

**GENİŞ BANTLI KARE KOAKSİYEL İLETKEN HAT GÜÇ  
BİRLEŞTİRİCİ**

**WIDEBAND SQUARE COAXIAL LINE POWER  
COMBINER**

**BÜŞRA YALÇIN DEMİR**

**PROF. DR. BİRSEN SAKA TANATAR**

**Tez Danışmanı**

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak hazırlanmıştır.

**BÜŞRA YAÇIN DEMİR**'in hazırladığı “**Geniş Bantlı Kare Koaksiyel İletken Hat Güç Birleştirici**” adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından **ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Nursel AKÇAM

Başkan .....

Prof. Dr. Birsen SAKA TANATAR

Danışman .....

Prof. Dr. Özlem ÖZGÜN

Üye .....

Prof. Dr. Çiğdem Seçkin GÜREL

Üye .....

Doç. Dr. Dinçer GÖKCEN

Üye .....

Bu tez Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tarafından **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak ..... / ..... /..... tarihinde onaylanmıştır.

Prof. Dr. Salih Bülent ALTEN

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

# ÖZET

## GENİŞ BANTLI KARE KOAKSİYEL İLETKEN HAT GÜÇ BİRLEŞTİRİCİ

**Büşra YALÇIN DEMİR**

**Yüksek Lisans, Elektrik Elektronik Mühendisliği**

**Tez Danışmanı: Prof. Dr. Birsen SAKA TANATAR**

**Haziran 2021, 100 sayfa**

Sunulan tez kapsamında; yüksek güçlü RF güç yükselteçlerinin birleştirilmesi amacıyla kullanılacak, 8.5-10.5 GHz frekans bandında çalışan kare-koaksiyel iletim hattı yapısına sahip; 2, 4 ve 8 kollu güç birleştirici yapılarının tasarlanması ve üretilmesi hedeflenmiştir. Yapılan bu çalışmada güç birleştirici yapılarının en önemli parametrelerinden biri olan iletim kaybı parametresini minimum seviyede sağlayan tasarımların gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Dielektrik malzeme olarak hava kullanıldığı için dielektrik kaybı, dolayısıyla toplam kaybı diğer güç birleştiricilere göre daha az, güç dayanım kapasitesi daha iyi ve daha geniş frekans bandında çalışan yapılar elde edilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Koaksiyel Hat, İletim Kaybı, RF Güç Birleştirici, Dielektrik Kayıp

# **ABSTRACT**

## **WIDEBAND SQUARE COAXIAL LINE POWER COMBINER**

**Büşra YALÇIN DEMİR**

**Master of Science, Electrical Electronics Engineering Department**

**Supervisor: Prof. Dr. Birsen SAKA TANATAR**

**June 2021, 100 pages**

Within the presented thesis 2, 4 and 8 way power combiner structures which have a square-coaxial transmission line structure and air dielectric, operating in the 8.5-10.5 GHz frequency band, to be used for the purpose of combining high power RF power amplifiers are aimed to design and manufacture. In this study, it is aimed to realize designs that provide the transmission loss parameter, which is one of the most important parameters of power combiner structures, at the minimum level. Since air is used as the dielectric material, structures with less dielectric loss, thus less total loss compared to other power combiners, also better power handling capacity and wider operation bandwidth are obtained.

**Keywords:** Coaxial Cable, Insertion Loss, RF Power Combiner, Dielectric Loss

# İÇİNDEKİLER

ÖZET .....	i
ABSTRACT.....	ii
1. GİRİŞ .....	1
2. GENEL BİLGİLER .....	3
2.1. İletim Hattı Teorisi.....	3
2.1.1. Bazı Yaygın Hatlar İçin İletim Hattı Parametreleri .....	5
2.1.2. Mikroşerit İletim Hattı ve Özellikleri .....	6
2.1.3. Şerit İletim Hattı ve Özellikleri .....	11
2.1.4. Mikroşerit ve Şerit İletim Hatlarının Karşılaştırılması .....	14
2.1.5. Koaksiyel İletim Hattı ve Özellikleri.....	14
2.1.6. Dalga Kılavuzu ve Özellikleri.....	17
2.1.7. İletim Hatlarının Karşılaştırılması .....	24
2.2. RF Güç Bölücü ve Birleştiriciler .....	25
2.2.1. Ekleme Kaybı .....	26
2.2.2. Geri Dönüş Kaybı .....	28
2.2.3. İzolasyon Kaybı .....	29
2.2.4. Bant Genişliği .....	30
2.2.5. Güç Dayanım Seviyesi.....	31
2.2.6. Giriş ve Çıkış Empedansı.....	32
2.3. Pasif Üç Kapılı RF Güç Birleştiriciler .....	32
2.3.1. Kayıpsız T-Bağlantı Güç Birleştiriciler .....	32
2.3.2. Dirençli Güç Birleştiriciler.....	34
2.3.3. Wilkinson Güç Birleştirici .....	36
2.3.4. Pasif Üç Kapılı RF Güç Birleştiricilerin Karşılaştırılması.....	41
2.4. Bağlayıcılar .....	41
2.4.1. 180 Derece Hibrit Bağlayıcı.....	42
2.4.2. 90 Derece Hibrit Bağlayıcı.....	43
3. İLETİM HATTI BENZETİM ÇALIŞMALARI .....	45
3.1. Farklı İletim Hatlarının Kayıp ve Güç Dayanım Kapasitelerinin Analizi .....	45
3.1.1. Mikroşerit Hat .....	45

3.1.2.	Asılı Şerit Hat Analizi.....	48
3.1.3.	Kare İletkenli Kare Koaksiyel Hat Analizi .....	50
3.1.4.	Analiz Sonuçlarının Karşılaştırılması .....	52
3.2.	Kare Koaksiyel İletken Hatlı Güç Birleştirici Tasarımı .....	53
3.2.1.	2 Kapılı Kare Koaksiyel Hatlı Güç Birleştirici Tasarımı ve Üretimi .....	54
3.2.2.	4 Kapılı Kare Koaksiyel Hatlı Güç Birleştirici Tasarımı.....	69
3.2.3.	8 Kapılı Kare Koaksiyel Hatlı Güç Birleştirici Tasarımı.....	73
4.	SONUÇLARIN İRDELENMESİ.....	75
5.	KAYNAKLAR.....	77
6.	EKLER.....	81

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. İletim hattı modeli a) $\Delta z$ uzunluktaki iletim hattı parçası b) bir iletim hattının toplu eleman modeli .....	4
Şekil 2.2. İletim hattı çeşitleri a) mikroşerit iletim hattı b) şerit iletim hattı c) koaksiyel	5
Şekil 2.3. Mikroşerit hat geometrisi a) enine kesit görünüşü b) hat içerisindeki alan dağılımları .....	6
Şekil 2.4. Mikroşerit iletim hattı a) gerçek enine kesit b) mikroşeridin, etkin geçirgenlik $\epsilon_e$ ile yarı-sonsuz bir dielektriğe gömüldüğü yaklaşık eşdeğer yapı.....	7
Şekil 2.5. Şerit iletim hattının enine kesit gösterimi .....	11
Şekil 2.6. Şerit iletim hattı içerisindeki alan dağılımları .....	12
Şekil 2.7. Farklı yapılardaki koaksiyel hattı iletim yapıları a) Kare iletken içerisinde dairesel iletkenli koaksiyel hat b) Kare iletken içerisinde kare iletkenli koaksiyel hat c) Dairesel iletken içerisinde dairesel iletkenli koaksiyel hat.....	15
Şekil 2.8. Kare koaksiyel hat yapısı .....	15
Şekil 2.9. Dalga kılavuzu yapıları a) Dikdörtgen dalga kılavuzu b) Dairesel dalga kılavuzu .....	17
Şekil 2.10. Dikdörtgen dalga kılavuzu geometrisi.....	21
Şekil 2.11. Mikrodalga güç bölücü ve birleştirici kullanımı .....	26
Şekil 2.12. Ekleme kaybı ölçüm düzeneği.....	27
Şekil 2.13. Geri dönüş kaybı hesabı için ortamların giriş empedans gösterimi.....	28
Şekil 2.14. Güç birleştirici/bölücülerin izolasyon ölçüm düzeneği .....	30
Şekil 2.15. Frekansa bağlı bant genişliği eğrisi .....	31
Şekil 2.16. Çeşitli T-bağlantı güç birleştirici yapıları a) E-düzlemi dalga kılavuzu T-bağlantı b) H-düzlemi dalga kılavuzu T-bağlantı c) Mikroşerit iletim hattı yapısındaki T-bağlantı .....	33
Şekil 2.17. Kayıpsız T-bağlantı birleştirici modeli .....	33
Şekil 2.18. Dirençli güç birleştirici yapısı .....	34
Şekil 2.19. Wilkinson güç bölücünün eşdeğer iletim hattı devresi .....	36
Şekil 2.20. İki ve üç numaralı bağlantı noktalarında gerilim kaynaklarına sahip Wilkinson birleştirici devresi .....	37
Şekil 2.21. Sanal zeminli tek mod Wilkinson şeması .....	38
Şekil 2.22. Tek mod Wilkinson bölücünün üst yarısının basitleştirilmiş modeli .....	38

