sıklıkta rezonansta çalışacaklardır. L ve C elemanlarından yüke doğru bakıldığında görülmesi gereken empedans ve admitanslar denklem (5.14) ve (5.15) ile bulunabilir.

$$Z_{in4} = jZ_{o4}\tan(\beta l_4) = jZ_{o4}\tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_{ef4}}\right)l_4 = jZ_{o4}\tan\left(\frac{\pi}{3}\right) = jZ_{o4}\sqrt{3} \qquad \textbf{(5.14)}$$

$$Y_{in5} = jY_{o5}\tan(\beta l_5) = jZ_{o5}\tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_{ef5}}\right)l_5 = jZ_{o5}\tan\left(\frac{\pi}{4}\right) = jZ_{o5} \qquad \textbf{(5.15)}$$

Bu ifadelerden hareketle L-C devresinin ilgili sıklıkta rezonansta olmasını sağlayacak eleman değerleri belirlenebilir.

$$Z_{in4} = jZ_{o4}\sqrt{3} = jZ_{o4}L_4 \qquad \textbf{(5.16)}$$

$$L_4 = Z_{o4}\frac{\sqrt{3}}{\omega_o} = 40\frac{\sqrt{3}}{2\pi 3,6.10^9} = 3.06nH \qquad \textbf{(5.17)}$$

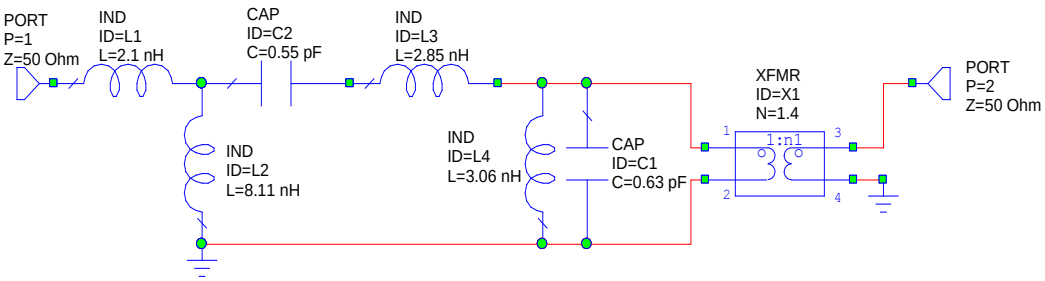
$$Y_{in5} = jY_{o5} = j\omega_o C_5 = j\frac{1}{Z_{o5}} \qquad \textbf{(5.18)}$$

$$C_5 = Y_{o5}\frac{1}{\omega_o} = \frac{1}{70.2\pi.3,6.10^9} = 0.63pF \qquad \textbf{(5.19)}$$

Denklem (5.16), (5.17), (5.18) ve (5.19)'da hesaplanan değerlerin sağlamasının yapılması amacıyla denklem (5.20) yardımıyla LC devresinin rezonans sıklığı bulunabilir.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_5 L_4}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0,63.3.10^{-21}}} = 3.6GHz \qquad \textbf{(5.20)}$$

Son olarak devrenin çıkışının 50 Ω yük ile tamamlanabilmesi için bir trafo eklenmiştir. Şekil 5.7'de hesaplanan eleman değerleri ile birlikte yapı verilmiştir.

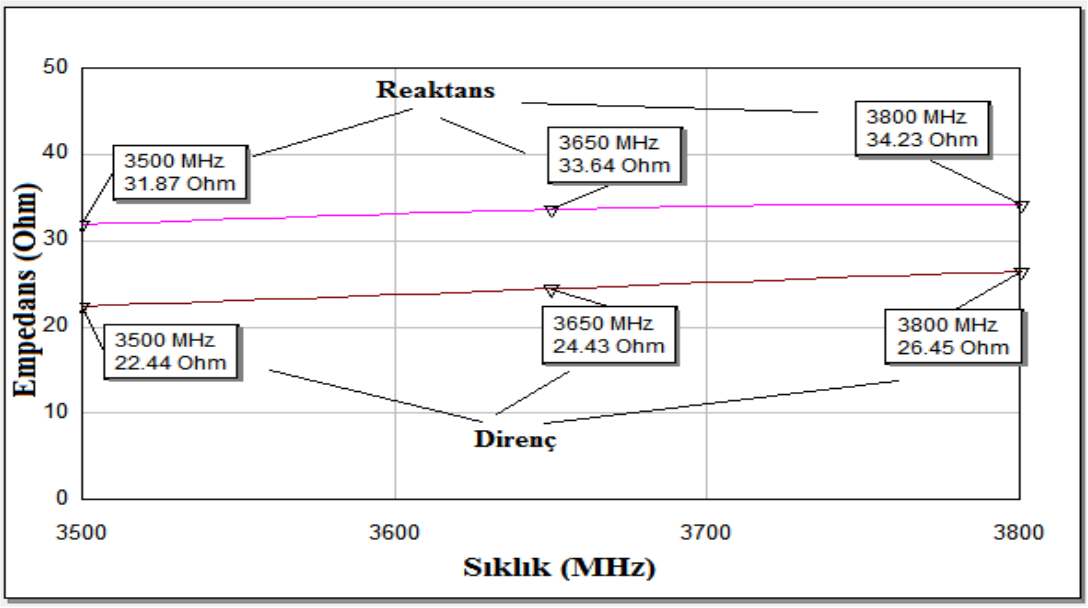


Şekil 5.7 : Eleman değerleri ile birlikte önerilen E sınıfı güç kuvvetlendiricisi.

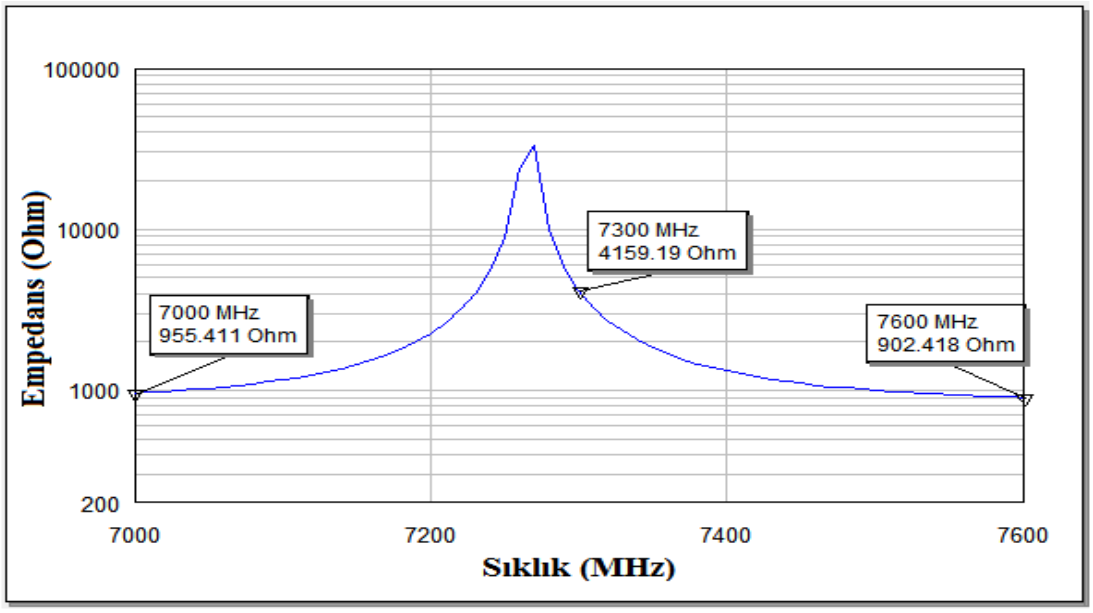
5.2.3 Yeni yapının benzetimi ve klasik yapı ile karşılaştırılması

Benzetim sonucunda transistörün savak-kaynak uçlarından görülen temel sıklık, 2. harmonik ve 3. harmonik akım bileşenleri için görülen empedanslar 300, 600 ve 900 MHz'lik bantlar için sırasıyla Şekil 5.8, Şekil 5.9 ve Şekil 5.10'de görülmektedir. Şekiller incelendiğinde görüldüğü gibi, temel sıklıkta görülen gerçel ve sanal empedans değerleri, 23+j33 Ω değerine oldukça yakındır. Dolayısıyla tasarlanan devrenin benzetimi kuramsal hesaplamalara çok yakın değerler vermektedir. Bunun sonucu olarak da yüke aktarılan gücün amaçlanan değere çok yakın olacağı kesindir ve böyle olduğu ölçüm sonuçlarına da yansımıştır. Klasik yapının benzetiminde de gösterildiği gibi, ilk önerilen yapıdaki seri rezonans devresinin kullanılması durumunda harmonik bileşenlerin yeterinde açık devre edilemediği ortadadır. Bunun

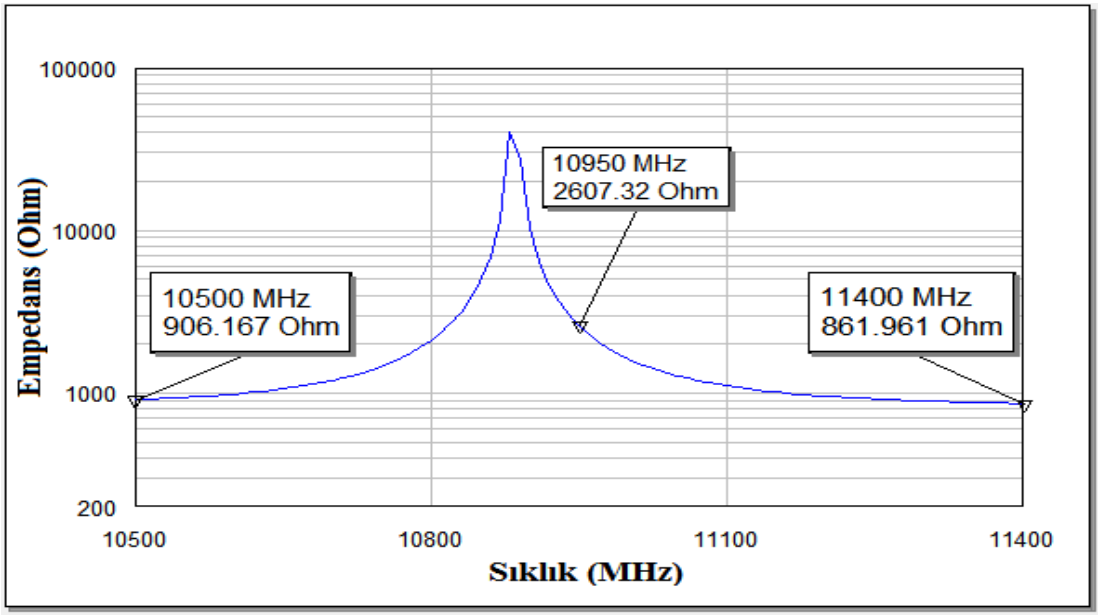
yanında önerdiğimiz devrede ise, bu harmonik bileşenler için gösterilen empedanslar şekillerde gösterildiği gibi yeterince büyüktür ve bu değerler görülen yük empedansına göre (23.5Ω) çok yüksek olduğu için bu harmonik bileşenler transistör uçlarında yaklaşık olarak açık devredir ve yüke akıtacakları akımlar yeterince küçüktür. Bunun sonucu olarak da E sınıfı çalışmanın ilkesi büyük ölçüde sağlanmakta ve verim bugüne değin gerçeklenen hiçbir E sınıfı kuvvetlendiricide elde edilemeyen %75 değerlerine ulaşmaktadır.



Şekil 5.8 : Temel sıklıkta akım bileşenleri için savak ucundan görülen empedansın 300 MHz'lik bant boyunca değişimi.



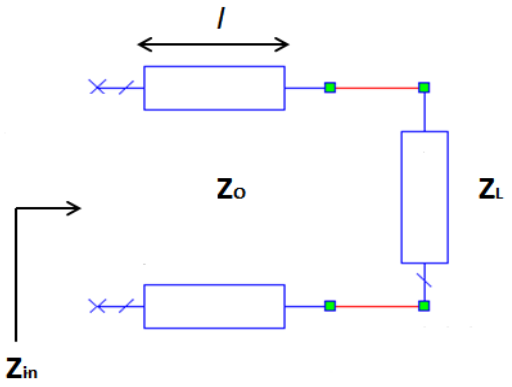
Şekil 5.9 : 2. harmonik akım bileşenleri için savak ucundan görülen empedansın 600 MHZ'lik bant boyunca değişimi.



Şekil 5.10 : 3. harmonik akım bileşenleri için savak ucundan görülen empedansın 900 MHZ'lik bant boyunca değişimi.

5.2.4 Yeni yapının dağılmış parametreli gerçeklenmesi

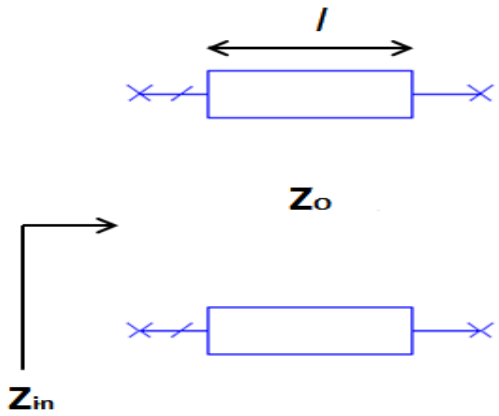
Devrede kullanılacak iletim (transmisyon) hatlarının boylarının dalga boyuna göre çok kısa olması sağlanarak hatlar kayıpsız varsayılabilir. Bu durumda, sonu Z_L empedansıyla sonlandırılmış *l* uzunluğunda Z_0 karakteristik empedanslı bir hat Şekil-5.11'de gösterilmiştir.



Şekil 5.11 : Sonu yük ile kapatılmış mikroşerit hat.

Bu hattın girişinden görülen Z_{in} empedansı $Z_{in} = Z_0 \dfrac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)}$'dır. Genelde hatların karakteristik empedansları gerçel olduğundan yani Z_0=R_0 için bu bağıntı $Z_{in} = R_0 \dfrac{Z_L + jR_0 \tan(\beta l)}{R_0 + jZ_L \tan(\beta l)}$ şekline dönüşür. Örneğin; hat sonunun kısa devre edilmiş

olması durumunda yani $Z_L=0$ için bu bağıntı $Z_{in} = jR_0 \tan(\beta l)$ şekline dönüşür. Sonuç olarak sonu kısa devre hat, $l < \lambda/4$ için, saf endüktans olarak davranır. $l = \lambda/4$ için ise, giriş empedansı sonsuzdur yani bu durumda sonu kısa devre hat bir paralel rezonans devresi olarak simgelenebilir. Şekil 5.12'de görülen sonu açık devre hat için ise, yani $Z_L=\infty$ için $Z_{in} = -jR_0 \cot(\beta l)$ elde edilir. Ya da admitans olarak ifade etmek gerekirse $Y_{in} = \dfrac{1}{Z_{in}} = jY_0 \tan(\beta l)$ elde edilir. Sonuçta, sonu açık devre hat $l<\lambda/4$ için bir kapasitif reaktans olarak davranır ve $l=\lambda/4$ için ise, giriş admitansı sonsuzdur yani bir seri rezonans devresi olarak simgelenebilir.



Şekil 5.12 : Sonu açık devre mikroşerit hat.

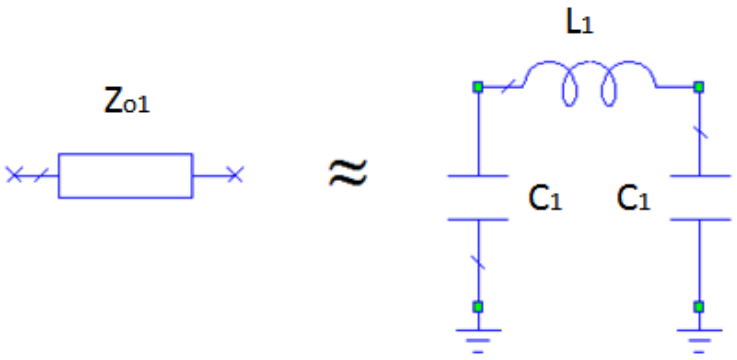
Gene çok sık kullanılan bir hat yapısı, sonu Z_L empedansı ile sonlandırılmış $\lambda/4$ uzunluğundaki hattır. Bu hattın bir empedans dönüştürücü olarak davrandığı bilinir. $Z_{in} = Z_0 \dfrac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)}$ bağıntısına $l = \lambda/4$ eşitliği uygulandığında denklem (5.21)

$$\left|Z_{in}\right|_{l=\lambda/4} = R_0 \frac{Z_L + jR_0 tan\left(\frac{\pi}{4}\right)}{R_0 + jZ_L tan\left(\frac{\pi}{4}\right)} = R_0 \frac{tan\left(\frac{\pi}{4}\right)\left(\frac{Z_L}{tan\left(\frac{\pi}{4}\right)} + jR_0\right)}{tan\left(\frac{\pi}{4}\right)\left(\frac{R_0}{tan\left(\frac{\pi}{4}\right)} + jZ_L\right)} = \frac{R_0^{\,2}}{Z_L} \qquad \textbf{(5.21)}$$

elde edilir. Görüldüğü gibi $\lambda/4$ hat, empedans evirici bir dönüştürücü olarak çalışır. Örneğin, Z_L kapasitif empedans ise, girişe endüktif olarak ya da çıkış endüktif ise, girişe kapasitif olarak yansıyacaktır. $\lambda/4$ hattın bu evirici empedans dönüştürme

özelliği, sonu kısa devre hattın girişinden açık devre ya da sonu açık devre olan hattın ise, girişinden kısa devre göstermek amacıyla çok yaygın bir şekilde kullanılır. Önerdiğimiz devredeki sonu açık ve kısa devre hatların bu özellikleri temel bileşen ve harmonikler için yaygın bir şekilde kullanılmıştır.

λ/12 boyundaki bir yüksek karakteristik empedanslı hat, temel bileşen için Şekil 5.13'teki yaklaşık eşdeğeri ile gösterilebilir.



Şekil 5.13 : Mikroşerit hat ve toplu devre eşdeğeri.

Eşdeğer toplu devre elemanları L_1 ve C_1 (5.22), (5.23), (5.24) ve (5.25) denklemleri yardımıyla hesaplanabilir.

$$l_1 = \frac{\lambda_{ef1}}{12} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{ef1}} f_o 12} = \frac{3.10^{10}}{\sqrt{1,78}.3,6.10^9.12} = 0.52cm \qquad \textbf{(5.22)}$$

$$X_1 = Z_{o1} sin\left(\frac{2\pi l_1}{\lambda_{ef1}}\right) = Z_{o1} sin\left(\frac{2\pi \frac{\lambda_{ef1}}{12}}{\lambda_{ef1}}\right) = Z_{o1} sin\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{Z_{o1}}{2} = \frac{95}{2} \qquad \textbf{(5.23)}$$

$$L_1 = \frac{Z_{o1}}{2}\frac{1}{\omega_0} = \frac{95}{2}\frac{10^{-9}}{2\pi 3.6} = 2.1nH \qquad \textbf{(5.24)}$$

$$C_1 = \frac{l_1}{2}\frac{1}{fZ_{o1}\lambda_{ef,1}} = \frac{\lambda_{ef,1}}{12}\frac{1}{2.95.\lambda_{ef,1}}\frac{10^{-9}}{3,6} = 0.12pF \qquad \textbf{(5.25)}$$

Bu hesaplamalar sonucunda, C_1 kondansatörünün ihmal edilebilir derecede küçük olduğu görülmüştür. Ancak transistörün çıkış kapasitesine paralel gelen bu kapasite, transistörün çıkış kapasitesini bir miktar yükseltecektir. Bu aşırı kapasite, diğer mikroşerit hatlar tarafından kompanze edilecektir.

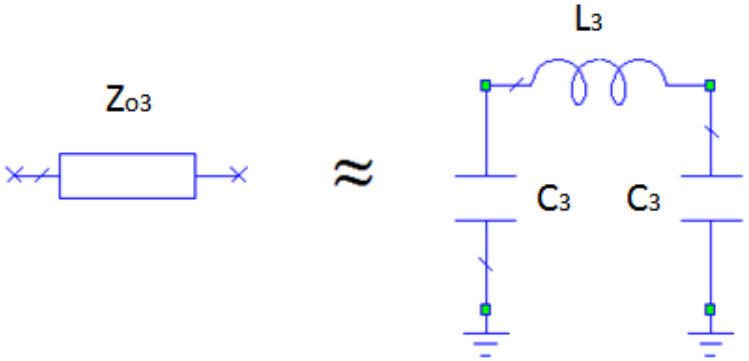
Z_{O2} karakteristik empedansa sahip hat için (5.26), (5.27) ve (5.28) denklemleri yardımıyla L_2 elemanı değeri 8.11 nH ve mikroşerit hattın uzunluğu 10.5 mm olarak hesaplanmaktadır.

$$Z_{in2} = jZ_{o2}\tan(\beta l_2) = jZ_{o2}\tan\frac{2\pi}{\lambda_{ef2}}l_2 = jZ_{o2}\sqrt{3} = j\omega_o L_2 \qquad \textbf{(5.26)}$$

$$L_2 = Z_{o2}\frac{\sqrt{3}}{\omega_0} = 106\frac{\sqrt{3}}{2\pi}\frac{10^{-9}}{3{,}6} = 8.11nH \qquad \textbf{(5.27)}$$

$$l_2 = \frac{\lambda_{ef2}}{6} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{ef2}}f_o 6} = \frac{3.10^{10}}{\sqrt{1{,}76}.3{,}6.10^9.6} = 1.05cm \qquad \textbf{(5.28)}$$

Şekil 5.14'te verilen Z_{O3} karakteristik empedansa sahip hat için (5.29), (5.30), (5.31) ve (5.32) denklemleri yardımıyla, L_3 elemanı değeri 2.85 nH ve mikroşerit hattın uzunluğu 7.2 mm olarak hesaplanmaktadır.



Şekil 5.14 : Mikroşerit hat ve toplu devre eşdeğeri.

$$l_3 = \frac{\lambda_{ef3}}{8} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{ef3}}f_o 8} = \frac{3.10^{10}}{\sqrt{1{,}85}.3{,}6.10^9.8} = 0.72cm \qquad \textbf{(5.29)}$$

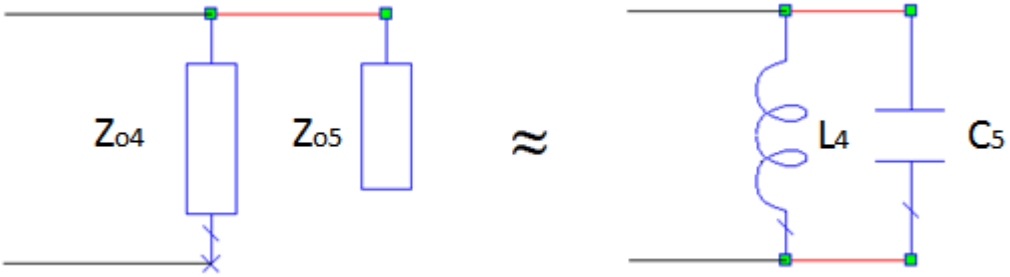
$$X_3 = Z_{o3}sin\left(\frac{2\pi l_3}{\lambda_{ef3}}\right) = Z_{o3}sin\left(\frac{2\pi\frac{\lambda_{ef3}}{8}}{\lambda_{ef3}}\right) = Z_{o3}sin\left(\frac{\pi}{4}\right) = \frac{Z_{o3}}{\sqrt{2}} = 64.5\Omega \qquad \textbf{(5.30)}$$

$$L_3 = \frac{Z_{o3}}{\sqrt{2}}\frac{1}{\omega_0} = \frac{64{,}5.10^{-9}}{2\pi 3.6} = 2.85nH \qquad \textbf{(5.31)}$$

$$C_3 = \frac{\ell_3}{2}\frac{1}{fZ_{o3}\lambda_{ef,3}} = \frac{\lambda_{ef,3}}{8}\frac{1}{2.91.\lambda_{ef,3}}\frac{10^{-9}}{3{,}6} = 0.2\,pF \qquad \textbf{(5.32)}$$

C_5 kapasitesi D noktasına paralel olarak geleceğinden, Z_{O5} hattının temel sıklıktaki kapasitesini bir miktar artırmaktadır. Bu etkiyi kompanze etmek amacıyla Z_{O5} karakteristik empedanslı mikroşerit hattın boyu bir miktar küçük tutulmuş ve AWR Microwave Office benzetim programı yardımıyla optimize edilmiştir.

Şekil 5.15'te verilen Z_{O4} ve Z_{O5} karakteristik empedanslı hatlar, ayrı ayrı göz önüne alındıklarında, λ/8 boyundaki sonu açık devre hat temel sıklıkta kapasitif ve λ/6 uzunluğundaki hat ise endüktif reaktans olarak davranacaktır. Dolayısıyla, bu hatların karakteristik empedansları uygun seçilerek, birbirine paralel bağlı bu hatların temel sıklıkta rezonansa getirilerek temel bileşen üzerinde herhangi bir etki yapması önlenebilir.



Şekil 5.15 : Açık ve kısa devre mikroşerit hat ve toplu devre eşdeğeri.

Öyle ki; Z_{O4} karakteristik empedanslı hattın empedansı denklem (5.33) ile hesaplanabilir.

$$Z_{in4} = jZ_{o4}\tan(\beta l_4) = jZ_{o4}\tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_{ef4}}\right)l_4 = jZ_{o4}\tan\left(\frac{\pi}{3}\right) = jZ_{o4}\sqrt{3} \qquad \textbf{(5.33)}$$

Z_{O5} karakteristik empedanslı hattın suseptansı ise denklem (5.34) ile hesaplanabilir.

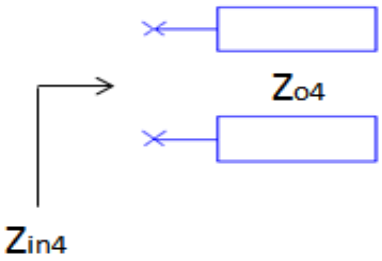
$$Y_{in5} = jY_{o5}\tan(\beta l_5) = jZ_{o5}\tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_{ef5}}\right)l_5 = jZ_{o5}\tan\left(\frac{\pi}{4}\right) = jZ_{o5} \qquad \textbf{(5.34)}$$

Dolayısıyla rezonansın oluşması için $|Z_{in}|=1/|Y_{in5}|$ ifadesinde bilinen büyüklükle yerine yerleştirilir ise, $Z_{O4}.3^{1/2} = Z_{O5}$ olacaktır. Örneğin, $Z_{O4}=40\Omega$ seçilirse, $Z_{O5}=70\Omega$ olacaktır. Bu seçime karşılık düşen etkin dielektrik sabitleri ise AWR Microwave Office benzetim programı yardımıyla hesaplanmıştır. Dolayısıyla, Z_{O4} hattının uzunluğu denklem (5.35) yardımıyla, 1 cm ve Z_{O5} hattının uzunluğu denklem (5.36) kullanılarak 0.8 cm olarak hesaplanmıştır.

$$l_4 = \frac{\lambda_{ef4}}{6} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{ef4}} f_o 6} = \frac{3.10^{10}}{\sqrt{1,89}.3,6.10^9.8} = 1cm \qquad \textbf{(5.35)}$$

$$l_5 = \frac{\lambda_{ef5}}{8} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{ef5}} f_o 8} = \frac{3.10^{10}}{\sqrt{1,92}.3,6.10^9.8} = 0.80cm \qquad \textbf{(5.36)}$$

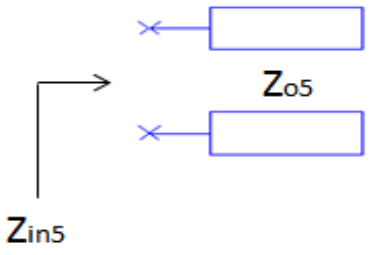
Şekil 5.16 ve Şekil 5.17'de gösterilen Z_{O4} ve Z_{O5} karakteristik empedanslı mikroşerit hatlardan oluşan ve temel sıklıkta rezonansta çalışan devrenin eşdeğer endüktans ve kapasitesi hesaplanacak olursa L_4 değeri (5.37) ve (5.38) denklemleri yardımıyla 3.06 nH olarak, C_5 değeri (5.39) ve (5.40) denklemleri yardımıyla 0.63 pF olarak hesaplanacaktır. Dolayısıyla rezonans sıklığı, beklenildiği üzere 3.6 GHz olarak (5.41) denklemi yardımıyla hesaplanmıştır.



Şekil 5.16 : Kısa devre mikroşerit hat.

$$Z_{in4} = jZ_{o4}\sqrt{3} = jZ_{o4}L_4 \qquad \textbf{(5.37)}$$

$$L_4 = Z_{o4}\frac{\sqrt{3}}{\omega_o} = 40\frac{\sqrt{3}}{2\pi 3,6.10^9} = 3.06nH \qquad \textbf{(5.38)}$$



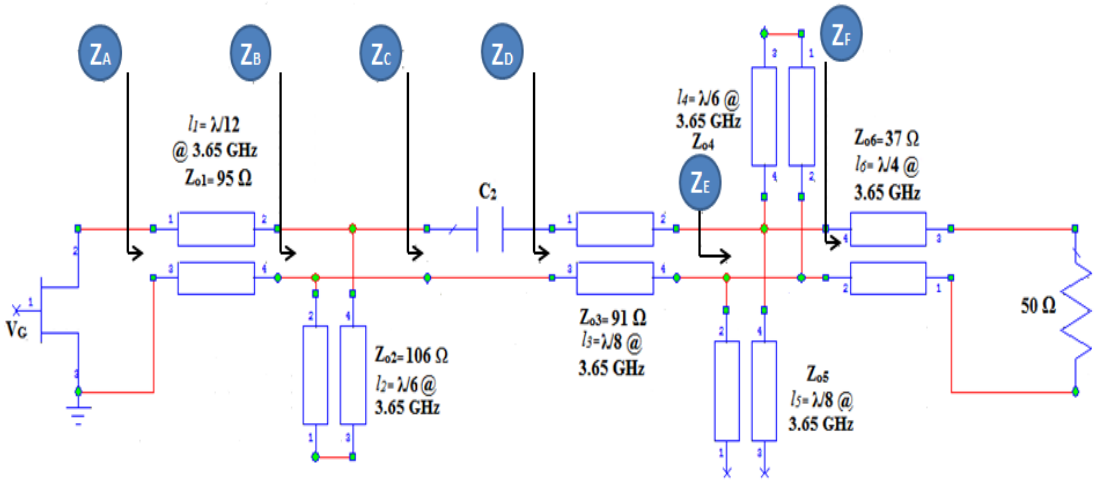
Şekil 5.17 : Açık devre mikroşerit hat.

$$Y_{in5} = jY_{o5} = j\omega_o C_5 = j\frac{1}{Z_{o5}} \qquad \textbf{(5.39)}$$

$$C_5 = Y_{o5}\frac{1}{\omega_o} = \frac{1}{70.2\pi.3,6.10^9} = 0.63pF \qquad \textbf{(5.40)}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_5 L_4}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0,63.3.10^{-21}}} = 3.6GHz \qquad \textbf{(5.41)}$$

Tasarlanan bu mikroşerit hatların Şekil 5.18'deki şekilde yerleştirilmesi ile klasik E sınıfı yapının istenmeyen yönlerinden kurtulmak mümkün olacaktır. Önerilen devrenin ideal iletim hattı eş değeri göz önüne alındığında transistörün savağından yüke doğru bakıldığında Z_A, Z_B, Z_C, Z_D, Z_E ve Z_F empedansları tek tek hesaplanabilir.



Şekil 5.18 : İdeal iletim hatları ile empedans hesabı.