Şekil 2.23. Sanal zemine sahip çift mod Wilkinson şeması .....	39
Şekil 2.24. Çift mod Wilkinson birleştiricinin üst yarısının basitleştirilmiş modeli.....	39
Şekil 2.25. 180 derece hibrit bağlayıcı gösterimi.....	42
Şekil 2.26. 180 derece hibrit bağlayıcı yapısı.....	43
Şekil 2.27. 90 derece hibrit bağlayıcı yapısı.....	44
Şekil 3.1. Mikroşerit hat yapısı .....	45
Şekil 3.2. Mikroşerit hat iletim kaybı eğrisi .....	46
Şekil 3.3. a) Mikroşerit iletim hattının elektrik alan dağılımı, b) Mikroşerit iletim hattının süreksiz olduğu yerlerdeki elektrik alan dağılımı .....	46
Şekil 3.4. Asılı şerit hat yapısı .....	48
Şekil 3.5. Asılı şerit hat iletim kaybı .....	49
Şekil 3.6. a) Asılı şerit hattın elektrik alan yoğunluğu b) Asılı şerit hattının süreksiz olduğu yerlerdeki elektrik alan dağılımı.....	49
Şekil 3.7. Kare iç ve dış iletkenli kare koaksiyel hat tasarımı .....	50
Şekil 3.8. Kare iletkenli kare koaksiyel iletim hattının frekansa bağlı karakteristik empedans eğrisi .....	51
Şekil 3.9. Kare iletkenli kare koaksiyel iletim hattının iletim kaybı eğrisi .....	51
Şekil 3.10. Kare iletkenli kare koaksiyel hattının elektrik alan dağılımı .....	52
Şekil 3.11. Kare koaksiyel güç birleştirici yapılarında kullanılan T-bağlantı şematığı ..	53
Şekil 3.12. a) 2 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin şematik gösterimi b) 2 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin üç boyutlu tasarımı.....	55
Şekil 3.13. 2 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin geri dönüş kaybı eğrisi.....	55
Şekil 3.14. 2 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin iletim kaybı eğrisi .....	56
Şekil 3.15. a) 2 kapılı koaksiyel güç birleştiricinin kapağı kapalı hali ile ölçüm düzeneği b) yapının kapağı açık hali (4.5x4.5x1 cm) .....	56
Şekil 3.16. Üretilen 2 kapılı koaksiyel güç birleştirici geri dönüş grafiği.....	57
Şekil 3.17. Üretilen 2 kapılı koaksiyel güç birleştirici iletim kaybı grafiği .....	57
Şekil 3.18. 2 kapılı koaksiyel güç birleştiricinin benzetim ve üretim geri dönüş kaybı eğrilerinin karşılaştırılması .....	58
Şekil 3.19. 2 kapılı koaksiyel güç birleştiricinin benzetim ve üretim iletim kaybı eğrilerinin karşılaştırılması .....	58
Şekil 3.20. 2 kapılı hibrit bağlayıcı yapısı .....	59
Şekil 3.21. Tasarlanan 2 kapılı hibrit bağlayıcı geri dönüş kaybı eğrisi .....	59



Şekil 3.22. Tasarlanan 2 kapılı hibrit bağlayıcı iletim kaybı eğrisi .....	60
Şekil 3.23. a) 2 kapılı hibrit bağlayıcı ölçüm düzeneği b) 2 kapılı hibrit bağlayıcı yapısı .....	60
Şekil 3.24. Üretilen 2 kapılı hibrit bağlayıcı geri dönüş kaybı eğrisi.....	61
Şekil 3.25. Üretilen 2 kapılı hibrit bağlayıcı iletim kaybı eğrisi.....	61
Şekil 3.26. 2 kapılı hibrit bağlayıcı güç birleştiricinin benzetim ve üretim geri dönüş kaybı eğrilerinin karşılaştırılması.....	62
Şekil 3.27. 2 kapılı hibrit bağlayıcı güç birleştiricinin benzetim ve üretim iletim kaybı eğrilerinin karşılaştırılması .....	62
Şekil 3.28. 2 kapılı dalga kılavuzu güç birleştirici yapısı.....	63
Şekil 3.29. Tasarlanan 2 kapılı dalga kılavuzunun geri dönüş kaybı eğrisi .....	63
Şekil 3.30. Tasarlanan 2 kapılı dalga kılavuzunun geri dönüş kaybı eğrisi .....	64
Şekil 3.31. a) 2 kapılı dalga kılavuzunun ölçüm düzeneği b) 2 kapılı dalga kılavuzunun önden görünümü (5x5x5 cm).....	64
Şekil 3.32. Üretilen 2 kapılı dalga kılavuzunun geri dönüş kaybı eğrisi.....	65
Şekil 3.33. Üretilen 2 kapılı dalga kılavuzunun iletim kaybı eğrisi.....	65
Şekil 3.34. 2 kapılı dalga kılavuzu güç birleştiricinin benzetim ve üretim geri dönüş kaybı eğrilerinin karşılaştırılması .....	66
Şekil 3.35. 2 kapılı dalga kılavuzu güç birleştiricinin benzetim ve üretim iletim kaybı eğrilerinin karşılaştırılması .....	66
Şekil 3.36. Üretilen 2 kapılı güç birleştirici yapıları .....	67
Şekil 3.37. Üretilen 2 kapılı güç birleştiricilerin giriş yansıma eğrileri.....	68
Şekil 3.38. Üretilen 2 kapılı güç birleştiricilerin çıkış yansıma eğrileri.....	68
Şekil 3.39. Üretilen 2 kapılı güç birleştiricilerin iletim kaybı eğrileri .....	69
Şekil 3.40. 4 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin üç boyutlu tasarımı .....	69
Şekil 3.41. Tasarlanan 4 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin geri dönüş kaybı eğrisi .....	70
Şekil 3.42. Tasarlanan 4 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin iletim kaybı eğrisi .....	70
Şekil 3.43. 4 kapılı koaksiyel güç birleştirici a) kapalı hali ile ölçüm düzeneği b) kapağı açık hali.....	71
Şekil 3.44. Üretilen 4 kapılı koaksiyel güç birleştirici geri dönüş kaybı eğrisi.....	71
Şekil 3.45. Üretilen 4 kapılı koaksiyel güç birleştirici iletim kaybı eğrisi .....	72

Şekil 3.46. 4 kapılı koaksiyel güç birleştiricinin benzetim ve üretim geri dönüş kaybı eğrilerinin karşılaştırılması .....	72
Şekil 3.47. 4 kapılı koaksiyel güç birleştiricinin benzetim ve üretim iletim kaybı eğrilerinin karşılaştırılması .....	73
Şekil 3.48. 8 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin üç boyutlu tasarımı .....	73
Şekil 3.49. Tasarlanan 8 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin geri dönüş kaybı eğrisi .....	74
Şekil 3.50. Tasarlanan 8 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin iletim kaybı eğrisi .....	74

## TABLolar DİZİNİ

Tablo 2.1. Mikroşerit iletim hattı ile şerit iletim hattının karşılaştırılması.....	14
Tablo 2.2. Dalga kılavuzu boyutuna göre çalıştığı frekans karşılığı gösterimi .....	19
Tablo 2.3. Bessel diferansiyel fonksiyonunun kökleri ve türevinin kök değerleri .....	23
Tablo 2.4. RF iletim hatlarının karşılaştırılması .....	24
Tablo 2.5. Güç bölücü/birleştiricilerin giriş/çıkış kolu sayısına bağlı yol kaybı .....	28
Tablo 2.6. Tek mod gerilimleri .....	38
Tablo 2.7. Çift mod gerilimleri .....	40
Tablo 2.8. Tek ve çift mod analizlerinin toplam gerilim değerleri .....	40
Tablo 2.9. Pasif üç kapılı RF güç birleştiricilerin karşılaştırılması.....	41
Tablo 3.1. Tasarlanan güç birleştirici içerisindeki iletim hatlarının empedans değerleri	54
Tablo 3.2. Tasarlanan güç birleştiricilerin iletken kalınlıkları.....	54

## SİMGELER VE KISALTMALAR

### Simgeler

$w$	iletim hattı genişliği (m)
$h$	dielektrik tabakanın yüksekliği (m)
$t$	iletim hattının kalınlığı (m)
$\varepsilon$	elektrik geçirgenlik
$\varepsilon_r$	dielektrik sabiti
$\varepsilon_e$	etkin dielektrik sabiti
$\lambda$	dalga boyu (m)
$\delta$	deri kalınlığı
$\tan\delta$	kayıp tanjantı
$\alpha_d$	dielektrik kayıp
$\alpha_c$	iletken kaybı
$R_s$	iletkenin yüzey direnci ( $\Omega$ )
$f$	frekans
$Z_0$	iletim hattının karakteristik empedansı ( $\Omega$ )
$\mu_0$	manyetik geçirgenlik
$\sigma$	öz iletkenlik
$\alpha_r$	ışınım kaybı
$\varepsilon_e(f)$	frekansa bağlı etkin dielektrik sabit
$f_s$	yüzey dalgası frekansı
$f_c$	kesim frekansı
$c$	ışık hızı ( $3 \times 10^8$ m/sn)
$C$	birim uzunluk başına kapasitans
$C_f$	şerit iletim hattın bir köşesinden bitişik yer düzlemine saçak kapasitansı

$\eta_0$	öz empedans ( $\sim 120\pi$ ya da $377\Omega$ )
$m,n$	dalga kılavuzunun mod sayısını belirleyen katsayılar
$f_{c,mn}$	m ve n modlarına bağlı kesim frekansı
$\rho$	dalga kılavuzu iletkenin direnci
$a$	dalga kılavuzunun genişliği (m)
$b$	dalga kılavuzunun yüksekliği (mm)
$\alpha$	zayıflama sabiti

<b>Kısaltmalar</b>	<b>Açıklamalar</b>
GaN	Galyum Nitrat
YG	Yüksek Güçlü Yükselteç
GaAs	Galyum Arsenik
TEM	Transverse Electromagnetic (Enine Elektromanyetik)
DC	Direct Current (Doğru Akım)
TE	Transverse Electric (Enlemesine Elektrik)
TM	Transverse Magnetic (Enlemesine Manyetik)
EMI	Electromagnetic Interference (Elektromanyetik Girişim)
RF	Radyo Frekansı
SSPA	Solid State Power Amplifier (Katı Hal Güç Yükselteç)
HFET	Heterojunction Field Effect Transistor (Heteroyapı Alan Etkili Transistör)
PHEMT	Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor (Psödomorfik Yüksek Elektron Hareketlilik Transistör)
EM	Elektromanyetik
dB	Desibel

# 1. GİRİŞ

Galyum-Nitrat (GaN) teknolojisindeki son gelişmeler, yüksek frekanslarda ve yüksek güvenilirlikte Yüksek Güçlü Yükselteç (YGY)'ler ihtiyacını ortaya çıkarmıştır. Tek bir güç yükseltecin çıkabileceğinden daha yüksek güç kapasitesine sahip bir sistem elde etmek için, birçok güç yükseltecin bir güç birleştirici ile birleştirilmesi gerekmektedir [1].

Güç birleştiriciler, daha yüksek bir çıkış gücü elde etmek için, birden fazla sayıda katı hal güç yükseltecinin çıkış güçlerini çeşitli şekillerde birleştirmek için kullanılan yapılardır. Katı hal güç yükselteçlerden elde edilen çıkış gücü, mikrodalga ve milimetre dalga frekanslarında daha düşüktür ve bu nedenle bu frekanslarda kullanılan güç birleştirme yapıları daha çok önem kazanmaktadır [2]. Milimetre dalga frekanslarında birçok güç birleştirici yapısı bulunmaktadır. Bu yapılardaki ana tasarım hedefleri; güç birleştiricinin tüm bağlantı noktalarında empedans uyumlaması ile birlikte düşük bir iletim kaybına sahip olması, daha az alan gerektirmesi, daha düşük bir maliyet ve derli toplu bir tasarıma sahip olmasıdır [3].

Çeşitli güç yükselteç birleştirme yapıları mevcuttur. En yaygın olarak kullanılanlar; dalga kılavuzu yapıları ve koaksiyel, mikroşerit, şerit gibi farklı iletim hattı modeline sahip güç birleştirici yapılarıdır. Yapının uygunluğu; birleştirilecek güç yükselteç sayısına ve yapısına, güç yükselteç için izin verilen fiziksel boyuta ve kullanılacak teknolojiye bağlıdır.

Dalga kılavuzu yapıları, daha düşük iletim kaybına sahip olan güç birleştirici yapılarından biri olarak gösterilmektedir. Ancak bu yapılar fiziksel olarak çok büyük olabilmekte ve bu nedenle birçok uygulama için uygunluğunu yitirmektedir. Koaksiyel iletim hattı yapısına sahip güç birleştiriciler, dalga kılavuzuna kıyasla çok daha küçük fiziksel boyuta sahiptir ve bu yapıların frekans bağımlılığı da düşüktür. İletkenler arası hava olan koaksiyel iletim hatları elektromanyetik dalganın hava ortamında yayılması nedeniyle iletim kaybının düşük olması ve yüksek güç dayanım özelliklerine sahiptir. Bir koaksiyel iletim hattı, yüksek iletkenliğe sahip bir metal kullanılarak ve koaksiyel hat için uygun bir enine kesit seçilerek düşük bir iletim kaybı sağlayacak şekilde tasarlanabilmektedir [4].

Bu çalışmanın ilk bölümünde, öncelikle RF (radyo frekansı) iletim hatları ile ilgili genel bilgi verilmiştir. İletim hatları ile ilgili temel parametreler açıklanmış ve farklı tip iletim hatlarının iletim kaybı, güç dayanımı gibi özelliklerinden bahsedilmiştir.

2.bölümde RF güç bölücü/birleştiricilerin kullanım amaçları ve çeşitleri karşılaştırılmıştır. RF güç bölücü/birleştiricilerin temel tasarım parametreleri açıklanmış, pasif üç portlu ve bağlayıcı yapıdaki güç bölücü/birleştiricilerin sınıflandırılmasından bahsedilmiştir.

3.bölümde farklı iletim hattı yapılarının 8-12 GHz bandı boyunca sahip olduğu iletim kaybı simüle edilmiş ve benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Aynı zamanda bu hatlara +30 dBm (1W) giriş gücü uygulanmış ve hatların güç dayanımları analiz edilerek benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır.

Tezin son bölümünde tez çalışmasının gereği olan, literatürde de örnekleri bulunan kare koaksiyel iletim hattı yapısındaki farklı çıkış kolu sayısına sahip güç birleştirici yapıları analiz edilmiştir. CST benzetim ortamında, 8.6-10.5 GHz bandında çalışan, eşit çıkış gücü genliği ve fazına sahip kare koaksiyel iletim hattı yapısındaki 2, 4 ve 8 kollu RF güç birleştiricilerin tasarımı yapılmıştır. 2 ve 4 kollu kare koaksiyel iletim hattı yapısına sahip güç birleştiricilerin üretimi gerçekleştirilip sonuçları benzetim sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca hibrit bağlayıcı ve dalga kılavuzu yapısındaki 2 kollu güç birleştiriciler tasarlanarak ürettirilmiş ve sonuçları karşılaştırılmıştır. Çalışma sonucunda; yüksek güç taşıma kapasitesi, geniş frekans bant genişliği ve düşük iletim kaybı özelliklerine sahip, kare koaksiyel iletim hattına sahip güç birleştirici yapıları elde edilerek bu yapıların farklı tipteki güç birleştirici yapıları ile karşılaştırılması yapılmıştır.

Üç farklı yapıda tasarlanan ve üretilen 2 kollu güç birleştirici yapılarının ölçüm sonuçları incelendiğinde; hibrit bağlayıcı yapısındaki güç birleştiricinin bu yapılar içerisinde en küçük boyutlara, dalga kılavuzu yapısındaki güç birleştiricinin ise en az iletim kaybına sahip olduğu görülmüştür. Ancak kare koaksiyel hat yapısındaki güç birleştirici, hibrit bağlayıcı yapısındaki güç birleştiriciye göre daha geniş bant genişliğine ve daha yüksek güç dayanım kapasitesine sahiptir. Ayrıca dalga kılavuzu ve kare koaksiyel iletim hattı güç birleştirici yapıları boyut olarak karşılaştırıldığında, kare koaksiyel iletim hattı yapısındaki güç birleştiricinin daha küçük boyutlara sahip olduğu görülmüştür.



## 2. GENEL BİLGİLER

### 2.1. İletim Hattı Teorisi

Elektronik bir sistemde güç iletiminin gerçekleşebilmesi için bir kaynak ve yüke ihtiyaç vardır. Mikrodalga frekans bölgesinde, elektrik enerjisi ve manyetik enerjinin iletimini gerçekleştirmek için kullanılan iletim hattı, kaynak ile yük arasında doğrudan bağlantı sağlayan bir devre elemanıdır. Bu bağlantı düşük frekanslarda sadece iletken tel üzerinden sağlanabilirken, yüksek frekanslarda bu durum mümkün olmamaktadır.

Düşük frekans devrelerindeki bütün empedans elemanları toplu devre elemanlarıdır. Ancak, mikrodalga frekanslarda küçük iletken parçaları indüktans ve iletken parçaları arasındaki ortam kapasitans özelliği gösterir. Bu elemanlar, iletkenler boyunca dağılmış durumdadırlar ve iletkenlerin her noktasında etkindirler. Mikrodalga frekans bölgesinde dalga boyları iletim hattının fiziksel boyuna oranla daha kısa olduğundan, mikrodalga iletim hatları, sadece dağılmış devre teorisi yardımıyla; gerilim, akım ve empedans cinsinden analiz edilebilir [5].

Şekil 2.1’de  $\Delta z$  uzunluğundaki bir iletim hattı parçası ve bu hattın dağıtılmış parametreler ile modellenmesi gösterilmiştir [6]. Şekil 1’de gösterildiği gibi, iletim hatları her zaman en az iki iletkenle sahip olduğundan, bir iletim hattı genellikle iki telli bir hat olarak gösterilebilir [5].