Devrede Z_{O6} karakteristik empedanslı hat λ/4 uzunluğunda olduğundan, Z_F empedansı denklem (5.42) ile hesaplanabilir.

$$Z_F = \frac{R_{06}^{\ 2}}{R_L} = \frac{(37)^2}{50} = 27\Omega \qquad \textbf{(5.42)}$$

Z_{O4} ve Z_{O5}, temel sıklıkta bir paralel rezonans devresi oluşturduğu önceki bölümlerde belirtilmişti. Bu nedenle Z_E empedansı Z_F empedansı ile eşit olacaktır. Z_{O3} karakteristik empedanslı hattın reaktansı denklem (5.43) ile hesaplanır.

$$X_3 = Z_{o3} sin\left(\frac{2\pi l_3}{\lambda_{ef3}}\right) = Z_{o3} sin\left(\frac{2\pi \frac{\lambda_{ef3}}{8}}{\lambda_{ef3}}\right) = Z_{o3} sin\left(\frac{\pi}{4}\right) = \frac{Z_{o3}}{\sqrt{2}} = 64.5\Omega \qquad \textbf{(5.43)}$$

Dolayısıyla Z_D denklem (5.44) ile hesaplanabilir.

$$Z_D = Z_E + jX_3 = 24 + j64.5\Omega \qquad \textbf{(5.44)}$$

Z_C empedansı Z_D empedansı ile C_2 kondansatörünün reaktansının toplamı olarak denklem (5.45) ile hesaplanabilir.

$$Z_C = Z_E + jX_3 - jX_2 = 24 + j64.5 - j79.28 = 24 - j14.8\Omega \quad \textbf{(5.45)}$$

Z_{O2} karakteristik empedanslı besleme hattının temel sıklık bileşenine etkisi göz ardı edilebilir. Öyle ki, B noktasından görülen Z_{O2} empedanslı hat V_{DD} noktasında kısa devre olduğu için B noktasından görülen empedansı $Z_{in2}=jZ_{02}tan(\pi/3)=jZ_{02}3^{1/2}=j184$ Ω olarak hesaplanabilir. Dolayısıyla B noktasından görülen empedans $Z_B= 22.08-j11.53$ Ω olarak bulunur.

Z_{O1} karakteristik empedanslı λ/12 boyundaki hattın reaktansı (5.26) bağıntısından bulunduğu üzere $Z_1= j47.5$ Ω olarak hesaplanmıştır. Dolayısıyla sonuçta transistörün savak uçlarından görülen empedans $Z_A= 22.08+j36$ Ω olarak elde edilir ve bu ifade denklem (5.46) ile verilir.

$$Z_A = X_{Z_{O1}} + \left[\left(Z_E + X_{Z_{O3}} + X_{C_2} \right) / / X_{Z_{O2}} \right] \quad \textbf{(5.46)}$$

Bu da seçilen transistörün katalog bilgilerinden faydalanarak ilgili sıklık için elde ettiğimiz verim için eniyilenmiş yük empedansı değeri olan 23+j33 Ω değerine çok yakındır.

E sınıfı yük devresinin çıkış direnci ve C_2 kapasitesinin değeri, optimizasyon işlemi sonucunda 24 Ω ve 0.55 pF olarak belirlenmiştir. Bu durumda Z_{o6} karakteristik empedansına sahip mikroşerit λ/4 transformatörün karakteristik empedansı denklem (5.47) yardımıyla hesaplanabilir. Bu hat, transformatör olarak Şekil 5.20'de devrenin çıkış kısmında gösterilmiştir.

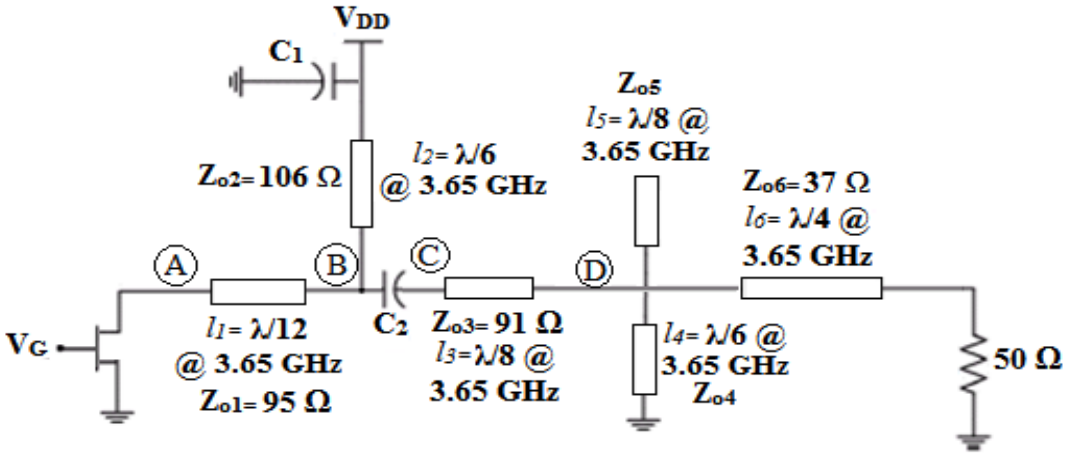
$$Z_{o6} = \sqrt{50.24} = 34.6\Omega \quad \textbf{(5.47)}$$

5.2.5 Modifiye edilmiş yapının tümleştirilmesi, analizi ve benzetimi

Klasik E sınıfı devrenin çıkış kısmının modifiye edilmiş hali Şekil 5.19'da görülmektedir. Bu modifikasyonun elemanlarının tasarımı önceki bölümlerde yapılmıştır. Tümleştirilme sonucunda yapının 2. ve 3. harmonikleri yeterince bastırıp bastırmadığı bu bölümde tartışılmış ve her hat parçasının yerine getirdiği görev verilmiştir.

Şekil 5.19'da görülen B noktası ile V_{DD} gerilimi arasında bağlı Z_{O2} karakteristik empedanslı ve temel sıklıkta elektriksel uzunluğu $\lambda/6$ olan hat, hem V_{DD} gerilimi

üzerinden transistör akımının sağlanması ve hem de 3. harmonik sıklığında B noktasında yaklaşık kısa devre gösterilmesi için tasarlanmıştır. Z_{O2} karakteristik empedansının ne şekilde hesaplandığı ileriki bölümlerde gösterilecektir.



Şekil 5.19 : Modifiye edilen E sınıfı güç kuvvetlendiricisi yapısı.

A ve B noktası arasında yerleşik ve temel sıklıkta $\lambda/12$ uzunlukta olan hat ise 3. harmonik sıklığında $\lambda/4$ uzunluğunda olduğu için ve bu sıklıkta B noktası kısa devre olduğu için A noktasında (transistörün savak bağlantı ucu) 3. harmonik için açık devre özelliği gösterir ve bu da E sınıfı kuvvetlendiricinin sağlaması gereken özelliklerin başında gelir.

D noktasına bağlı sonu açık devre, temel sıklıkta $\lambda/8$ uzunluğunda bulunan Z_{O5} karakteristik empedanslı hattın iki temel özelliği bulunmaktadır. Hattın boyu 2. harmonik sıklığında $\lambda/4$ uzunluğunda olacağından D noktasında kısa devre etkisi gösterecektir. Diğer özelliği ise, biraz sonra anlatacağımız temel sıklıkta oluşturulacak olan paralel rezonans devresinin paralel kapasitesini sağlayacak şekilde karakteristik empedansının seçilmiş olmasıdır. Yine aynı noktaya bağlı temel sıklıkta $\lambda/6$ uzunlukta olan Z_{O4} karakteristik empedanslı sonu kısa devre olan hat ise, 3. harmonik bileşeni için $\lambda/2$ uzunluğunda olacağından D noktasında da 3. harmonik bileşen için kısa devre özelliği gösterecektir. Dolayısıyla birbirine paralel bağlı sonu açık ve sonu kısa devre hatlar yardımıyla D noktasında 2. ve 3. harmonik bileşenleri kısa devre edilmektedir.

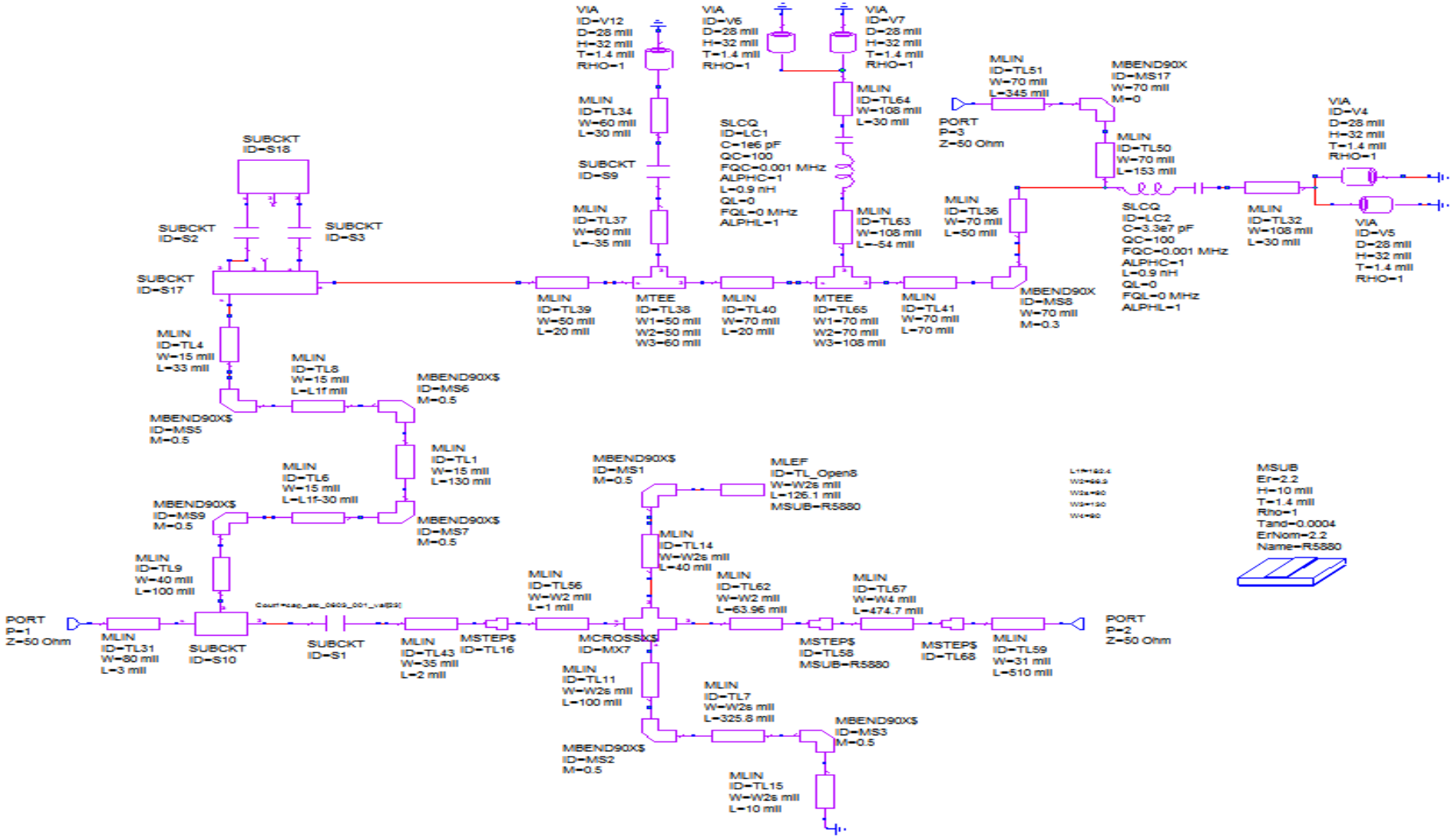
C ve D noktaları arasında bağlı ve temel sıklıkta $\lambda/8$ uzunluğunda olan Z_{O3} karakteristik empedanslı hattın iki işlevi bulunmaktadır. Birinci işlevi, D noktasında kısa devre olan 2. harmonik bileşeni, bu hattın boyunun 2. harmonik için $\lambda/4$

uzunlukta olması nedeniyle B noktasında yaklaşık açık devre etkisi gösterecektir. Yüksek değerli Z_{O2} karakteristik empedanslı olan besleme hattının eşdeğer endüktansı 2. harmonik bileşen için yeterince yüksektir. Bu nedenle B noktasındaki 2. harmonik bileşeni için açık devre özelliğini fazla etkilemeyeceği ortadadır. A ve B noktası arasına bağlı $\lambda/12$ boyundaki yüksek empedanslı hattın reaktansı da 2. harmonik bileşen için yeterince yüksek olacağından, transistörün A savak ucunda 2. harmonik bileşen için de yüksek empedans göstereceği ortadadır ve bu ileriki bölümlerde hem benzetim ile hem de deneysel olarak gösterilmiştir.

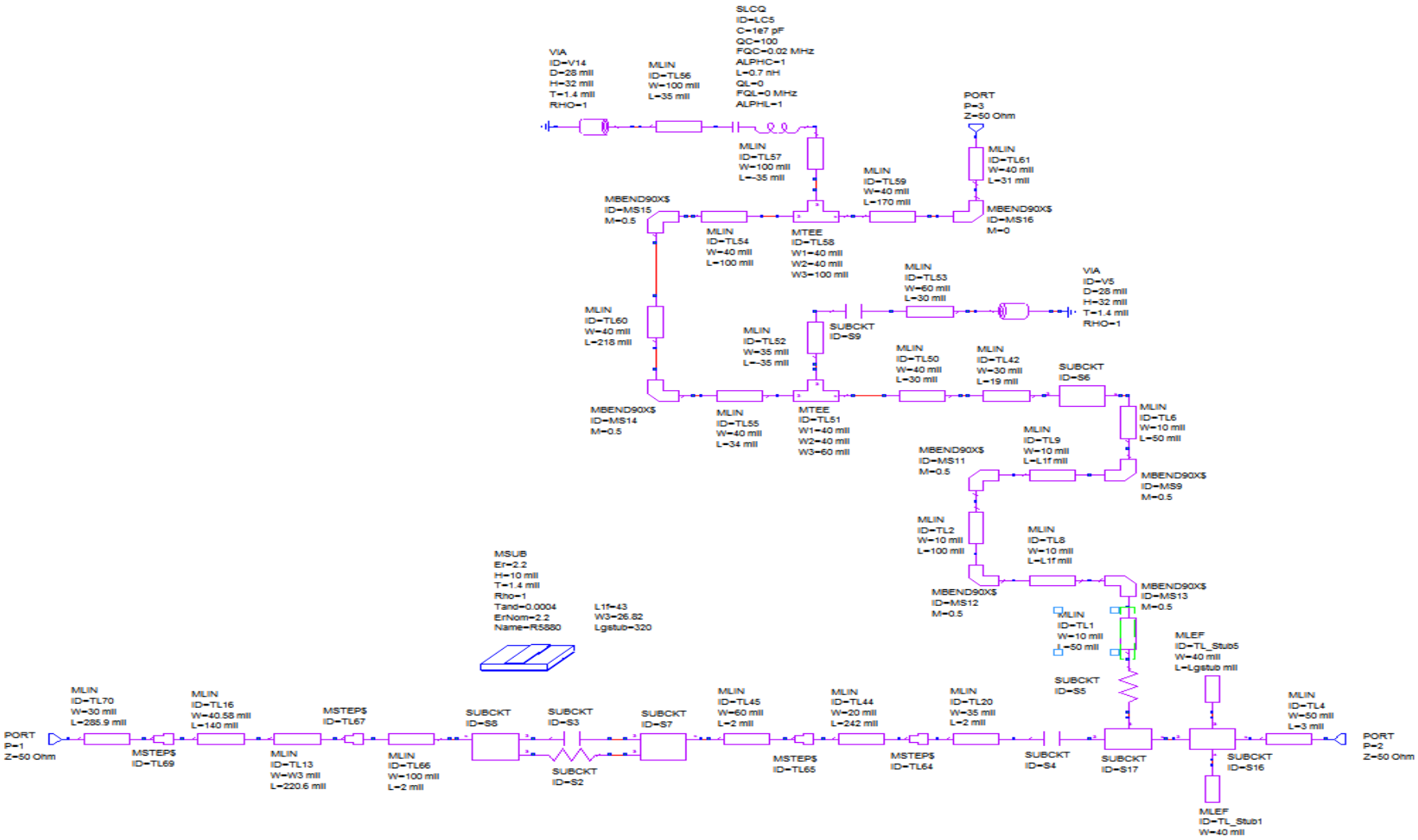
C ve D noktası arasına bağlı Z_{O3} karakteristik empedanslı ve temel sıklıkta $\lambda/8$ uzunluktaki hattın yukarıda belirtilen diğer işlevi, E sınıfı kuvvetlendirici için akım ve gerilim arasında evre kaydırımını sağlayan L_X endüktansının görevini üstlenmektir. Hattın karakteristik empedansı ileriki bölümlerde görüleceği gibi bu özelliği sağlayacak şekilde seçilmiştir.

D noktasına bağlı sonu açık ve kısa devre hatların 2. ve 3. harmonik bileşenleri için D noktasında kısa devre etkisi gösterebilmesi için boylarının $\lambda/8$ ve $\lambda/6$ şeklinde seçilmesi gerektiği yukarıda belirtilmiştir. Bu hatların temel sıklıkta bir etki oluşturmaması için, karakteristik empedansları bir paralel rezonans devresi etkisi gösterecek şekilde yani temel sıklık için açık devre etkisi gösterecek şekilde seçilmelidir. Bu hatların karakteristik empedansları uygulamada gerçeklenebilirliği göz önüne alınarak seçilmiştir. Seçilen empedans değerlerine göre bu paralel rezonans devresinin istenilen bant genişliğini yeterince sağladığı irdelenmiştir.

Önerilen E sınıfı yük devresinin tüm delik içi kaplamaların, mikroşerit hat köşe dönüşlerinin, mikroşerit hat kavşak yapılarının, geniş-dar-geniş mikroşerit hat geçişleri nedeniyle oluşabilecek bozulmaların, açık devre hatların sonlandırma etkilerinin hesaba katıldığı çıkış ve giriş devre öbekleri sırasıyla Şekil 5.20 ve Şekil 5.21'de verilmiştir. İlerleyen bölümlerde verilecek olan gerçekleme sonuçları ile benzetim sonuçlarının örtüşmesi bu savın kanıtıdır.

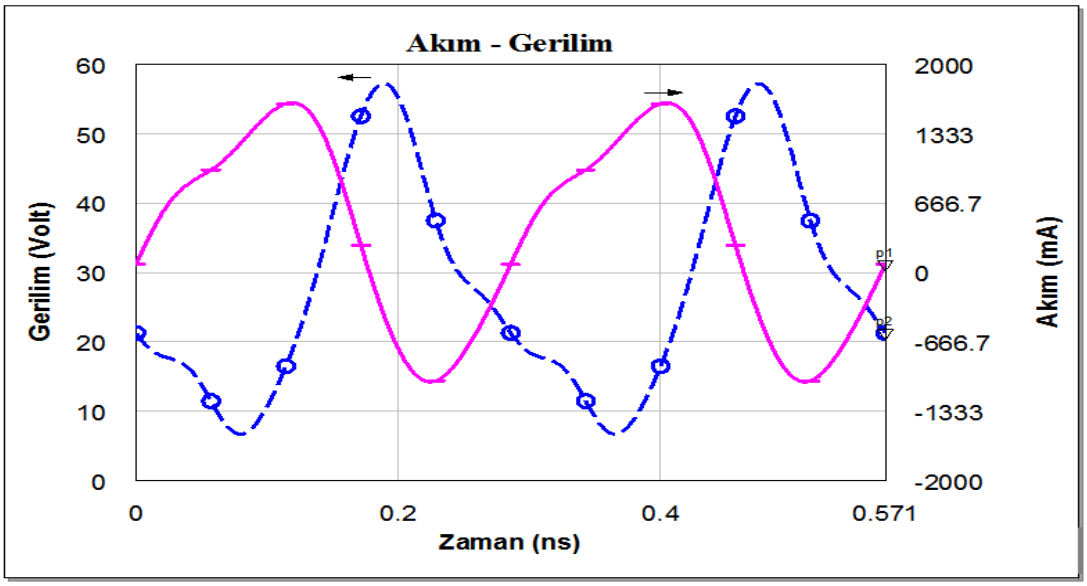


Şekil 5.20 : Tek çıkışlı E sınıfı kuvvetlendirici çıkış katı.



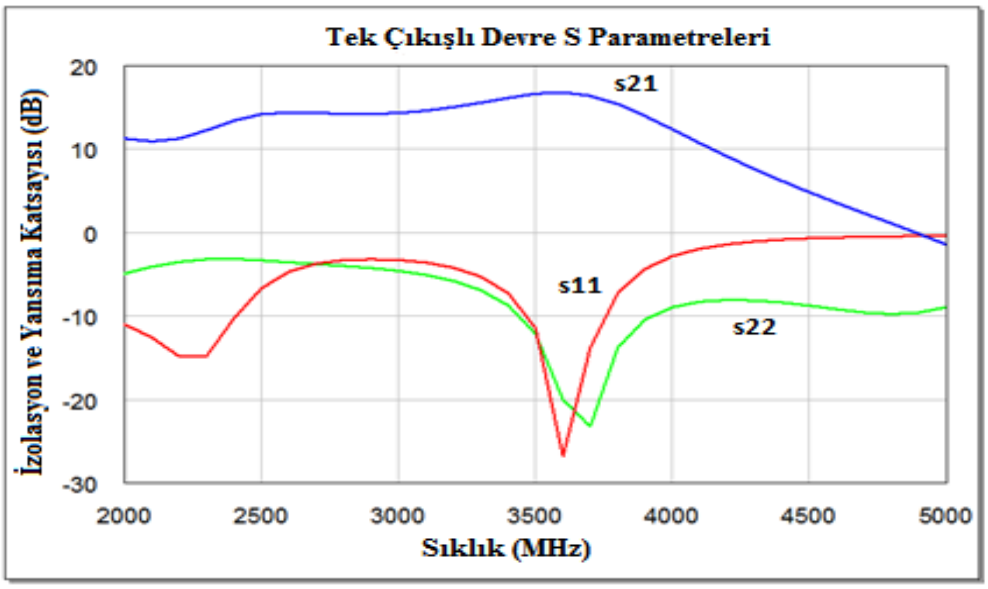
Şekil 5.21 : Tek çıkışlı E sınıfı kuvvetlendirici giriş katı.

Şekil 5.22'de gösterildiği gibi, transistörün savak ucundaki akımın ve gerilimin dalga şekilleri mümkün mertebe üst üste gelmemektedir.



Şekil 5.22 : E sınıfı güç kuvvetlendiricisi gerilim akım dalga şekilleri.

Tek çıkışlı devrenin küçük işaret parametrelerinin 2 GHz ile 5 GHz ile arasındaki davranışı, yapılan benzetim sonucu elde edilmiş ve Şekil 5.23'te verilmiştir. Bu şekilden yapının 3.5 GHz ile 3.8 GHz arasında küçük işaretler açısından da en başarılı sonuçları vereceği açıkça görülmektedir.



Şekil 5.23 : Önerilen tek çıkışlı E sınıfı kuvvetlendirici S parametreleri.

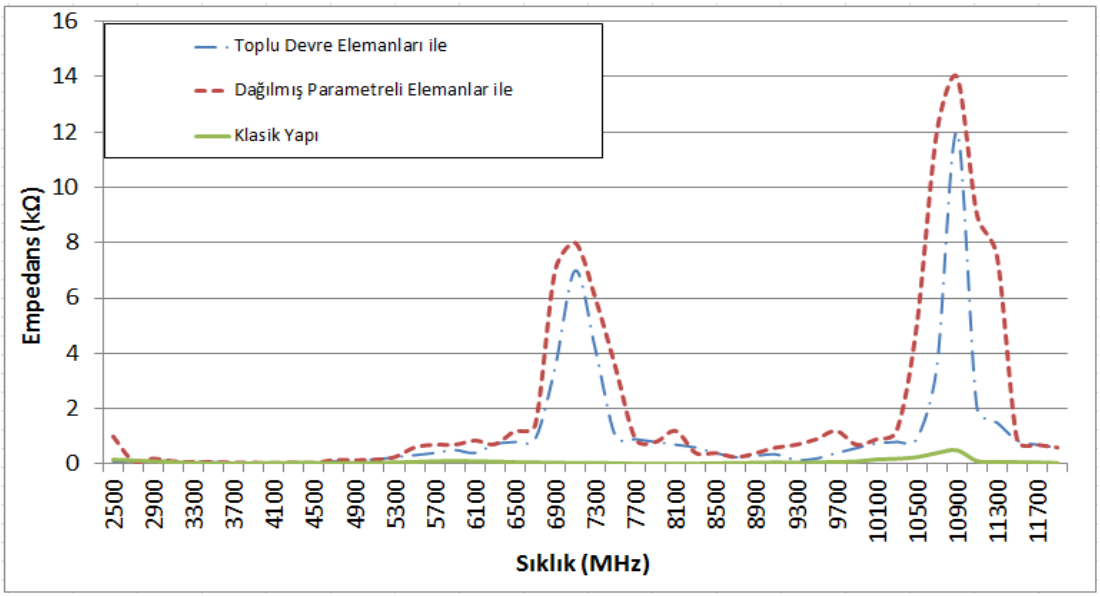
Tek çıkışlı kuvvetlendiricinin 3 GHz - 4 GHz sıklık değerleri arasındaki güç ekli verim, savak verimi ve çıkış gücü değerleri Çizelge 5.3'te görülmektedir. Çizelgeden açıkça görülebileceği gibi 27 dBm'lik giriş işareti uygulandığında devre 3.5 GHz ile

3.8 GHz sıklıkları arasında yaklaşık 9 dB kazanç sağlamaktadır ve verim değerleri %70 ile % 75 arasında değişmektedir.

Çizelge 5.3 : Tek çıkışlı kuvvetlendirici verim ve çıkış gücü benzetim sonuçları.

Sıklık	Çıkış gücü	Güç ekli verim	Savak verimi
3000 MHz	36.25 dBm	% 38.28	% 40.02
3100 MHz	35.73 dBm	% 36.87	% 38.95
3200 MHz	37.29 dBm	% 52.01	% 54.05
3300 MHz	37.35 dBm	% 67.05	% 70.23
3400 MHz	36.79 dBm	% 71.60	% 76.45
3500 MHz	36.25 dBm	% 68.74	% 75.29
3600 MHz	35.94 dBm	% 65.30	% 73.51
3700 MHz	35.67 dBm	% 58.95	% 68.05
3800 MHz	35.58 dBm	% 56.72	% 65.33
3900 MHz	35.32 dBm	% 54.19	% 60.92
4000 MHz	34.90 dBm	% 50.29	% 54.91

Şekil 5.24'te klasik yapı, yeni toplu devre elemanları ile önerilen yapı ve bu yapının dağılmış parametreli eşdeğerinin temel sıklıkta, 2. harmonik ve 3. harmonik sıklığındaki giriş empedansının karşılaştırılması verilmiştir. Açıkça görülebileceği gibi, yeni yapı klasik yapıya göre harmonik bileşenlerde yüksek empedans göstermektedir. Ayrıca yeni yapının dağılmış parametreli eşdeğeri, toplu devre elemanlarının rezonans sıklıklarının gerektiği kadar yüksek olamaması nedeniyle, daha da yüksek empedans göstermiş ve bu nedenle gerçeklemelerde yeğlenmiştir.



Şekil 5.24 : Klasik yapı, yeni toplu elemanlı yapı ve yeni dağılmış parametreli yapının harmonik sıklıklarındaki empedanslarının karşılaştırılması.

5.2.6 Transistör seçimi

Bugün E sınıfı güç kuvvetlendiricilerinde kullanılmak üzere seçilebilecek en uygun yarı iletken güç transistörler GaN teknolojisi kullanılarak üretilen güç transistörleridir. Çizelge 5.4'te GaN, Si ve GaAs güç transistörlerinin bazı ölçütler nazarında karşılaştırılması verilmiştir.

Çizelge 5.4 : Yüksek sıklık, yüksek güç transistörlerinin karşılaştırılması.

Transistör	Akım yoğunluğu (mA/mm)	Çıkış kapasitesi (pF/mm)	Kırılma gerilimi (V)
Si LDMOS	400	3.3	50
GaAs HFET	300	0.185	15
GaN HEMT	600	0.14	300

GaN teknolojisi ile üretilen transistörlerin en önemli özellikleri, kırılma gerilimlerinin diğerlerine göre çok yüksek oluşu (yaklaşık 300 Volt), çıkış kapasitelerinin savak-kaynak geriliminin değişiminden etkilenmeden yaklaşık sabit kalmaları ($0.14 pf/mm^2$) ve çok yüksek sıcaklıklara kadar (≈350 °C) çalışabilmeleridir (Lee ve diğ, 2008). Bu özelliklerinden ötürü bugün, bir tek transistör ile f=3.5GHz sıklığında 400 Watt çıkış gücü elde edilebilmektedir ki, Si ve GaAs yarıiletken malzeme ile üretilen transistörlere göre bu değer en az 4 kat daha yüksektir. Bu özellikleri GaN transistörleri, yüksek güç uygulamalarında günümüzde rakipsiz kılmaktadır. Seçilen transistör için $V_{DD} = 20\ Volt$, merkez çalışma sıklığı da $f_0 = 3.65$ GHz belirlenmiştir. Kullanılan mikroşerit hat parçalarının özellikleri aşağıdaki gibi özetlenebilir.

5.2.7 Modifiye edilmiş tek çıkışlı E sınıfı güç kuvvetlendiricisinin gerçeklenmesi

Benzetimi tamamlanan devre, baskılı devre çizim programıyla çizilmiş ve üretime hazır hale getirilmiştir. Üretilen kartın transistör için hazırlanması, devrenin planlandığı gibi çalışabilmesi için çok önem verilmesi gereken bir süreçtir. Transistörün kaynak ucu alt kısmındadır ve uygulamada kaynak ucu toprağa kısa devre edilmelidir. Bu nedenle kart bakır bir plaka üzerine lehim ile yapıştırılmalıdır. Toprak dengesizliği, devrenin çalışmasını olumsuz etkileyeceğinden, bu işlemin çok dikkatli biçimde yapılması gerekmektedir (Sowlati ve diğ, 1995).

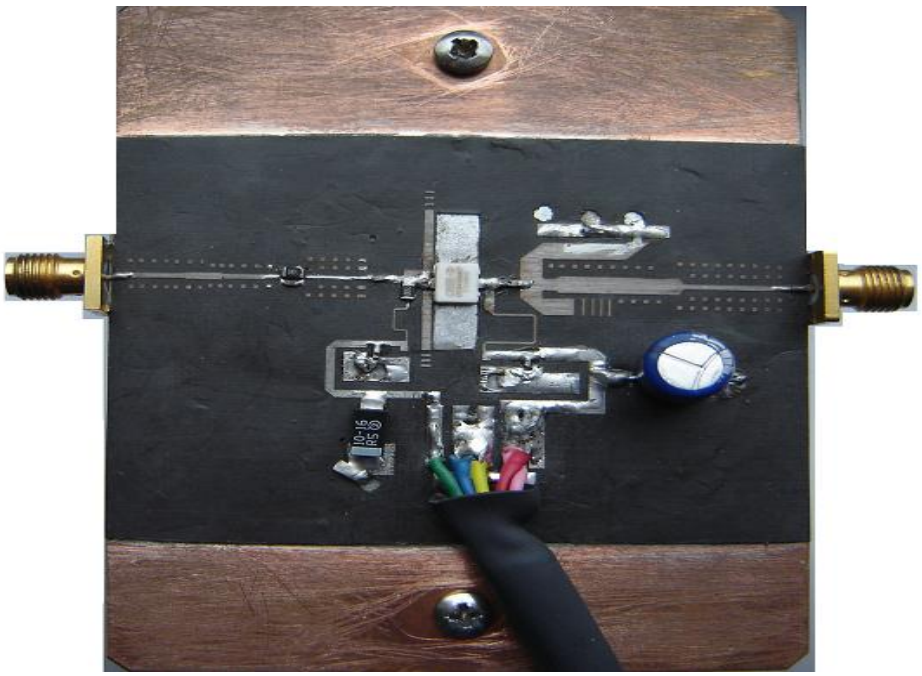
Dizgi işleminde, ilk önce transistör'ün lehimlenmesi gerekmektedir. TÜBİTAK BİLGEM'de çalışan ve RF konusunda uzmanlaşmış baskılı devre ekibinin

yardımlarıyla transistör gerektiği şekilde baskılı devre üzerine monte edilmiştir. Lehimleme işlemi ısıtıcı üzerinde yapılabileceğinden, diğer elemanların önceden yerleştirilmesi, yüksek sıcaklığa ulaşan karttan kopmalarına sebep olabilecektir. Bu durumdan kurtulmak için ilk önce transistör lehimlenmelidir. Dizilecek elemanların kodları ve kartta kullanılan sayıları Çizelge 5.5'te verilmiştir.