Şekil 2.1’deki dağıtılmış parametreler, bir iletim hattının devre özelliklerini karakterize etmek için kullanılır. Şekil 2.1’deki iletim hattının, aşağıdaki dört parametre ile açıklanan  $\Delta z$  diferensiyel uzunluğu düşünüldüğünde,

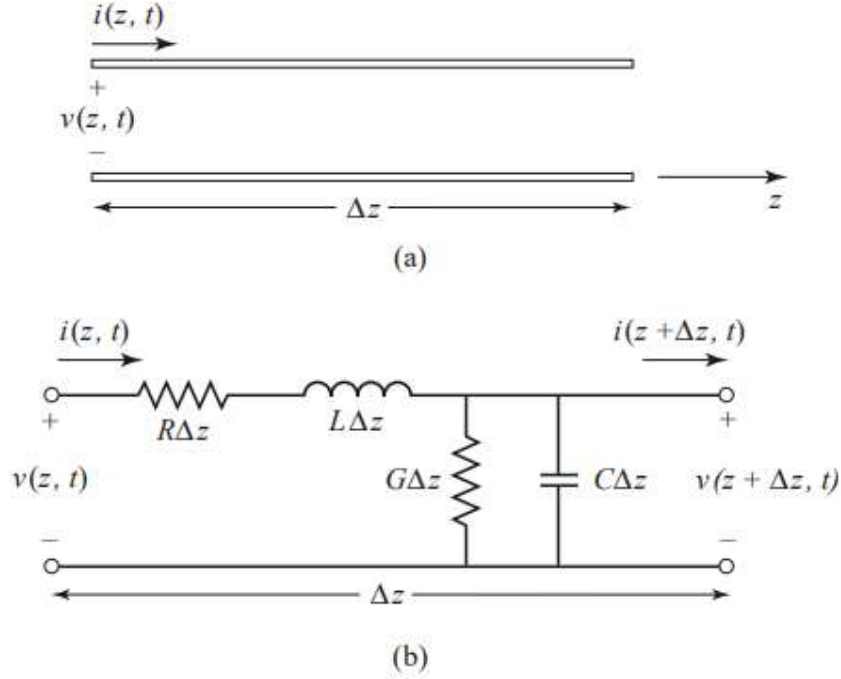
R, birim uzunluk başına direnç (her iki iletken),  $\Omega/m$  olarak,

L, birim uzunluk başına endüktans (her iki iletken), H/m olarak,

G, birim uzunluk başına iletkenlik, S/m olarak,

C, birim uzunluk başına kapasitans, F/m olarak

tanımlanır.



Şekil 2.1. İletim hattı modeli a)  $\Delta z$  uzunluktaki iletim hattı parçası b) bir iletim hattının toplu eleman modeli

Çoğu iletim hattında, nispeten düşük R ve G değerleri nedeniyle L ve C'ye bağlı etkiler baskın olma eğilimindedir [6].

Şekil 2.1.b'deki devrenin dağıtılmış parametreleri, Kirchhoff'un gerilim ve akım yasası uygulanarak, aşağıdaki eşitliklerin elde edilmesi için kullanılabilir [5]:

Kirchhoff gerilim yasasını uygulanırsa:

$$v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.1a)$$

ve Kirchhoff akım yasası uygulanırsa:

$$i(z, t) - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.1b)$$

elde edilir.

Eşitlik 2.1a ve 2.1b  $\Delta z$  ile bölünüp, eşitlik limitleri  $\Delta z \rightarrow 0$  alındığında aşağıdaki diferensiyel denklemler elde edilir [6]:

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t}, \quad (2.1c)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -GV(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t}. \quad (2.1d)$$

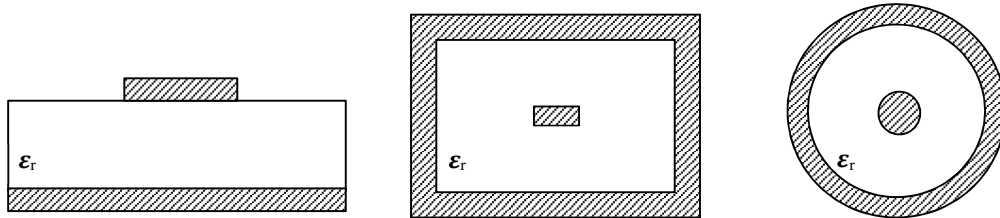
Kosinüs bazlı fazörler ile sinüzoidal kararlı durum için (2.1c) ve (2.1d) eşitlikleri aşağıdaki gibi basitleştirilir [6]:

$$\frac{\partial V(z)}{\partial z} = -(R + j\omega L) I(z), \quad (2.1e)$$

$$\frac{\partial I(z)}{\partial z} = -(G + j\omega C) V(z). \quad (2.1f)$$

### 2.1.1. Bazı Yaygın Hatlar İçin İletim Hattı Parametreleri

Şekil 2.2, bazı yaygın mikrodalga iletim hatlarının önden kesitini göstermektedir. İletim hatlarının, yayılma yönü boyunca hep aynı biçimde, değişmeyen bir yapıda olduğu varsayılır. Bu nedenle, süreksizlik etkileri elektromanyetik alan dağılımında dikkate alınmaz. Mikroşerit hariç tüm bu iletim hatları, titreşim doğrultusu ilerleme doğrultusuna dik olan dalga yayılımını destekler. Böylece bu hatlar, matematiksel olarak TEM (Transverse Electromagnetic – Enine Elektromanyetik) dalgalar açısından tarif edilebilirler. Mikroşerit hat, hava-dielektrik arayüzü boyunca akı kaçağı nedeniyle enine bileşene göre küçük bir uzunlamasına alan bileşenine sahiptir. Böyle bir iletim hattı yarı TEM modu desteklemektedir [7].

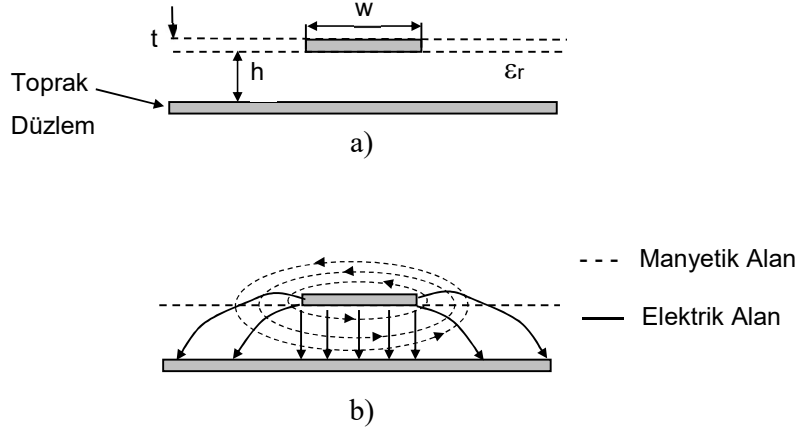


Şekil 2.2. İletim hattı çeşitleri a) mikroşerit iletim hattı b) şerit iletim hattı c) koaksiyel

## 2.1.2. Mikroşerit İletim Hattı ve Özellikleri

Mikroşerit, mikrodalga frekansındaki sinyalleri iletmek için kullanılan bir çeşit elektriksel iletim hattıdır. Mikroşerit iletim hattı, toprak yüzey ile iletim hattı arasının dielektrik tabaka ile kaplanması ile oluşur. Dielektrik malzemenin taban yüzeyi tamamen iletken tabakadan oluşmaktadır.

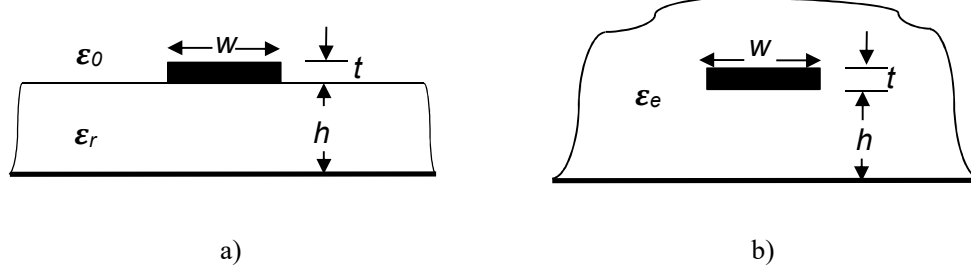
Şekil 2.3.a, bir mikroşerit iletim hattının yapısını gösterir ve buradaki mikroşerit iletim hattını ifade eden büyüklükler;  $w$ , iletim hattının genişliği;  $h$ , dielektrik tabakanın yüksekliği;  $t$ , iletim hattının kalınlığı;  $\epsilon_r$ , dielektrik tabakanın bağıl dielektrik sabitidir. Şekil 2.3.b'de ise mikroşerit iletim hattı içerisindeki elektrik ve manyetik alanların dağılımını gösterilmiştir.



Şekil 2.3. Mikroşerit hat geometrisi a) enine kesit görünüşü b) hat içerisindeki alan dağılımları

Mikroşerit iletim hatlarının karakteristiği iki parametre ile ifade edilmektedir. Bu parametreler hattın karakteristik empedansı ( $Z_0$ ) ve etkin dielektrik sabiti ( $\epsilon_e$ ) parametreleridir.