Çizelge 5.5 : Tek çıkışlı E sınıfı kuvvetlendirici malzeme listesi.

Malzeme adı	Adet
CGH40006P transistör	1
5 iğneli güç konnektörü	1
50Ω dişi konnektör	2
10 uF tantal B elektrolitik kondansatör	1
47 uF 100 volt elektrolitik kondansatör	1
8.2 pF ATC600 kondansatör	2
3.6 pF ATC600 kondansatör	2
10Ω 0603 kılıf direnç	1
150Ω 0603 kılıf direnç	1
0.3 pF ATC600 kondansatör	1

Tek çıkışlı özgün E sınıfı kuvvetlendirici devresinin dizgi işlemi tamamlandıktan sonraki hali Şekil 5.25'te görülmektedir.



Şekil 5.25 : Dizgisi tamamlanmış tek çıkışlı E sınıfı kuvvetlendirici.

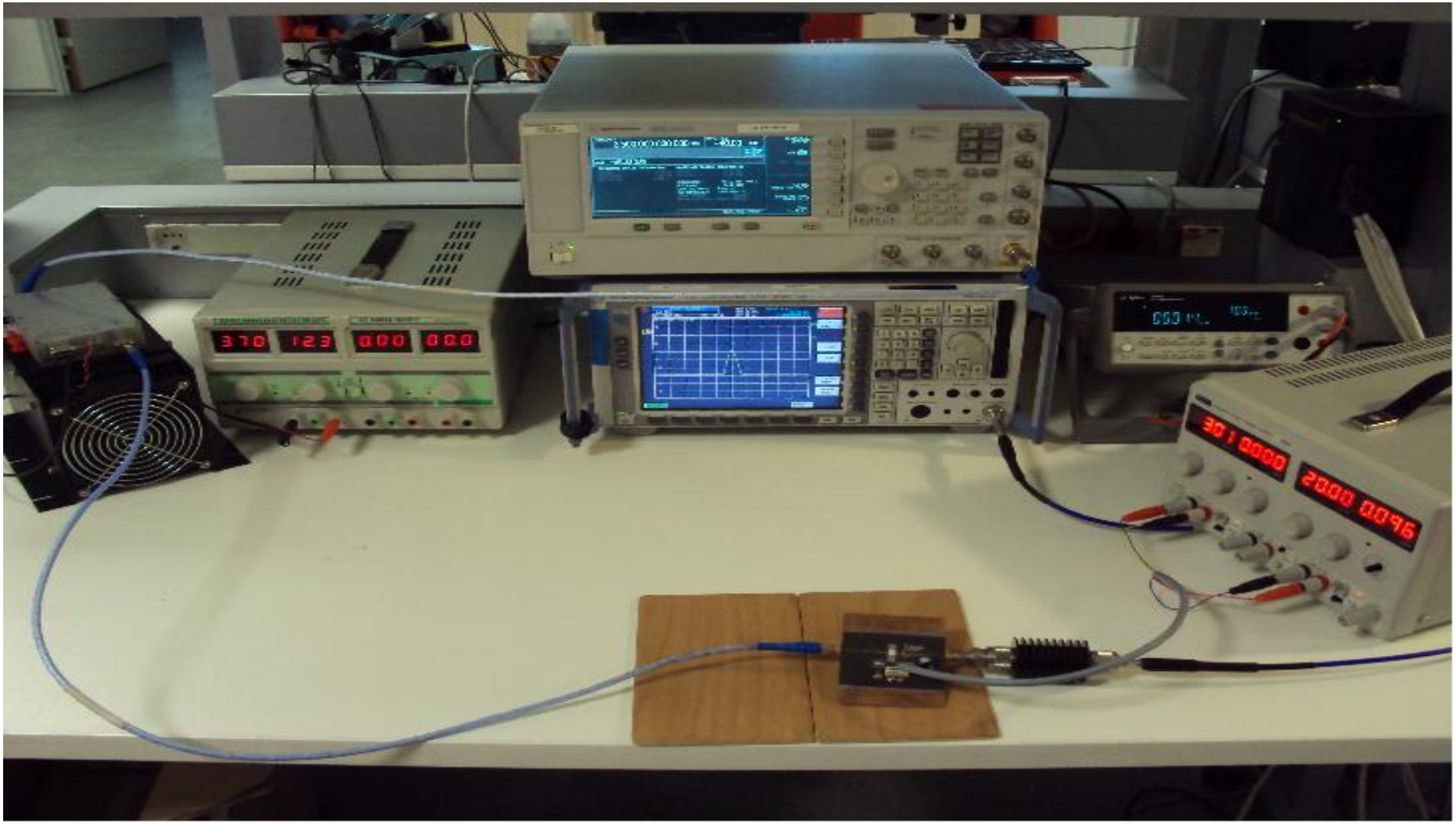
Devrenin başarılı olarak çalıştırılabilmesi için transistör üreticisinin katalog bilgilerinde önerdiği, transistör açma ve kapama ilkelerine mutlaka uyulmalıdır. Bu ilkelere uyulmaz ise transistör zarar görmektedir. İlk önce transistörün katalog

bilgilerinden uygulanabilir geçit gerilimi aralıkları tespit edilir ve en düşük gerilim değerine yakın bir gerilim transistörün geçidine uygulanır. Bu gerilim üretilen tek çıkışlı devre için -4 Volt olarak belirlenmiştir. İkinci adım olarak yine katalog bilgilerinden elde edilen önerilen savak gerilimi yavaş yavaş artırılarak uygulanır. Bu çalışmada savak gerilimi 20 volt olarak seçilmiştir. En son olarak devrenin geçit gerilimi, katalog bilgilerinden yararlanılarak tespit edilen -2.6 Volt değerine yükseltilir. Bu şekilde transistör çalışır hale getirilmiş olur. Kapatma işlemleri ise aşağıdaki adımlar birebir izlenerek yapılmalıdır. Transistörün geçit gerilimi -2.6 Volt değerinden -4 Volt değerine ayarlanır. Daha sonra savak gerilimi sıfırlanır ve transistör güvenli biçimde kapatılmış olur. Dizgisi tamamlanan devrenin ölçümü; giriş işaretini oluşturmak için işaret üreteci, giriş işaretini transistörü doyma bölgesine sürebilecek güce çıkarmak için gerekli olan ön kuvvetlendirici, devreyi beslemek için gerekli olan güç kaynakları, çıkış işaretini gözleyebilmek için spektrum analizör, çeşitli koaksiyel kablolar ile gerçekleştirilmiştir.

Kullanılan ölçüm düzeneğinin fotoğrafı Şekil 5.26'da verilmiştir. CGH40006P transistöre katalog bilgilerine dayanarak 32 dBm'den daha büyük giriş işaretleri uygulanmaması gerektiği söylenebilir. Bu giriş gücünün aşılması halinde transistör zarar görecektir. Kuvvetlendirici devreye 27 dBm yani 500 mW gücünde giriş işareti uygulandığında; çıkış gücü, savak verimi, güç ekli verimi ve harmonik sıklıklarındaki işaretlerin büyüklüğü sıklığa bağlı olarak Çizelge 5.6'da verilmiştir. Çizelgeden anlaşılabileceği üzere, tek çıkışlı kuvvetlendirici yapı ile 3700 MHz sıklıkta yaklaşık %72 güç ekli verimine, %80 savak verimine ulaşılmıştır. Bu sonuçlar benzetim sonuçları ile paraleldir ve kaynakçalarda benzeri yoktur. 3400 MHz ile 3900 MHz arasında verim değerleri %50'den aşağıya düşmemiştir. Verimin bu denli yüksek olması tek çıkışlı devre için soğutma ihtiyacının ne kadar kısıtlı olduğunu ortaya çıkarmıştır. Görülen en yüksek çıkış gücü, 3600 MHz sıklığında 5.8 Watt olmuştur. Tek çıkışlı devrenin çift dereceli harmoniklerinin bastırılması ve çıkış gücünün iki katına çıkarılması için dengeli E sınıfı güç kuvvetlendirici tasarımına geçilmektedir.

Çizelge 5.6 : 20 Volt savak gerilimi altında tek çıkışlı E sınıfı kuvvetlendirici ölçüm sonuçları.

Sıklık [MHz]	Çekilen akım [mA]	Çekilen güç [Watt]	Çıkış gücü [Watt] (dBm)	Güç ekli verim	Savak verimi	2. harmonik [dBm]	3. harmonik [dBm]	4. harmonik [dBm]	5. harmonik [dBm]
3000	577	11.54	4.2 (36.2)	% 32.2	% 36.5	0.69	-12.38	-33.15	-6.06
3100	524	10.48	4.7 (36.7)	% 40.2	% 44.9	-3.77	-12.16	-22.28	-0.21
3200	487	9.74	4.8 (36.8)	% 44.1	% 49.3	13.2	2.8	-12.42	5.01
3300	493	9.86	3.6 (35.6)	% 31.5	% 36.6	20.29	9.89	-11.47	-3.87
3400	487	9.74	5.4 (37.3)	% 50	% 55.1	18.34	8.48	-5.81	-1.42
3500	425	8.5	4.9 (36.9)	% 52	% 57.9	18	4.8	-0.29	0.29
3600	380	7.6	5.8 (37.7)	% 70.4	% 76.9	14.67	6.91	3.2	-0.93
3700	352	7.04	5.6 (37.5)	% 72.6	% 79.7	12.36	9.68	4.54	1.27
3800	350	7	4.7 (36.7)	% 60.3	% 67.4	11.4	7	-2.13	-12.7
3900	359	7.18	4.2 (36.2)	% 51.1	% 58.1	9.67	-2.81	10.07	-14.08
4000	385	7.7	4 (36)	% 45.2	% 51.7	6.75	-7.67	20.31	-25.85



Şekil 5.26 : Tek çıkışlı E sınıfı kuvvetlendirici ölçüm düzeneği.

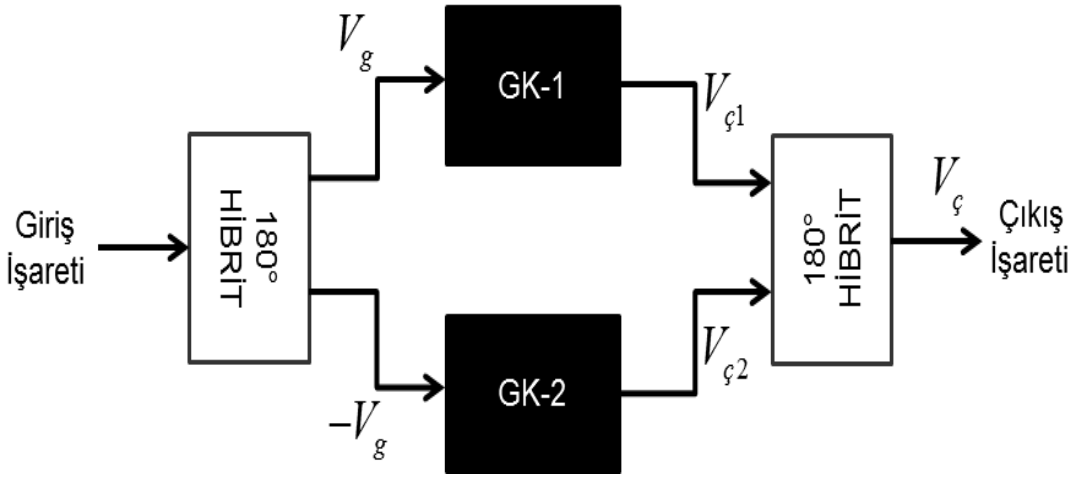
5.3 Dengeli E Sınıfı GaN Güç Kuvvetlendiricisi

Dengeli yapının tasarlanmasında, dördüncü bölümde önerilmiş olan Wilkinson güç bölücüden türetilmiş olan 180° hibrit bağlayıcı kullanılmıştır. Bu tercihin nedeni, bu hibritin devrenin yerleşimine en uygun yapı olmasıdır. Şekil 5.27'de öbek olarak gösterilen devrede; giriş işareti hibrit bağlayıcı yardımıyla 180° evre farklı ve eş güçlü iki işarete bölünmektedir (Wong ve Tse, 2005). Bu işaretler ayrı ayrı tek çıkışlı kuvvetlendirici öbeklerine uygulanmaktadırlar. Kuvvetlendirilen işaretler, çıkış katında yine 180° hibrit bağlayıcı ile birleştirilmekte ve çıkış işareti elde edilmektedir. Dengeli yapıda 180° evre farklı işaretlerin kuvvetlendiricilere uygulanıp, kuvvetlendirilerek tekrar birleştirildikleri göz önüne alındığında, çift dereceli harmoniklerin kuramsal olarak sıfırlanacağı, pratikte azalacağı düşünülebilmektedir (Wong ve Tse, 2005). Matematiksel olarak bu savın kanıtı denklem (5.48), (5.49) ve (5.50) ile gösterilmiştir. Çıkış hibritinin girişine gelen $V_{ç1}$ ve $V_{ç2}$ işaretlerinin farkı alınarak $V_ç$ çıkış işareti elde edilir. $V_ç$ işaretinde çift dereceli bileşenlerin olmadığı görülmektedir.

$$V_{ç1} = k_1 V_g + k_2 V_g^{\,2} + k_3 V_g^{\,3} + ... + k_n V_g^{\,n} \qquad \textbf{(5.48)}$$

$$V_{ç2} = k_1(-V_g) + k_2(-V_g)^2 + k_3(-V_g)^3 + ... + k_n(-V_g)^n \qquad \textbf{(5.49)}$$

$$V_{ç1} - V_{ç2} = V_ç = 2k_1 V_g + 2k_3 V_g^{\,3} + 2k_5 V_g^{\,5} + ... + 2k_n V_g^{\,n} \qquad \textbf{(5.50)}$$



Şekil 5.27 : Dengeli E sınıfı kuvvetlendirici blok şeması.

5.3.1 Dengeli E sınıfı güç kuvvetlendiricisi tasarımı ve benzetimi

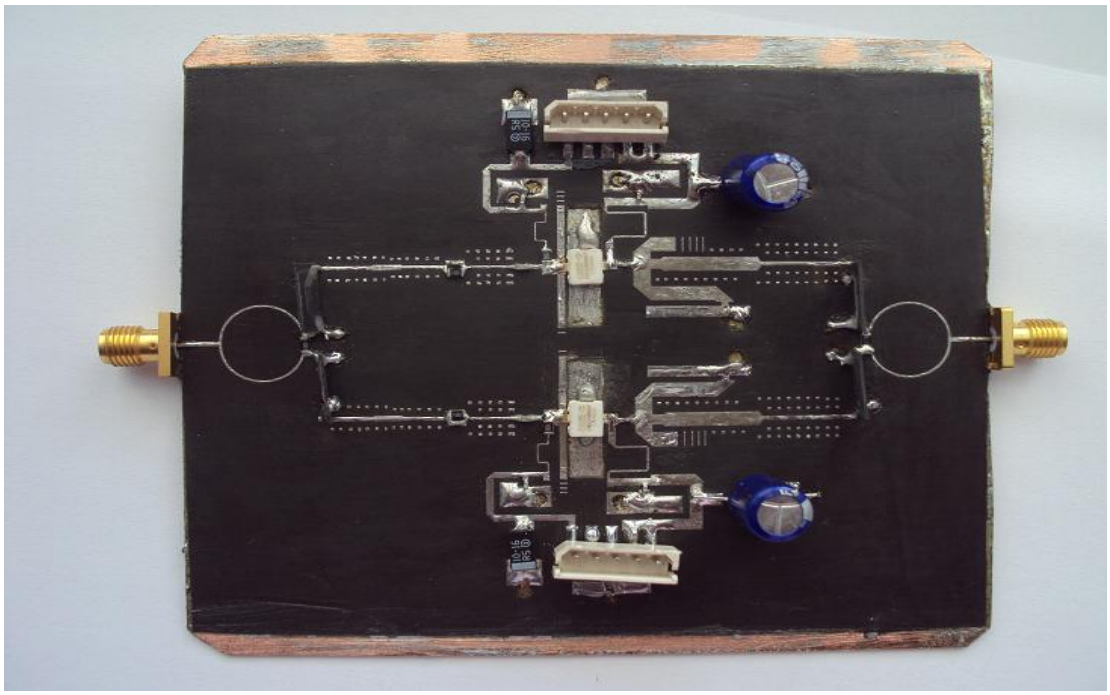
Dengeli yapının benzetimi sonucunda, transistörlerin savak uçlarında tek çıkışlı yapıda gözlemlediğimiz aynı akım gerilim ilişkisi görülmüştür. Anahtarlamalı çalışma özelliği her iki transistor için de geçerlidir. GK-1 ve GK-2 kuvvetlendirici öbekleri tamamen özdeştir. Çizelge 5.7'de, AWR Microwave Office ile yapılan benzetim sonucunda 3-4 GHz sıklık bandında, dengeli E sınıfı kuvvetlendiricinin güç ekli verim, savak verimi ve çıkış gücü değerleri görülmektedir. Beklendiği gibi, dengeli yapıda çıkış gücü 39-40 dBm seviyelerindedir, yani tek çıkışlı yapıdan yaklaşık 3 dB daha fazladır. Verim değerlerinde yine beklendiği üzere anlamlı bir değişme olmamıştır. Ancak 2. harmonik bileşeninin dengesiz yapıya göre en az 15 dB daha bastırıldığı görülmüştür. Bu da 180° hibrit kullanılarak gerçeklenen dengeli yapının sağladığı en önemli özelliktir.

Çizelge 5.7 : Dengeli E sınıfı kuvvetlendirici verim ve çıkış gücü benzetim sonuçları.

Sıklık	Çıkış gücü	Güç ekli verim	Savak verimi
3000 MHz	38.64 dBm	% 33.76	% 35.72
3100 MHz	38.10 dBm	% 32.99	% 25.22
3200 MHz	39.81 dBm	% 50.55	% 52.75
3300 MHz	39.87 dBm	% 65.58	% 69.04
3400 MHz	39.51 dBm	% 69.25	% 74.17
3500 MHz	39.28 dBm	% 67.20	% 73.53
3600 MHz	39.21 dBm	% 63.57	% 71.09
3700 MHz	39.06 dBm	% 58.88	% 67.17
3800 MHz	38.89 dBm	% 57.50	% 65.28
3900 MHz	38.40 dBm	% 54.20	% 60.26
4000 MHz	37.65 dBm	% 50.06	% 54.67

5.3.2 Dengeli E sınıfı güç kuvvetlendiricisi gerçeklemesi ve ölçümler

Benzetimi tamamlanan devrenin baskılı devresi Altium çizim programıyla çizilmiştir. Kartın ham haline gerekli malzemelerin eklenmesi ve bakır levhaya yapıştırılmasıyla 254 μm kalınlığındaki dielektrik malzemenin daha dayanıklı olması hem de devrenin soğutulması sağlanmıştır. Şekil 5.28'de ölçüme hazır hale getirilmiş dengeli E sınıfı kuvvetlendirici görülmektedir.



Şekil 5.28 : Üretilen dengeli E sınıfı kuvvetlendirici kartı.

Çizelge 5.8'de dengeli kuvvetlendirici dizgisi için gerekli olan malzeme listesi verilmiştir. Yaklaşık olarak tek çıkışlı yapının 2 katı kadar malzeme gerekmektedir.

Çizelge 5.8 : Dengeli E sınıfı kuvvetlendirici malzeme listesi.

Malzeme adı	Adet
CGH40006P transistör	2
5 iğneli güç konnektörü	2
50 Ω dişi konnektör	2
10 uF tantal B elektrolitik kondansatör	2
47 uF 100 volt elektrolitik kondansatör	2
8.2 pF ATC600 kondansatör	4
3.6 pF ATC600 kondansatör	4
10 Ω 0603 kılıf direnç	2
100 Ω 0805 kılıf direnç	2
150 Ω 0603 kılıf direnç	2
0.3 pF ATC600 kondansatör	2

İşaret üretecinin verebildiği en yüksek çıkış gücü 16 dBm düzeyindedir. Bu düzey tasarlanan devreyi doyma bölgesine kadar sürmeye yeterli değildir. Bu nedenle, işaret üretecinden çıkan işaret bir ön kuvvetlendiriciye uygulanmış ve ön kuvvetlendirici çıkışı ile devre sürülmüştür. Kuvvetlendirici öbeklerine uygulanacak işaret seviyeleri dikkatle belirlenmelidir. Ön kuvvetlendiricinin yaklaşık 45 dB kazanç sağladığı göz önüne alındığında, işaret üretecinden -15 dBm mertebesinde işaretin ön kuvvetlendiriciye uygulanması yeterli olacaktır. Ön kuvvetlendiriciye

Çizelge 5.9 : 20 Volt savak gerilimi altında dengeli E sınıfı kuvvetlendirici ölçüm sonuçları.

Sıklık [MHz]	Çekilen akım [mA]	Çekilen güç [Watt]	Çıkış gücü [Watt] (dBm)	Güç ekli verim	Savak verimi	2. harmonik [dBm]	3. harmonik [dBm]	4. harmonik [dBm]	5. harmonik [dBm]
3000	1180	23.6	7.4 (38.7)	% 27.2	% 31.4	1.31	-19.47	-36.86	-20.49
3100	1160	23.2	10.4 (40.1)	% 40.5	% 44.8	0.41	-11.76	-17.66	-6.95
3200	1100	22	10.4 (40.1)	% 42.5	% 47.1	-11.49	5.67	-16.02	-1.25
3300	990	19.8	9.1 (39.6)	% 40.9	% 46	6.99	6.86	-24.17	-28.19
3400	970	19.4	9.3 (39.7)	% 42.8	% 48	15.21	8.66	-13.22	-14.73
3500	900	18	9.1 (39.6)	% 44.8	% 50.3	17.34	9.27	-0.25	3.03
3600	710	14.2	9.7 (39.8)	% 61.1	% 68.2	12.5	7.93	-10.63	-15.97
3700	620	12.4	10.2 (40)	% 74.3	% 82.3	-5.63	9.75	-6.39	-20.1
3800	650	13	9.0 (39.5)	% 61.5	% 69.2	-5.3	4.34	-4.82	-8.3
3900	760	15.2	8.7 (39.4)	% 50.9	% 57.4	-3.65	-5.69	-3.65	-7.61
4000	830	16.6	8.4 (39.2)	% 44.3	% 50.3	0.18	-13.35	0.84	-24.43

Çizelge 5.10 : Tek çıkışlı ve dengeli E sınıfı kuvvetlendiricilerin çıkış gücü, verim ve harmoniklerinin ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması.

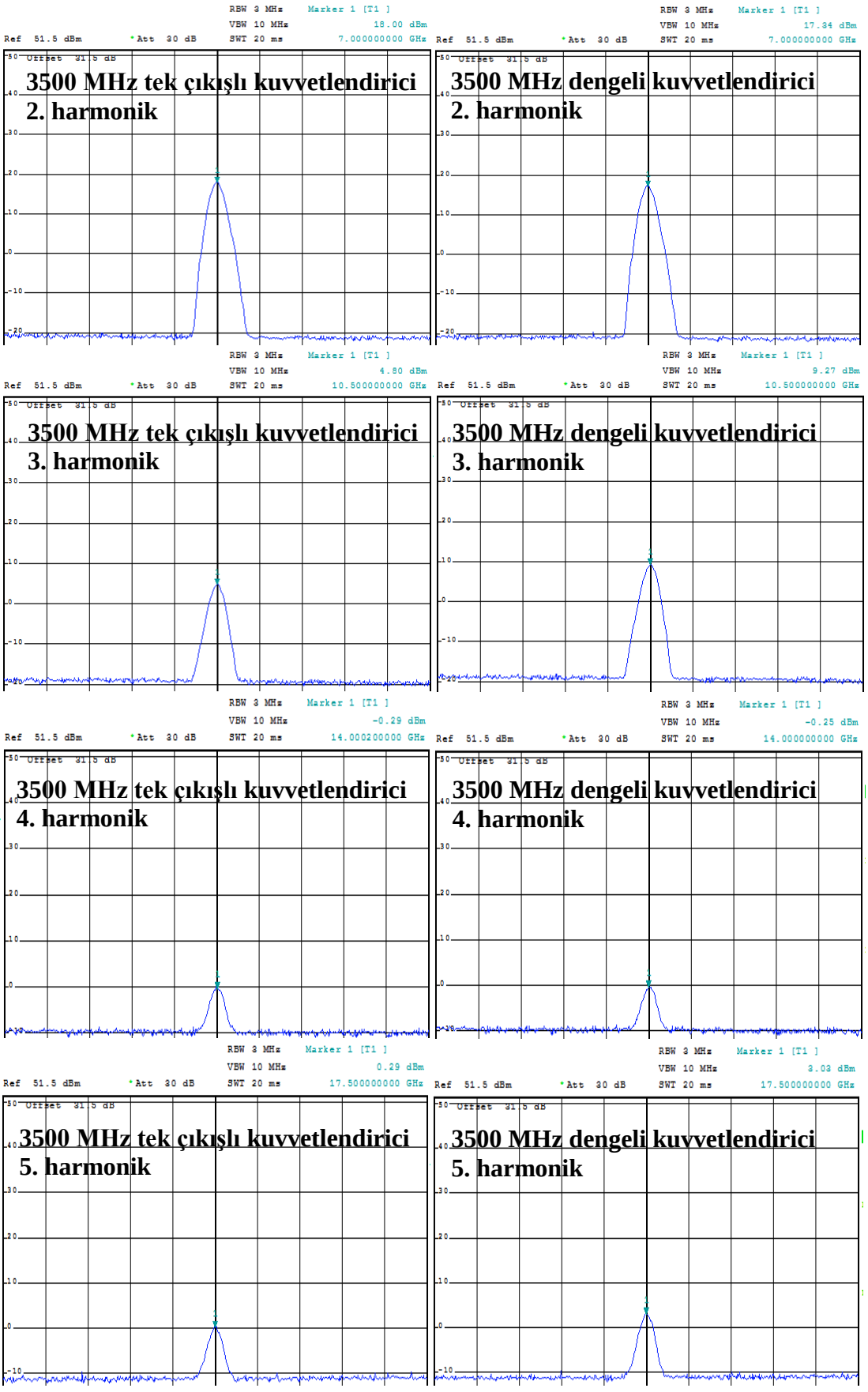
Sıklık [GHz]	Çıkış gücü [Watt] (dBm)	Güç ekli verim	Savak verimi	2. harmonik [dBm]	3. harmonik [dBm]	4. harmonik [dBm]	5. harmonik [dBm]
3 - tek çıkışlı	4.2 (36.2)	% 32.2	% 36.5	0.69	-12.38	-33.15	-6.06
3 - dengeli	7.4 (38.7)	% 27.2	% 31.4	1.31	-19.47	-36.86	-20.49
3.1 - tek çıkışlı	4.7 (36.7)	% 40.2	% 44.9	-3.77	-12.16	-22.28	-0.21
3.1 - dengeli	10.4 (40.1)	% 40.5	% 44.8	0.41	-11.76	-17.66	-6.95
3.2 - tek çıkışlı	4.8 (36.8)	% 44.1	% 49.3	13.2	2.8	-12.42	5.01
3.2 - dengeli	10.4 (40.1)	% 42.5	% 47.1	-11.49	5.67	-16.02	-1.25
3.3 - tek çıkışlı	3.6 (35.6)	% 31.5	% 36.6	20.29	9.89	-11.47	-3.87
3.3 - dengeli	9.1 (39.6)	% 40.9	% 46	6.99	6.86	-24.17	-28.19
3.4 - tek çıkışlı	5.4 (37.3)	% 50	% 55.1	18.34	8.48	-5.81	-1.42
3.4 - dengeli	9.3 (39.7)	% 42.8	% 48	15.21	8.66	-13.22	-14.73
3.5 - tek çıkışlı	4.9 (36.9)	% 52	% 57.9	18	4.8	-0.29	0.29
3.5 - dengeli	9.1 (39.6)	% 44.8	% 50.3	17.34	9.27	-0.25	3.03
3.6 - tek çıkışlı	5.8 (37.7)	% 70.4	% 76.9	14.67	6.91	3.2	-0.93
3.6 - dengeli	9.7 (39.8)	% 61.1	% 68.2	12.5	7.93	-10.63	-15.97
3.7 - tek çıkışlı	5.6 (37.5)	% 72.6	% 79.7	12.36	9.68	4.54	1.27
3.7 - dengeli	10.2 (40)	% 74.3	% 82.3	-5.63	9.75	-6.39	-20.1
3.8 - tek çıkışlı	4.7 (36.7)	% 60.3	% 57.4	11.4	7	-2.13	-12.7
3.8 - dengeli	9.0 (39.5)	% 61.5	% 69.2	-5.3	4.34	-4.82	-8.3
3.9 - tek çıkışlı	4.2 (36.2)	% 51.1	% 58.1	9.67	-2.81	10.07	-14.08
3.9 - dengeli	8.7 (39.4)	% 50.9	% 57.4	-3.65	-5.69	-3.65	-7.61
4 - tek çıkışlı	4 (36)	% 45.2	% 51.7	6.75	-7.67	20.31	-25.85
4 - dengeli	8.4 (39.2)	% 44.3	% 50.3	0.18	-13.35	0.84	-24.43

yanlışlıkla uygulanacak yüksek işaret, çıkışta 45 dB eklenerek çıkacağı için, tasarlanan devreleri kullanılmaz duruma getirebileceği açıktır.