Etkin dielektrik sabiti, Şekil 2.4'te gösterildiği gibi mikroşerit hattın üzerinde ve altında kalan dielektrik bölgelerinin yerini alan homojen bir ortamın dielektrik sabiti olarak ifade edilmektedir [8].



Şekil 2.4. Mikroşerit iletim hattı a) gerçek enine kesit b) mikroşeridin, etkin geçirgenlik  $\epsilon_e$  ile yarı-sonsuz bir dielektriğe gömüldüğü yaklaşık eşdeğer yapı

Elektromanyetik alanın bir kısmı dielektrik ve bir kısmı hava ortamında yayılım gösterdiği için, etkin dielektrik sabitinin değeri aşağıdaki  $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$  aralığında olacaktır [8]. Mikroşerit iletim hattının etkin dielektrik sabiti ve karakteristik empedansı, iletim hattının genişliği ( $w$ ) ve dielektrik tabakanın yüksekliği ( $h$ ) parametreleri arasındaki orana bağlı olarak aşağıdaki şekilde hesaplanır [9]:

$w/h < 1$  olduğunda:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + 12 \left( \frac{h}{w} \right) \right)^{-1/2} + 0.04 \left( 1 - \left( \frac{w}{h} \right) \right)^2 \right], \quad (2.1.2a)$$

$$Z_0 = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_e}} + \ln \left( \frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right). \quad (2.1.2b)$$

$w/h \geq 1$  olduğunda:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 12 \left( \frac{h}{w} \right) \right)^{-1/2}, \quad (2.1.2c)$$

$$Z_0 = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_e}} \left( \frac{w}{h} + 1.393 + 0.677 \ln \left( \frac{w}{h} + 1.444 \right) \right)^{-1}. \quad (2.1.2d)$$

Mikroşerit bir iletim hattında meydana gelen üç çeşit kayıp vardır. Bunlar dielektrik, iletken ve ışıma kayıplarıdır.

### 2.1.2.1. Dielektrik Kayıp

Mikroşerit hattın dielektrik kaybı aşağıdaki şekilde hesaplanır. [10]:

$$\alpha_d = 27.3 \frac{(\epsilon_e - 1) \epsilon_r \tan \delta}{(\epsilon_r - 1) \epsilon_e \lambda} \quad (\text{Np/m}) \quad (2.1.2.1a)$$

Burada,  $\epsilon_r$  bağıl dielektrik sabiti,  $\epsilon_e$  etkin dielektrik sabiti,  $\lambda$  dalga boyu ve  $\tan \delta$  dielektrik malzemeye bağlı kayıp tanjantı parametreleridir.

### 2.1.2.2. İletken Kaybı

İletken kaybı, mikroşerit hattın toprak düzlemini ve iletim hattını oluşturan iletken malzemenin özelliklerine bağlı bir faktördür. İletken kaybindan kaynaklanan zayıflama değeri aşağıdaki şekilde hesaplanır [11]:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 w} \quad (\text{Np/m}), \quad (2.1.2.2a)$$

$$R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 \mu_r / \sigma}. \quad (2.1.2.2b)$$

Burada;  $R_s$  iletkenin yüzey direnci,  $Z_0$  iletim hattının karakteristik empedansı,  $w$  iletim hattının genişliği,  $f$  çalışma frekansı,  $\mu_0$  manyetik sabit ( $4\pi \times 10^{-7}$  H/m),  $\mu_r$  manyetik geçirgenlik katsayısı ve  $\sigma$  malzemenin öz iletkenliğidir. Yüzey direnci malzeme türü ile ilgili bir özellik iken, hat genişliği ve hat empedansı, empedans uyumunu sağlayan tasarım parametreleridir [11]. Eşitlik 2.1.2.2a'ya bakıldığında, mikroşerit iletim hattının iletken kaybının, iletkenin yüzey direnci ve hattın çalışma frekansı ile orantılı olduğu görülmektedir. Bağıl dielektrik sabitinin ( $\epsilon_r$ ) yüksek olduğu mikroşerit hat yapılarında, iletken kayıpları, dielektrik ve ışınım kayıplarından daha baskındır.

### 2.1.2.3. Işınım Kaybı:

Işınım kayıpları, mikroşerit hat yapısında kullanılan dielektrik malzemenin kalınlığına, dielektrik sabitine ve geometrisine bağlıdır. Bir mikroşerit iletim hattı için ışınım kaybı aşağıdaki formül ile hesaplanabilir [12]:

$$\alpha_r = 60 \left( \frac{2\pi h}{\lambda_0} \right)^2 F(\text{eff}), \quad (2.1.2.3a)$$

$$F(\text{eff}) = 1 - \frac{\epsilon_e - 1}{2\sqrt{\epsilon_e}} \log \left( \frac{\sqrt{\epsilon_e} + 1}{\sqrt{\epsilon_e} - 1} \right). \quad (2.1.2.3b)$$

Burada  $\alpha_r$  ışınım kaybı,  $h$  dielektrik malzemenin kalınlığı,  $\lambda_0$  boşluğun dalga boyu,  $\epsilon_e$  etkin dielektrik sabitidir. Eşitlik 2.1.2.3a'ya bakıldığında, dielektrik malzemenin kalınlığının ışınım kaybına etkisinin çok yüksek olduğu görülmektedir. Yüksek dielektrik sabitine sahip malzemelerde elektromanyetik alanın çoğu, iletken ve toprak tabaka arasındaki dielektrik malzemede yoğunlaşır ve bu nedenle yüksek dielektrik sabitine sahip malzeme kullanımı mikroşerit hatlardaki ışınım kayıplarını azaltır.

EMI (Electromagnetic Interference - Elektromanyetik Girişim) hassasiyeti olan sistemler, ışınım kaybından çok fazla etkilenebilmektedir. Bir hattın ya da sistemin ışınım kaybı ne kadar az ise, o hattın ya da sistemin ortamdaki diğer elemanlara etkisi de o kadar azdır. Tasarlanan yapının etrafını duvarlar ile çevrelemek veya yapının alt ve üst kapaklar ile kapatılması, ışınım etkisini azaltmak için kullanılan yöntemlerdendir.

### 2.1.2.4. Mikroşerit İletim Hattının Frekans Bağımlılığı

Elektromanyetik dalgalar, aynı yönde ilerleyen birbirine dik elektrik ve manyetik alanların birleşiminden oluşmaktadır. Bir iletim hattı boyunca elektrik ve manyetik alanlar dalga hareketinin yönüne diktir. İki veya daha fazla iletkenin oluşan iletim hatlarında boyuna bileşeni olmayan, TEM (Transverse Electromagnetic – Enine Elektromanyetik) dalga taşınır.

TEM dalgaların meydana gelmesi için iletim hattında homojen bir dielektrik ortamın bulunması gerekmektedir. Mikroşerit hatlarda, iletken hattı üzerinde hava ve iletken hattı ile toprak düzlemi arasında dielektrik malzeme bulunmaktadır. Bu nedenle, bu hatlarda elektromanyetik dalgalar hem havada hem de dielektrik malzeme boyunca yayılım gösterir. Farklı iletkenliğe sahip bu iki ortamdaki dalgaların yayılma hızları da birbirinden farklıdır. Elektromanyetik dalgaların bu şekilde yayılım gösterdiği mod, yarı TEM dalga modu olarak adlandırılır. Mikroşerit hatlarda yarı TEM dalga modu desteklenirken, TEM dalga modu desteklenmez.

TEM dalga modu dışı davranış, mikroşeritin etkin dielektrik sabitinin ( $\epsilon_e$ ) ve karakteristik empedansının ( $Z_0$ ), frekansın fonksiyonlarına bağlı olmasına neden olur. Getsinger formülü ile aşağıdaki gibi bir frekans bağımlılığı eşitliği elde edilir [13]:

$$\epsilon_e(f) = \frac{\epsilon_e - \epsilon_e(0)}{1 + (f^2 / f_p^2)G}, \quad (2.1.2.4a)$$

$$f_p = Z_0 / (2\mu_0 h), \quad (2.1.2.4b)$$

$$G = 0.6 + 0.009Z_0. \quad (2.1.2.4c)$$

Burada,  $\epsilon_e(f)$  frekansa bağlı etkin dielektrik sabit,  $\epsilon_e(0)$   $\epsilon_e$ 'nin sıfır-frekans (yarı statik) değeri ve  $Z_0$  mikroşerit hattın karakteristik empedansı olarak tanımlanır.

Yarı TEM dalga modu ile yüzey dalga modu arasındaki etkileşim; hattın çalışma frekansı, yüzey frekansının ( $f_s$ ) üzerinde olduğunda önemli hale gelir [14]. Yüzey frekansı ( $f_s$ ), aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$f_s = \frac{c \tan^{-1} \epsilon_r}{\sqrt{2\pi h} \sqrt{\epsilon_r - 1}}. \quad (2.1.2.4d)$$

Burada,  $c$  ışık hızı ( $3 \times 10^8$  m/sn)'dir.

Bir mikroşerit hattında, ilk üst düzey modların kesim frekansı ( $f_c$ ), aşağıdaki şekilde hesaplanır:



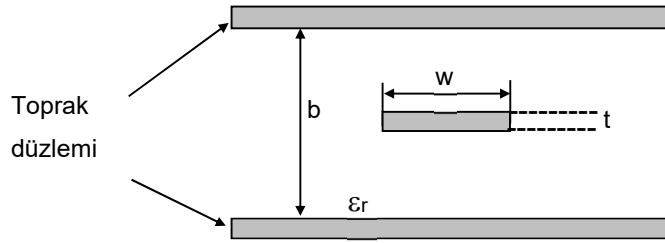
$$f_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} (2w + 0.8h)} \quad (2.1.2.4.e)$$

Bir mikroşerit hattın çalışma frekansı, hattın yüzey ( $f_s$ ) ve kesim frekanslarından ( $f_c$ ) küçüktür [14].

### 2.1.3. Şerit İletim Hattı ve Özellikleri

Şerit iletim hattı, iki yüzeyi de iletkenle kaplı dielektrik tabakanın ortasına, bir iletken şeridin yerleştirildiği bir mikrodalga iletim hattı çeşididir. Bu tür bir yapının en önemli avantajı, elektromanyetik dalganın tamamen homojen bir dielektrik içinde yayılmasıdır. Bu kapalı yapı ile hattın dışarıya olan elektromanyetik etkisi en aza indirilir ve iletim hattına gelen parazit sinyallere karşı doğal koruma sağlanmış olur [15]. Elektromanyetik dalganın homojen dielektrik içerisinde yayılması nedeniyle bu hat, TEM dalga modunu desteklemektedir.

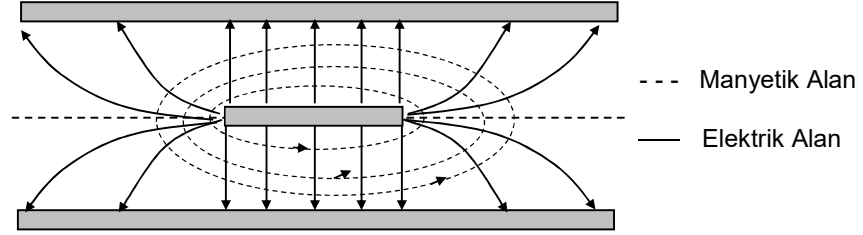
Şekil 2.5'te, enine kesiti alınan bir şerit iletim hattının yapısı gösterilmektedir.



Şekil 2.5. Şerit iletim hattının enine kesit gösterimi

Şekil 2.6'da, şerit iletim hattı içerisindeki elektrik ve manyetik alanların yönü gösterilmiştir. Şerit iletim hattı üzerinden yayılan tüm elektromanyetik dalga, üst ve alt toprak düzlemleri arasında yayılır. Elektromanyetik dalga, mikroşerit hat iletim yapısından farklı olarak homojen bir dielektrik içinde yayıldığından şerit hatlarının etkin dielektrik sabiti dielektrik malzemenin dielektrik sabitine eşittir. Dolayısıyla şerit iletim hattının, mikroşerit iletim hattından farklı olarak, frekans bağımlılığı yoktur [15]. Şerit

iletim hattındaki elektromanyetik dalga, havada yayılım gösterdiğinde ( $\epsilon_r = 1$  olduğunda) bu iletim hattı ‘askılı şerit’ ismini almaktadır.



Şekil 2.6. Şerit iletim hattı içerisindeki alan dağılımları

Bir şerit iletim hattının karakteristik empedansı aşağıdaki gibi hesaplanır [16]:

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{cC}. \quad (2.1.3a)$$

Burada,  $c$  ışık hızını ( $3 \times 10^8$  m/sn),  $\epsilon_r$  dielektrik sabitini ve  $C$  iletim ortamının, hattın birim uzunluğu başına kapasitans değerini ifade eder.

Dielektrik sabitin bilindiği durumda, şerit iletim hattının karakteristik empedans değeri ( $Z_0$ ), kapasitans analizi ile belirlenebilir. Fakat şerit iletim hattı için kapasite analizi son derece karmaşık işlemler gerektirmektedir [17]. Bu nedenle, Şekil 2.5'te gösterilen bir şerit iletim hattının, karakteristik empedans aşağıdaki eşitlik ile de belirlenebilir [16]:

$$Z_0 = \frac{30\pi(1 - t/b)}{\sqrt{\epsilon_r}(w/b + C_f/\pi)}. \quad (2.1.3b)$$

Burada,  $C_f$  hattın bir köşesi ile bitişik yer düzlemi arasındaki saçak kapasitans değeridir. İletken hattının yarı sonsuz ve iki yer düzleminin sonsuz olduğu varsayılırsa, Şekil 2.5'teki şerit iletim hattı modeline göre,  $C_f$  değeri aşağıdaki eşitlik ile ifade edilir [16]:

$$C_f = 2 \ln \left( \frac{1}{1 - t/b} + 1 \right) - \frac{t}{b} \ln \left[ \frac{1}{(1 - t/b)^2} - 1 \right]. \quad (2.1.3c)$$

Bir şerit iletim hattı, dielektrik kayıp ve iletken kaybı parametrelerine sahiptir.

### 2.1.3.1. Şerit Hattın Dielektrik Kaybı

TEM dalga moduna sahip bir iletim hattının dielektrik kaybı aşağıdaki eşitlik ile ifade edilir [17]:

$$\alpha_d = \frac{27.3\epsilon_r \tan\delta}{\lambda_0}. \quad (2.1.3.1a)$$

Eşitlik 2.1.3.1a'ya bakıldığında, şerit iletim hattının dielektrik kayıp değerinin, dielektrik sabiti ile orantılı olduğu görülmektedir.

### 2.1.3.2. Şerit Hattın İletken Kaybı

Şerit hattın iletken kaybı, iletken yüzeylerin her birine manyetik akının nüfuz etmesi ile ilişkili olarak artan endüktans değeri dikkate alınarak belirlenebilir. Şerit iletim hattı için bu ilişki aşağıdaki eşitlik ile ifade edilir [18]:

$\sqrt{\epsilon_r}Z_0 < 120\Omega$  için:

$$\alpha_c = \frac{2.7 \times 10^{-3} R_s \epsilon_r Z_0}{30\pi(b-t)} A, \quad (2.1.3.2a)$$

$$A = 1 + \frac{2w}{b-t} + \frac{1}{\pi} \frac{b+t}{b-t} \ln\left(\frac{2b-t}{t}\right). \quad (2.1.3.2b)$$

$\sqrt{\epsilon_r}Z_0 > 120\Omega$  için:

$$\alpha_c = \frac{0.16R_s}{Z_0 b} B, \quad (2.1.3.2c)$$

$$B = 1 + \frac{b}{0.5w + 0.7t} + \left(0.5 + \frac{0.414t}{w} + \frac{1}{2\pi} \ln\frac{4\pi w}{t}\right). \quad (2.1.3.2d)$$

Burada,  $R_s$  iletkenin yüzey direncidir.  $A$  ve  $B$ ;  $w$ ,  $b$  ve  $t$ 'ye dayanan sabit değerlerdir.

#### 2.1.4. Mikroşerit ve Şerit İletim Hatlarının Karşılaştırılması

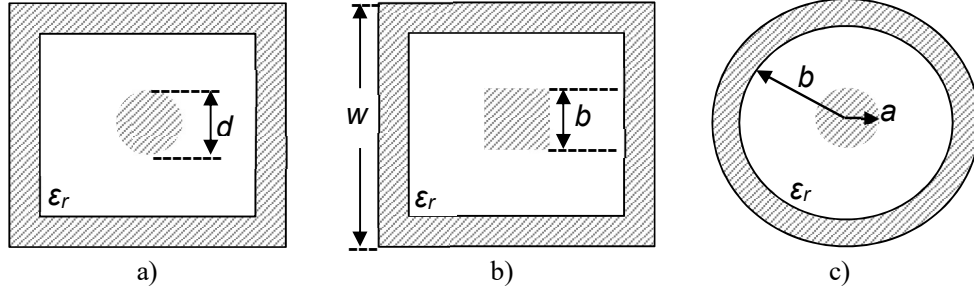
Tablo 2.1’de mikroşerit iletim hattı ile şerit iletim hattı farkları gösterilmiştir.