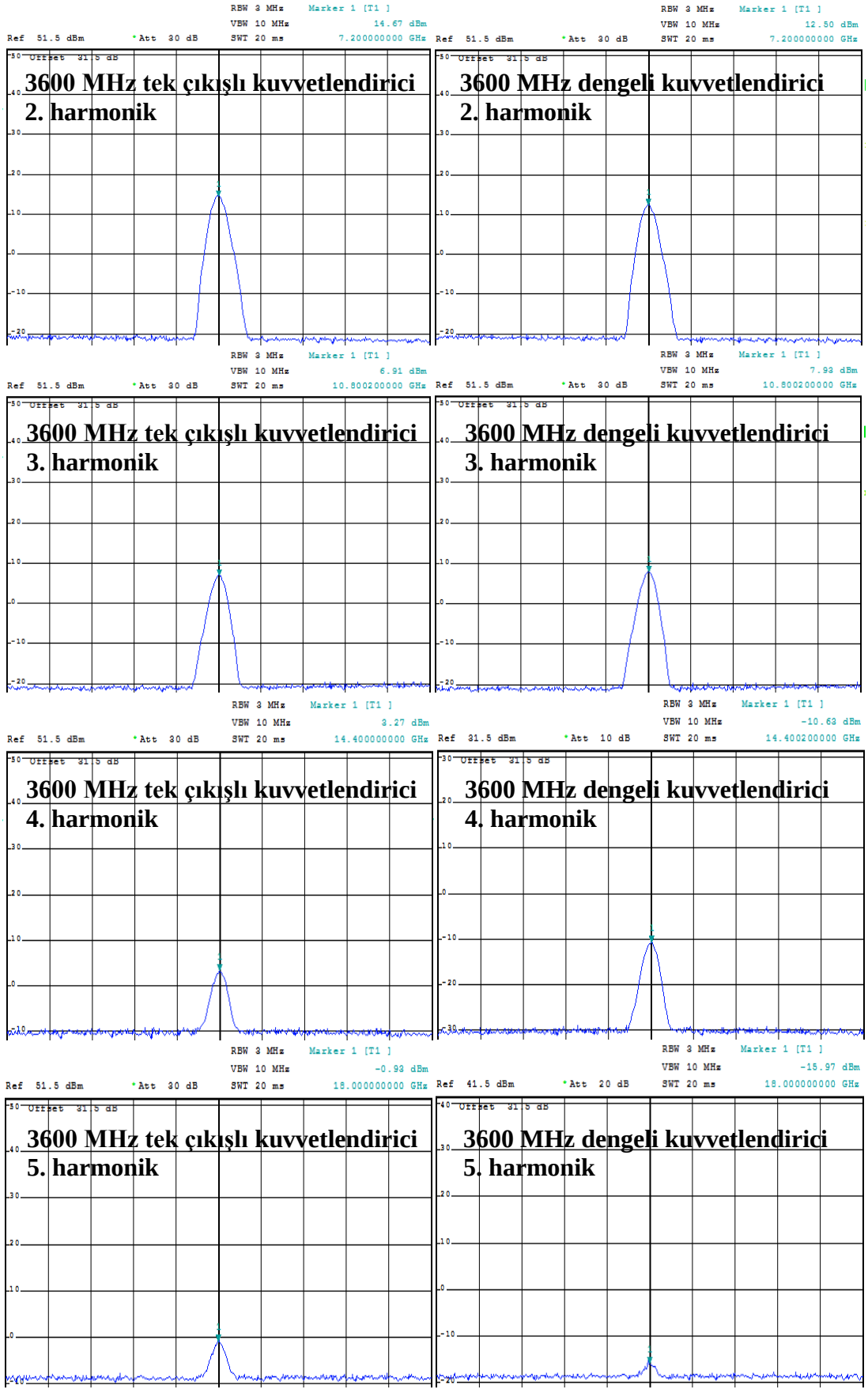
Tasarlanan devrenin çıkışına spektrum analizöre bağlamadan önce 30 dB zayıflatıcı eklenmiştir. Bu zayıflatıcının önce test edilmiş olması, en fazla 30 dBm giriş gücüne dayanabilen spektrum analizörün zarar görmemesi için gereklidir. Ayrıca spektrum analizörünün girişine doğru akım işaretlerin ulaşamamasını sağlamak üzere, doğru akım önleyici blok takılmalıdır.

Çizelge 5.9'da 20 Volt savak gerilimi altında dengeli E sınıfı güç kuvvetlendiricisisinin ölçüm sonuçları sıklığa bağlı olarak 3 GHz – 4 GHz bandında verilmiştir. Tüm bant boyunca tek çıkışlı yapıya göre çıkış gücü yaklaşık 3 dB artış göstermiştir. Bu durum beklenen ve benzetim verileri ile uyumlu bir sonuçtur. Savak verimi ve güç ekli verim değerlerinde tek çıkışlı yapıya göre anlamlı bir değişme olmamıştır. En yüksek verim değeri %82'dir. Verim değerinin düşmemesi, dengeli yapının sisteme herhangi fazladan ısı yükü getirmeyeceği durumunu düşündürmektedir ve bu durum önerdiğimiz modelin çok yüksek çıkış gücüne sahip uygulamalar için ne kadar uygun olduğunu bir göstergesidir.

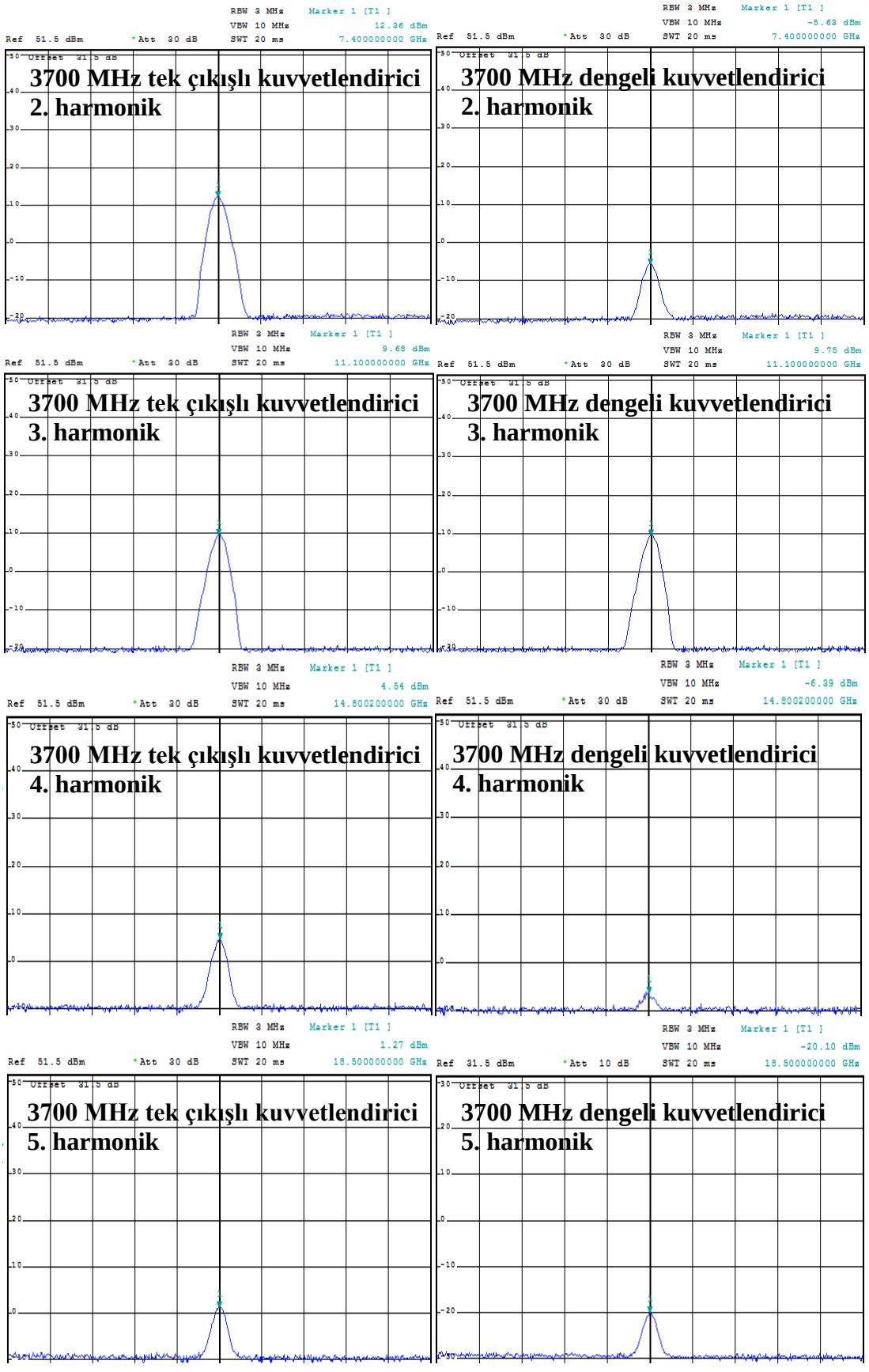
Yine Çizelge 5.9'dan devrenin harmonik sıklıklarındaki bileşenleri incelendiğinde, özellikle 3.5 - 3.8 GHz bandında çift dereceli harmonik sıklıklarındaki işaretin dengesiz kuvvetlendiriciye göre yaklaşık 15 dB daha fazla bastırıldığı görülmektedir. Bu sonuç doğrusal olmayan güç kuvvetlendiricilerin yüksek harmonik bileşen sorununa çözüm getirmiştir. Devrelerin karşılaştırılmalı olarak ölçüm sonuçları Çizelge 5.10'da verilmiştir. İncelemeyi ve farkı anlamayı kolaylaştırmak açısından, Şekil 5.29'da 3500 MHz, Şekil 5.30'da 3600 MHz, Şekil 5.31'de 3700 MHz, Şekil 5.32'de 3800 MHz sıklıklarındaki 2., 3., 4. ve 5. harmoniklerin karşılaştırmalı ölçüm çıktıları verilmiştir.



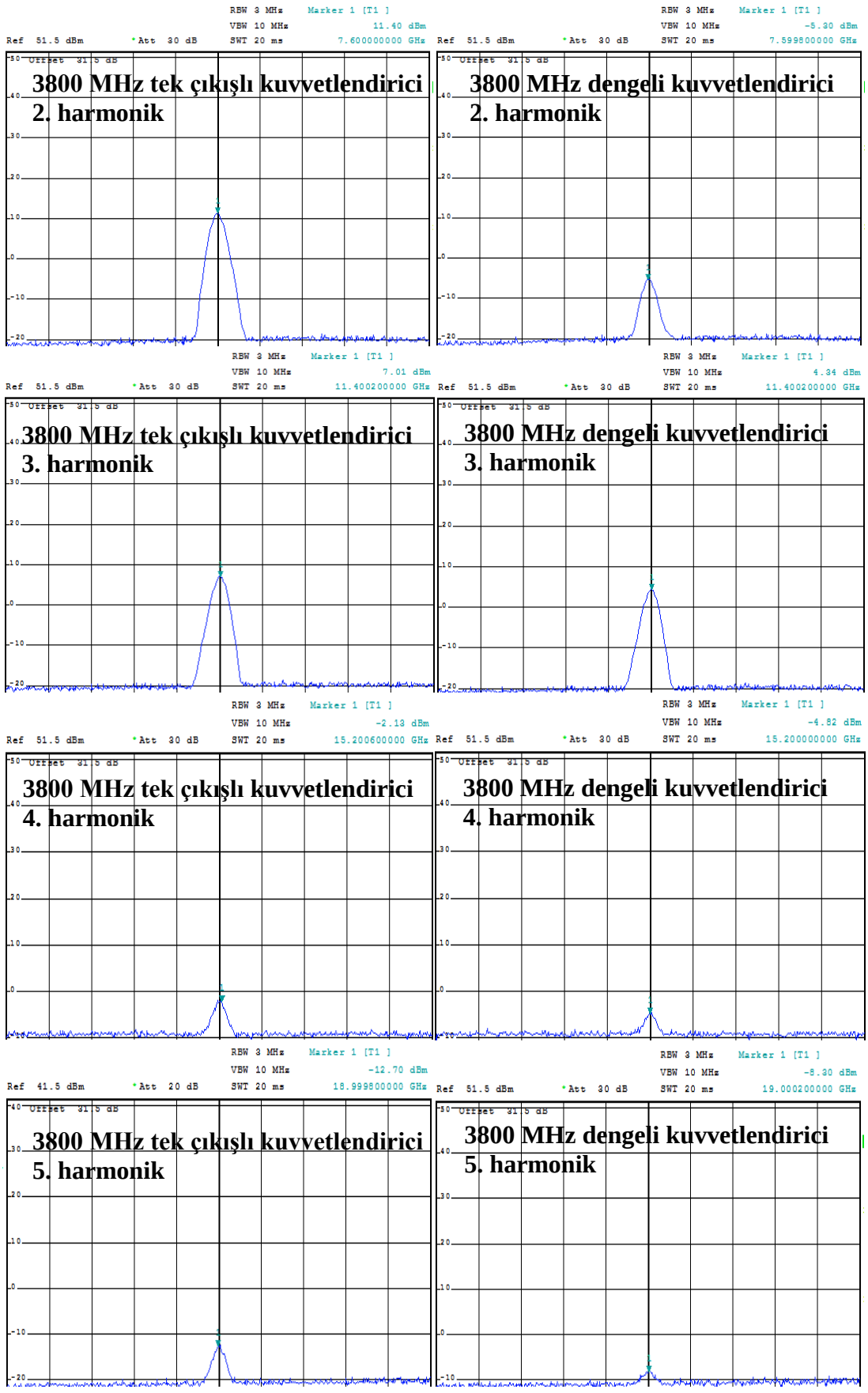
Şekil 5.29 : 3500 MHz tek çıkışlı ve dengeli E sınıfı kuvvetlendirici 2., 3., 4. ve 5. harmoniklerinin karşılaştırılması.



Şekil 5.30 : 3600 MHz tek çıkışlı ve dengeli E sınıfı kuvvetlendirici 2., 3., 4. ve 5. harmoniklerinin karşılaştırılması.



Şekil 5.31 : 3700 MHz tek çıkışlı ve dengeli E sınıfı kuvvetlendirici 2., 3., 4. ve 5. harmoniklerinin karşılaştırılması.



Şekil 5.32 : 3800 MHz tek çıkışlı ve dengeli E sınıfı kuvvetlendirici 2., 3., 4. ve 5. harmoniklerinin karşılaştırılması.

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

6.1 Önerilen Hibrit Bağlayıcılar İle İlgili Sonuçlar

Çalışmanın dördüncü bölümünde önerilen ve gerçeklenen hibrit bağlayıcıların, klasik halka hibrit bağlayıcı yapısının iki temel sorununa çözüm getirdiği gösterilmiştir. Çizelge 6.1'de klasik halka hibrit bağlayıcı ve önerilen iki yeni hibrit bağlayıcının çeşitli başarım parametreleri yönünden karşılaştırılması verilmiştir.

Çizelge 6.1 : Hibrit bağlayıcıların ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması.

Parametre	Klasik halka hibrit	Önerilen halka hibrit	Wilkinson bölücüden türetilen hibrit
S_{11}	-15 dB	-11 dB	-19 dB
S_{21}	-3.47 dB	-3.82 dB	-3.66 dB
S_{41}	-3.52 dB	-3.79 dB	-3.43 dB
S_{42}	-30 dB	-32 dB	-18 dB
Bant genişliği	≈500 MHz	≈2 GHz	≈2 GHz
Evre farkı	183°	185°	180.9°
Ebat	2806 mm^2	1012 mm^2	1148 mm^2

Bant genişliğinin önerilen her iki yapıda da klasik halka hibrit bağlayıcıya göre yaklaşık 3 kat fazla olması ve fiziksel boyutların yaklaşık %250 oranında azalması çalışmanın dikkat çekici yönlerindendir.

Kaynakçalardaki diğer 180º hibrit bağlayıcılar ile bant genişliği, kaplanan alan ve evre farkı parametrelerine göre bir karşılaştırılma Çizelge 6.2'de verilmiştir. Bu çizelgeden rahatlıkla anlaşılabileceği gibi, kaynakçalara kazandırılan Wilkinson güç bölücüden türetilen 180º hibrit bağlayıcı yapısı ve önerilen geliştirilmiş halka hibrit bağlayıcı yapısı geniş bant ihtiyacı olan ve alan kısıtına sahip olan uygulamalar için tasarımcılara yeni imkânlar kazandıracaktır. Özellikle bant boyunca evre farkı dalgalılığının en aza indirilmiş olması, geniş bant dengeli güç kuvvetlendirici uygulamalarında çift dereceli harmoniklerin tüm bant boyunca söndürülmesine imkan doğuracaktır.

Çizelge 6.2 : Kaynakçalardaki bazı hibrit bağlayıcılarla karşılaştırma.