Tablo 2.1. Mikroşerit iletim hattı ile şerit iletim hattının karşılaştırılması

Özellikler	Mikroşerit Hat	Şerit Hat
<b>Avantajları</b>	<ul style="list-style-type: none"><li>• Daha küçük boyuta sahiptir.</li><li>• Kolay imal edilir.</li><li>• Kolay sorun giderilebilir, iyileştirme yapılabilir.</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>• İyi bir elektromanyetik korumaya sahiptir.</li><li>• Düşük iletim kaybına sahiptir.</li><li>• Daha geniş bant genişliğine sahiptir.</li></ul>
<b>Dezavantajları</b>	<ul style="list-style-type: none"><li>• Açıkta bulunan mikroşerit tabanlı konfigürasyonda istenmeyen ışınımaya sahiptir.</li><li>• Daha yüksek iletim kaybına sahiptir.</li><li>• Bitişik hatlar arasında zayıf izolasyona sahiptir.</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>• Üretimi karmaşık ve pahalıdır.</li><li>• İyileştirme veya sorun giderme zordur.</li></ul>
<b>İşinim kaybı</b>	Düşük $\epsilon_r$ için yüksek ve yüksek $\epsilon_r$ için düşük	Düşük
<b>Dielektrik kayıp</b>	Az	Çok
<b>Frekans bağımlılığı</b>	Düşük	Yok
<b>Bileşen montajı</b>	Seri bileşen için kolay ve şönt bileşen için zor	Yapının her yerden kapalı olması nedeniyle zor
<b>Kalite faktörü</b>	250	400
<b>Uygulamalar</b>	Yayılan yapıları nedeniyle minyatür mikroşerit yama antenlerinde kullanılması tercih edilir.	Sinyalleri katmanlar arasında yönlendirmek kolay olduğu için, delik içi kaplama yöntemiyle çok katmanlı devrelerde kullanılması tercih edilir.

#### 2.1.5. Koaksiyel İletim Hattı ve Özellikleri

Koaksiyel iletim hattı, iç ve dış iletkenlerin kare ya da dairesel şekilde tasarlanıp, bu iletkenler arasında dielektrik malzeme bulunduran bir iletim hattı çeşididir. Şekil 2.7’de farklı şekillerdeki koaksiyel iletim hattı yapıları gösterilmektedir.

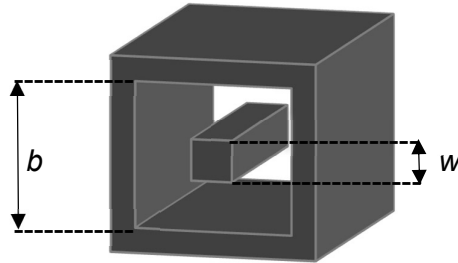


Şekil 2.7. Farklı yapılarıdaki koaksiyel hat iletim yapıları a) Kare iletken içerisinde dairesel iletkenli koaksiyel hat b) Kare iletken içerisinde kare iletkenli koaksiyel hat c) Dairesel iletken içerisinde dairesel iletkenli koaksiyel hat

Koaksiyel iletim hattı; TEM dalga modunu destekleyen ve yaygın olarak kullanılan bir iletim hattıdır [19]. Koaksiyel iletim hatları yapı itibarıyla şerit iletim hatlarına benzerlik göstermektedir. Ancak, koaksiyel yapı şerit hat yapısına göre çok daha düşük kayıp değerlerine sahiptir [20]. Koaksiyel iletim hatlarının düşük boyut, kayıp ve frekans bağımlılığına sahip olması, bu hatları milimetre dalga frekanslarında kullanılan devrelerin tasarımı için uygun bir yapı haline getirmektedir.

### 2.1.5.1. Kare Koaksiyel İletim Hattı ve Özellikleri

Şekil 2.8’de gösterilen enine kesit alanı optimize edilerek belirli bir çalışma frekansı aralığında düşük kayıplı bir koaksiyel iletim hattı elde edilebilmektedir. Belirli bir tasarımda kullanılacak enine kesit seçimi, iletim hattı için hem hattın kaybını hem de daha yüksek dalga modlarının yayılmaya başlayacağı frekansı belirlemektedir. Bu nedenle, istenen tasarım gereklerine uygun bir enine kesit belirlenmesi gerekmektedir.



Şekil 2.8. Kare koaksiyel hat yapısı

Şekil 2.8’de gösterilen kare koaksiyel hat için iç iletken ile dış iletkenin kenar uzunlukları arasındaki orantıya bağlı karakteristik empedans eşitlikleri aşağıda verilmiştir [21]:

$b/w < 2.5$  olduğunda:

$$Z_0 = \frac{47.09}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{(b - w)}{(0.2794b + 0.7206w)}. \quad (2.1.5.1a)$$

$2.5 \leq b/w \leq 4$  olduğunda:

$$Z_0 = \frac{136.7}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} \left( 0.9529 \frac{b}{w} \right). \quad (2.1.5.1b)$$

$b/w > 4$  olduğunda:

$$Z_0 = \frac{138.06}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} \left( 0.914 \frac{b}{w} \right). \quad (2.1.5.1c)$$

### 2.1.5.2. Kare Koaksiyel İletim Hattının İletken Kaybı

Şekil 2.8’de gösterilen kare koaksiyel iletim hattı için iletken kaybı, aşağıdaki eşitlikler ile hesaplanır [21]:

$b/w < 2.5$  olduğunda:

$$\alpha_c = \frac{47.09R_s}{\eta_0 Z_0} \left( 1 + \frac{b}{w} \right) \left( \frac{w}{(0.2794b + 0.7206w)^2} \right). \quad (2.1.5.2a)$$

$2.5 \leq b/w \leq 4$  olduğunda:

$$\alpha_c = \frac{59.37R_s}{\eta_0 Z_0} \left( 1 + \frac{b}{w} \right) \left( \frac{1}{b} \right). \quad (2.1.5.2b)$$

$b/w > 4$  olduğunda:

$$\alpha_c = \frac{59.96R_s}{\eta_0 Z_0} \left(1 + \frac{b}{w}\right) \left(\frac{1}{b}\right). \quad (2.1.5.2c)$$

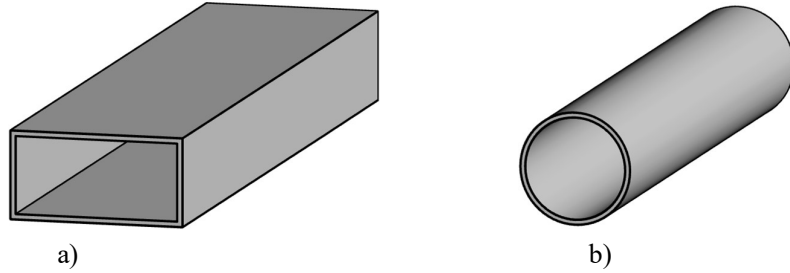
Burada,  $\eta_0$  boşluğun empedans değeri ( $120\pi \Omega$ )'dur.

Kare koaksiyel iletim hattı yapıları içerisindeki elektromanyetik dalga havada yayılım gösterdiğinden ve yapılar doğal olarak dış iletken ile korumalı olduğundan, bu iletim hatlarında dielektrik ve ısıtım kaybı söz konusu değildir [22].

### 2.1.6. Dalga Kılavuzu ve Özellikleri

Dalga kılavuzu, yüksek frekanslı sinyallerin iletimi için kullanılan, iletim kaybı çok düşük bir elektromanyetik iletim hattıdır ve mikrodalga haberleşmeleri, radar gibi uygulamalarda kullanılır. Bu yapılar içerisindeki elektromanyetik dalga, koaksiyel iletim hattı yapısına benzer şekilde havada yayılım göstermektedir.

Dalga kılavuzu yapıları Şekil 2.9'da gösterildiği gibi dikdörtgen veya dairesel formda olabilir.



Şekil 2.9. Dalga kılavuzu yapıları a) Dikdörtgen dalga kılavuzu b) Dairesel dalga kılavuzu

Sinyalleri taşımak için bir dalga kılavuzunun sinyalleri yayması gerekir ve bu yayılma, sinyalin dalga boyuna bağlıdır. Dalga boyu çok uzunsa (yani düşük frekans bölgesinde çalışılıyorsa), dalga kılavuzu sinyali taşıyabileceği bir modda çalışmaz.

Dalga kılavuzları sadece kesim frekansı olarak bilinen belirli bir frekansın üzerindeki sinyalleri taşır veya yayar ve kesim frekansının altındaki sinyalleri taşıyamaz. Bir dalga kılavuzu kesim frekansının altındaki frekanslarda çok yüksek iletim kaybı gösterir.

Kesim frekansı, dalga kılavuzunun fiziksel boyutlarına bağlıdır. Düşük frekanslarda dalga boyunun ve dolayısıyla fiziksel boyutların artması nedeniyle, dalga kılavuzunun düşük frekanslarda kullanımı zorlaşmaktadır.

Dalga kılavuzları tek bir iletkenin olduğu için hat üzerinde tek bir gerilim tanımlanamaz ve bu nedenle, bu yapılarda TEM dalga desteklenmez. Dalga kılavuzları, TM (Transverse Magnetic – Enlemesine Manyetik) ve TE (Transverse Electric – Enlemesine Elektrik) dalgaları destekler. TE dalga modu, yayılımın enine elektrik alanlara, TM dalga modu ise yayılımın enine manyetik alanlara bağlı olduğu moddur.

### 2.1.6.1. Dikdörtgen Dalga Kılavuzu

Dikdörtgen bir dalga kılavuzu için kesim frekansı, aşağıdaki eşitlik ile ifade edilir [23]:

$$f_{c,mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad (2.1.6.1a)$$

$$\mu = \mu_0\mu_r, \quad (2.1.6.1b)$$

$$\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r. \quad (2.1.6.1c)$$

Burada sırasıyla;  $a$ , dalga kılavuzunun genişliği,  $b$  dalga kılavuzunun yüksekliği,  $\mu$  dalga kılavuzunun içindeki malzemenin manyetik geçirgenliği ve  $\varepsilon$  dalga kılavuzu içindeki malzemenin elektrik geçirgenliğidir. Dalga kılavuzları içerisinde hava bulunduğundan  $\mu_r$  ve  $\varepsilon_r$  değerleri 1'e eşit olmaktadır.  $m$  ve  $n$ ,  $a$  ve  $b$  uzunluklarına sahip dalga kılavuzundaki mod sayısına karşılık gelen sayılardır (0, 1, 2, ...).