Hibrit yapıları	Bant genişliği	Kaplanan alan	Evre farkı dengesizliği	Genlik dengesizliği
Klasik halka hibrit	≈ 0.5 GHz	2806 mm^2	3º	0.4 dB
Önerilen halka hibrit	≈ 2 GHz	1012 mm^2	5º	0.8 dB
Wilkinson güç bölücüden türetilen hibrit	≈ 2 GHz	1148 mm^2	0.9º	0.6 dB
Caloz C. ve Itoh T.	≈ 0.8 GHz	1400 mm^2	10º	0.5 dB
Monti G. ve Tarricone L.	≈ 1 GHz	1700 mm^2	10º	1 dB
Siso G. ve diğ.	≈ 0.4 GHz	2000 mm^2	5º	0.5 dB
Caillet M. ve diğ.	≈ 0.7 GHz	3100 mm^2	5º	1.5 dB

6.2 Önerilen Tek Çıkışlı - Dengeli E Sınıfı Güç Kuvvetlendiricileri İle İlgili Sonuçlar

Günümüzde GaN güç transistörleri; çıkış kapasitelerinin çok düşük olması, bu kapasitenin savak-kaynak geriliminin değişimi sonucunda anlamlı miktarda değişmemesi, yüksek kırılma gerilimine sahip olmaları, yüksek kılıf sıcaklıklarına karşı duyarsızlıkları ve yaklaşık 4 Dolar/Watt çıkış gücü gibi bir fiyat ile başarım/fiyat oranlarının yükselmesi nedenleriyle Si, GaAs, InP gibi yarıiletken malzemeler ile gerçeklenmiş transistörler ile yarışabilmekte ve birçok uygulamada yeğ tutulmaktadırlar. Ayrıca GaN transistörlerin gün geçtikçe kullanılabilecekleri sıklık değeri artmaktadır. 2012 Haziran ayı itibariyle S bandında çalışabilen 400 Watt, X bandında çalışabilen 100 Watt çıkış gücüne sahip GaN transistörler ticari olarak satışa sunulmuş durumdadır. GaN güç transistör geliştirme çalışmalarının hızla devam ettiği, özellikle Amerika Birleşik Devletleri'nin yüksek güçlü GaN transistör geliştirme çalışmalarına çok yüksek miktarda kaynak aktardığı bilinmektedir (Wang ve diğ, 2005). Bu çalışmada Cree firmasının CGH40006P model GaN transistörleri kullanılarak çok yüksek verime sahip (%82), yüksek çıkış güçlü özgün E sınıfı güç kuvvetlendiricileri tasarlanmıştır. Çalışmanın beşinci bölümünü oluşturan güç kuvvetlendirici tasarımında, ilk önce N.Sokal'ın geliştirdiği klasik E sınıfı kuvvetlendirici devresi ilgili isterler için tasarlanmıştır. Yapılan benzetimlerde bu yapının yetersizlikleri görülmüştür. Düşük verim (%50), harmonik sıklıklarındaki bileşenlerin bastırılamaması gibi yetersizliklerin giderilebilmesi amacıyla, özgün bir tek çıkışlı E sınıfı kuvvetlendirici yapısı önerilmiş, benzetimi yapılmış ve gerçeklenmiştir. Önerilen yapının çok yüksek verime sahip olduğu (%82), harmonik bileşenleri yeterince açık devre ettiği (2kΩ-3kΩ) benzetim ve

deney sonuçların gözlenmiştir. Bu özellikleri ile 3.5-3.8 GHz bandında çalışan önerdiğimiz yapı kaynakçalarda bir ilktir. Aynı yapı kullanılarak daha yüksek çıkış güçlerine ulaşmak ve çift dereceli harmonik bileşenleri daha da bastırmak amacıyla dengeli yapı tasarlanmış, benzetimi yapılmış ve gerçeklenmiştir. Bu yapılara ait 27 dBm gücündeki giriş işareti altında 3 GHz ile 4 GHz arası sıklıklarda 2., 3., 4. ve 5. harmonik bileşenleri karşılaştırılmış ve dengeli yapının çift dereceli harmonikleri 3.5 GHz ile 3.8 GHz arası sıklıklarda 15 dB ile 20 dB arasında dengesiz yapıya göre daha fazla bastırdığı gözlenmiştir. Ayrıca, dengeli kuvvetlendirici verim değerlerinde tek çıkışlı yapı ile hemen hemen aynı başarımı göstermekle beraber, çıkış gücünde yaklaşık 3 dB artış göstermiştir. Bu yararlara ek olarak, dengeli yapıda transistörlerden birinin olası bir hata durumunda çalışmaması gibi bir sonuçta, kuvvetlendiricinin 3 dB eksik güç ile de olsa çalışmaya devam edebileceği yani dengeli yapının yedekleme görevini de üstleneceği açıkça belirtilebilir. Bu nedenlerle 180° hibrit bağlayıcılar ile birlikte gerçeklenen dengeli E sınıfı güç kuvvetlendiricileri hem çift dereceli harmonik seviyeleri olarak, hem çıkış gücü olarak tek çıkışlı yapıya önemli üstünlükler sergilemiştir.

Kaynakçalarda benzer sıklıklarda GaN transisör ile gerçeklenmiş olan çalışmalara rastlanmaktadır. Bu çalışmalar Çizelge 6.3'te verilmiştir. Çizelge incelendiğinde anlaşılabileceği gibi bu çalışmada, kaynakçalardaki benzer çalışmalara göre daha yüksek verim elde edilmiştir. Bu farkın sebebinin önerilen özgün E sınıfı yük yapısı olduğu tartışmasız bir gerçektir.

Çizelge 6.3 : Kaynakçalardaki bazı GaN E sınıfı kuvvetlendiricilerle karşılaştırma.

Çalışma	Bant genişliği	Çıkış gücü [W]	Savak Verimi	Güç ekli verim
Tek Çıkışlı	3.5-3.8 GHz	4.5 - 5	%79	%72
Dengeli	3.5-3.8 GHz	9 - 10	%82	%74
Lee M.W. ve diğ.	3.4-3.6 GHz	9 - 11	%75	%72
Lee Y. S. ve Yeong. Y.H.	2.05-2.25 GHz	15 - 20	%75	%71
Ui N. ve Sano S.	2-2.25 GHz	74 - 112	%74	%71
Heijden M. ve diğ.	2.1-2.7 GHz	7 - 13	%72	%68
Shi K. ve diğ.	1.7-2.3 GHz	42 - 65	%75	%72

6.3 Öneriler

Bu tezde önerilen hibrit bağlayıcılar ile ilgili çalışmalar, bant genişliğini artırma ve kaplanan alanı daha küçültme amaçlanarak devam ettirilebilir. Wilkinson güç bölücüden türetilen hibrit bağlayıcının bant genişliği, yapının art arda bağlanmasıyla daha da artırılabilir. E sınıfı yapıların çıkış gücünün, verimliliği azaltmadan çok sayıda dengeli kuvvetlendirici kullanılarak artırılabileceği ve birkaç kilo Watt mertebesinde çıkış gücü elde edilebileceği açıktır. Bu sayede günümüzde yüksek güç gereksinimi olan uygulamalarda; geliştirme, üretim ve bakım maliyeti yüksek olan TWTA yapılarının, yüksek verimli transistörlü kuvvetlendiriciler ile değiştirilmesi imkânı doğmuştur. Bu aşamada, GaN transistörler, diğer yarıiletken malzemeler ile geliştirilmiş transistörlere göre daha yüksek verimli kuvvetlendirici yapılarının tasarımına imkân veren karakteristik özellikleri ile öne çıkmaktadır. Çok sayıda GaN transistör kullanılarak tasarlanacak yüksek verimli E sınıfı kuvvetlendirici öbekleri, gezgin dalga tüplü kuvvetlendiricilerin (TWTA), yüksek güçlü radar uygulamalarında kullanımına son verebilir. Özellikle bu çalışmada önerilen yeni E sınıfı kuvvetlendirici yapısının; yüksek verimi, yüksek çıkış gücü ve harmonik sıklıklarındaki bileşenlerin büyük oranda bastırılması gibi önemli özellikleri ile bu alandaki çalışmalara ışık tuttuğu düşünülmektedir.

KAYNAKLAR

Ahn, H.R. ve Kim. B. (2009). Small wideband coupled line ring hybrids with no restriction on coupling power, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **57**, 7, 1806-1817.

Bagad, V.S. (2009). *Microwave engineering-II.* India: Technical Publications Pune.

Balanis, C.A. (2005). *Antenna Theory: Analysis and Design*. USA: Wiley Interscience.

Bowick, C., Ajluni, C. ve Blyler, J. (2007). *RF Circuit Design*. USA: Newnes.

Caillet, M., Clenet, M., Sharaiha, A. ve Antar, Y.M.M. (2009). A compact wide band rat race hybrid using microstrip lines, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **19**, 4, 191-193.

Caloz, C. ve Itoh, T. (2006). *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*. USA: Wiley.

Cheng, K.K.M. ve Wong, F.L. (2007). Dual band rat race coupler design using tri section branch line, *Electronic Letters*, **43**, 6, 41-42.

Chin, K.S., Lin, K.M., Wei, Y.H., Tseng, T.H. ve Yang, Y.J. (2010). Compact dual band branch line and rat race couplers with stepped impedance stub lines, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **58**, 5, 1213-1221.

Chu, Q.X. ve Lin, F. (2010). A novel tri band rat race coupler with T shaped step impedance transformer, *Microwave and Optical Technology Letters*, **52**, 6, 1240-1244.

Chuang, M.L. (2005). Miniaturized ring coupler of arbitrary reduced size, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **15**, 1, 16-18.

Cripps, S.C. (2006). *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. USA: Artech House.

Fusco, V.F. (1987). *Microwave Circuits Analysis and Computer Aided Design.* USA: Prentice Hall International.

Gilmore, R. ve Besser, L. (2003). *Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems Volume II Active Circuits and Systems.* USA: Artech House.

Golio, M. (2001). *RF and Microwave Handbook*. USA: CRC Press LLC.

Heijden, M., Acar, M. ve Vromans, J. (2009). A compact 12 Watt high efficiency 2.1-2.7 GHz Class E GaN HEMT power amplifier for base stations, *IEEE Microwave Theory and Technique Society International Microwave Symposium*, 657-660.

Jager, H., Grebennikov, E., Heaney, E. ve Weigel, R. (2002). Broadband high efficiency monolithic InGaP/GaAs HBT power amplifiers for 3G handset applications, *IEEE Microwave Theory and Technique Society International Microwave Symposium*, 2, 1035-1038.

Kim, S., Son, K., Kim, E., Lee, Y., Kim, Y. ve Yoon, Y. (2009). Size reduction and wide bandwidth rat race coupler with shunt capacitors and composite right left handed transmission line, Proceedings, APMC, 1376-1379, Singapore.

Kumar, N., Prakash, C., Grebennikov, A. ve Mediano, A. (2008). High efficiency broadband parallel circuit class E RF power amplifier with reactance compensation technique, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **56**, 3, 604-612.

Lee, M.W., Lee Y.S. ve Jeong Y.H. (2008). A High-Efficiency GaN HEMT Hybrid Class E Power Amplifier for 3.5 GHz WiMAX Applications, *IEEE European Microwave Conference*.

Lee, Y.S. ve Jeong, Y.H. (2007). A high efficiency class E GaN HEMT power amplifier for WCDMA applications, *Microwave and Wireless Components Letters*, **17**, 8, 622-624.

Lee, Y.S., Lee, M.W. ve Jeong, Y.H. (2008). A 1 GHz GaN HEMT based class E power amplifier with 80% efficiency, *Microwave and Optical Technology Letters*, **50**, 11, 2989-2992.

Mader, T.B. ve Popovic, Z.B., (1995). The transmission line high efficiency class E amplifier, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, **5**, 9, 290-292.

Mandal, M.K. ve Sanyal, S. (2007). Reduced length rat race couplers, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **55**, 12, 2593-2598.

Monti, G. ve Tarricone, L. (2008). Compact broadband monolithic 3 dB coupler by using artificial transmission lines, *Microwave and Optical Technology Letters*, **50**, 10, 2662-2667.

Morgül, A. (1981). *E sınıfı yüksek frekans güç kuvvetlendiricileri*, (doktora tezi), İTÜ, İstanbul.

Pozar, D.M. (2005). *Microwave Engineering*. New York: Wiley.

Raab, F.H. (1977). Idealized operation of the class E tuned power amplifier, *IEEE Transactions On Circuits and Systems*, **24**, 12, 725-735.

Raab, F.H. (1978). Effects of circuit variations on the class E tuned power amplifier, *IEEE Journal of Solid State Circuits*, **13**, 2, 239-247.

Raab, F.H. (2001). Maximum efficiency and output of class F power amplifiers, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **49**, 6, 1162-1166.

Razavi, B. (2011). *RF Microelectronics*. USA: Prentice Hall.

Sayre, C. (2008). *Complete Wireless Design*. USA: McGraw Hill Professional.

Sayre, C. (1998). *The Complete RF Technician's Handbook*. USA: Prompt.

Shao, W., He, J. ve Wang, B.Z. (2010). Compact rat race ring coupler with capacitor loading, *Microwave and Optical Technology Letter*, **52**, 1, 7-9.

Shi, K., Cortes D., Vreede L. ve Rijs F. (2011). A compact 65 Watt 1.7-2.3 GHz Class E GaN power amplifier for base stations, *IEEE European Microwave Integrated Circuits Conference*.

Siso, G., Gil, M., Bonache, J. ve Martin, F. (2008). Applications of resonant type metamaterial transmission lines to the design of enhanced bandwidth components with compact dimensions, *Microwave and Optical Technology Letters*, **50**, 1, 127-134.

Smith, G.H. ve Zulinski, R.E. (1990). An exact analysis of class E amplifiers with finite dc feed inductance at any output Q, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, **37**, 4, 530-534.

Sokal, N.O. ve Raab, F.H. (1977). Harmonic output of class E RF power amplifier and load coupling network design, *IEEE Journal of Solid State Circuits*, **12**, 1, 86–88.

Sokal, N.O. ve Sokal, A.O. (1975). Class E a new class of high efficiency tuned single ended switching power amplifiers, *IEEE Journal of Solid State Circuits*, **10**, 3, 168-176.

Sowlati, T., Andre, C., Salama, T., Sitch, J., Rabjohn, G. ve Smith, D. (1995). Low voltage, high efficiency GaAs class E power amplifiers for wireless transmitters, *IEEE Journal of Solid State Circuits*, **30**, 10, 1074-1080.

Ui, N. ve Sano, S. (2006). A 100 Watt Class E GaN HEMT with 75% drain efficiency at 2 GHz, *IEEE European Microwave Integrated Circuits Conference*, 72-74.

Velidi, V.K., Mandal. M.K. ve Bhattacharya, A. (2008). Uniplanar harmonic suppressed compact rat race couplers, *Microwave Optical Technology Letters*, **50**, 11, 2812-2814.

Wang, N., Peng, X., Yousefzadeh, V., Maksimovic, D., Pajic, S. ve Popovic, Z. (2005). Linearity of X band class E power amplifiers in EER operation, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **53**, 3, 1096-1102.

Weisman, C.J. (2002). *Essential Guide to RF and Wireless*. USA: Prentice Hall.

Wilkinson, E.J. (1960). An n way hybrid power divider, *Microwave Theory and Techniques*, 116-118.

Wong, S.C. ve Tse, C.K. (2005). Design of symmetrical class E power amplifiers for very low harmonic content applications, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, **52**, 8, 1684-1690.

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Oğuzhan KIZILBEY

Doğum Yeri ve Tarihi: İstanbul 16.11.1983

Adres: Orhantepe Mah. Kefeli Sok. No:9 Dragos Kartal İstanbul

E-Posta: oguzhan.kizilbey@tubitak.gov.tr

Lisans: İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik Mühendisliği

Yüksek Lisans: İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik Mühendisliği

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR

- **Kızılbey O.,** ve Palamutçuoğulları O., 2012: Yeni 180º Halka Hibrit Bağlayıcı Önerisi ve Gerçeklenmesi. *20. IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı,* Nisan 18-20, 2012 Muğla, Türkiye.

- **Kızılbey O.,** ve Palamutçuoğulları O., 2011: Design of 3.3 – 3.7 GHz GaN HEMT Balanced Class E Power Amplifier. *7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, December 1-3, 2011 Bursa, Turkey.

- **Kızılbey O.,** ve Palamutçuoğulları O., 2011: 3.3 – 3.7 GHz 180° Hybrid Coupler Design. *General Assembly and Scientific Symposium XXXth URSI*, August 13-20, 2011 Istanbul, Turkey.

- **Kızılbey O.,** ve Palamutçuoğulları O., 2011: Design and Simulation of GaN HEMT Balanced Class E Power Amplifier For Wimax Applications. *General Assembly and Scientific Symposium XXXth URSI*, August 13-20, 2011 Istanbul, Turkey.