Tablo 2.2'de dalga kılavuzu boyutlarına göre, dalga kılavuzun çalışma frekansı verilmiştir.



Tablo 2.2. Dalga kılavuzu boyutuna göre çalıştığı frekans karşılığı gösterimi

Bant Tanımı	Çalıştığı Frekans (GHz)	Dalga Kılavuzu Boyut Tanımı	Dalga Kılavuzu Genişliği (mm)	Dalga Kılavuzu Yüksekliği (mm)
<b>C</b>	5.85-8.2	WR-137	34.85	15.8
<b>X</b>	8.2-12.4	WR-90	22.86	10.16
<b>Ku</b>	12.4-18	WR-62	15.8	7.9
<b>K</b>	18-26.5	WR-42	10.67	4.32
<b>Ka</b>	26.5-40	WR-28	7.11	3.56

Bir dalga kılavuzu dielektrik kayıp ve iletken kayıp parametrelerine sahiptir.

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c . \quad (2.1.6.1d)$$

Burada  $\alpha$  dalga kılavuzun toplam kaybı,  $\alpha_d$  dielektrik kayıp ve  $\alpha_c$  iletken kaybı değişkenlerini göstermektedir.

Bir dalga kılavuzunun dielektrik kaybı aşağıdaki eşitlikler ile hesaplanabilir [24]:

$$\alpha_d = \frac{k^2 \tan \delta}{2\beta} , \quad (2.1.6.1e)$$

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} , \quad (2.1.6.1f)$$

$$k = \omega \sqrt{\mu \epsilon} . \quad (2.1.6.1g)$$

Burada;  $k$  dalga sayısı,  $\tan \delta$  kayıp tanjantı,  $\beta$  faz sabiti,  $k_c$  kesim dalga sayısı parametreleridir.

Bir dalga kılavuzunun dielektrik kaybı aşağıdaki eşitlikler ile hesaplanabilir [25]:

$$\alpha_c = \frac{P_L(z)}{2P(z)} . \quad (2.1.6.1h)$$

Burada  $P(z)$  kılavuz boyunca yayılan gücün  $z$ 'de zamanda ortalaması ve  $P_L(z)$  ise birim uzunluk başına güç kaybının  $z$ 'de zamanda ortalamasıdır.  $P_L(z)$ 'nin hesaplanabilmesi için iletkenliğinden dolayı dalga kılavuzunun dört duvarının her birindeki güç kaybı bulunmalıdır.

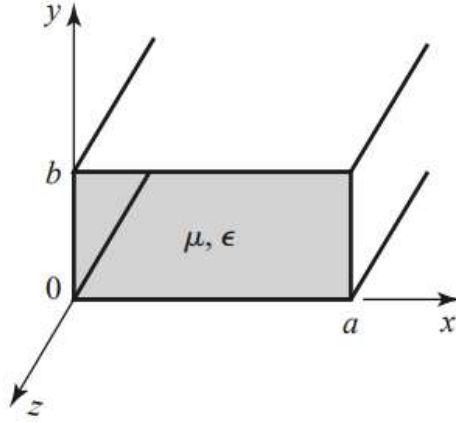
TM<sub>mn</sub> ve TE<sub>mn</sub> için  $\alpha_c$  değerleri farklı akım dağılımlarından dolayı farklılık gösterir. Tüm yayılan modlarda  $\alpha_c$  sabiti, dalga kılavuzunun duvar iletkenlerinin öz direnci ( $R_s$ ) ile orantılıdır.  $R_s$  ise duvar öz iletkenliği  $\sigma_c$ 'nin karekökü ile ters orantılıdır. Dalga kılavuzu duvarlarının sonsuz iletkenliğe sahip olduğu durumda iletken kaybı  $\alpha_c$  sifıra eşit olmaktadır [25].

Bir dalga kılavuzunda en düşük kesim frekansına (en büyük kesim dalga boyuna) sahip olan mod, baskın mod olarak adlandırılır. Böylece  $a > b$  olan bir dalga kılavuzunda TE<sub>10</sub> modu baskın moddur. Bu modun zayıflaması bir dikdörtgen dalga kılavuzundaki tüm modların en azı olduğu ve elektrik alanı her yerde tek yönde kutuplandığı için TE<sub>10</sub> modunun özel bir önemi vardır. [25].

Dalga kılavuzu uygulamalarında genelde çalışma frekansı ve dalga kılavuzunun boyutları, yalnız TE<sub>10</sub> baskın modunun yayılacağı şekilde seçilir. Bu nedenle burada, dalga kılavuzlarında iletken kaybı nedeniyle meydana gelen zayıflama TE<sub>10</sub> modu için türetilenlerdir. TE<sub>10</sub> modu için kesim dalga sayısı ( $k_c$ ) ve faz sabiti ( $\beta$ ) değerleri aşağıdaki eşitlikler ile hesaplanır [24]:

$$k_c = \pi/a, \quad (2.1.6.11)$$

$$\beta = \sqrt{k^2 - (\pi/a)^2}. \quad (2.1.6.1i)$$



Şekil 2.10. Dikdörtgen dalga kılavuzu geometrisi

Şekil 2.10'daki gibi bir geometriye sahip dikdörtgen dalga kılavuzunun TE<sub>10</sub> modu için dalga kılavuzundaki güç akışı aşağıdaki gibi hesaplanabilir [24]:

$$\begin{aligned}
 P_{10} &= \frac{1}{2} \text{Re} \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b \vec{E} \times \vec{H}^* \cdot \hat{z} \, dy \, dx \\
 &= \frac{1}{2} \text{Re} \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b E_y H_x^* \, dy \, dx \\
 &= \frac{\omega \mu a^2}{2\pi^2} \text{Re}(\beta) |A_{10}|^2 \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b \sin^2 \frac{\pi x}{a} \, dy \, dx \\
 &= \frac{\omega \mu a^3 |A_{10}|^2 b}{4\pi^2} \text{Re}(\beta) .
 \end{aligned} \tag{2.1.6.1j}$$

Dalga kılavuzunun mükemmel iletken olmayan duvarlarının birim uzunlukları başına güç kaybı ( $P_L$ ) aşağıdaki eşitlik ile hesaplanır:

$$P_L = \frac{R_s}{2} \int_C |\vec{J}_s|^2 \, dl . \tag{2.1.6.1k}$$

Burada, integralin  $C$  yolu, dalga kılavuzunun iç duvarlarını sınırlayan çevrittir. Bir dikdörtgen dalga kılavuzunun dört duvarının hepsinde yüzey akımları vardır. Ancak yapının simetrik olmasından dolayı, Şekil 10'daki üst ve alt duvarlardaki akımlar ile sağ ve sol duvarlardaki akımlar birbirine eşittir. Duvar iletkenlerinden kaynaklanan toplam

güç kaybını bulmak için  $x = 0$  (sol duvar) ve  $y = 0$  (alt duvar)'daki kayıpları hesaplayıp ikiye katlayabiliriz.  $x = 0$ 'daki yüzey akımları aşağıdaki eşitlikler ile hesaplanır:

$$\begin{aligned}\bar{J}_s &= \hat{n} \times \bar{H}|_{x=0} = \hat{x} \times \hat{z} H_z|_{x=0} \\ &= -\hat{y} H_z|_{x=0} = -\hat{y} A_{10} e^{-j\beta z}.\end{aligned}\quad (2.1.6.1l)$$

$y = 0$ 'daki yüzey akımları aşağıdaki eşitlik ile hesaplanır:

$$\begin{aligned}\bar{J}_s &= \hat{n} \times \bar{H}|_{y=0} = \hat{y} \times (\hat{x} H_x|_{y=0} + \hat{z} H_z|_{y=0}) \\ &= \hat{z} \frac{j\beta a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} + \hat{x} A_{10} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}.\end{aligned}\quad (2.1.6.1m)$$

Böylece dalga kılavuzunun mükemmel iletken olmayan duvarlarının birim uzunlukları başına güç kaybı aşağıdaki eşitlik ile hesaplanır:

$$\begin{aligned}P_L &= R_s \int_{y=0}^b |J_{sy}|^2 dy + R_s \int_{x=0}^a [|J_{sx}|^2 + |J_{sz}|^2] dx \\ &= R_s |A_{10}|^2 \left( b + \frac{a}{2} + \frac{b^2 a^3}{2\pi^2} \right).\end{aligned}\quad (2.1.6.1n)$$

TE<sub>10</sub> modu için hesaplanan 2.1.6.1j ve 2.1.6.1.n eşitlikleri, 2.1.6.1.h'deki eşitlik içerisinde kullanıldığında, TE<sub>10</sub> modu için iletken kaybı aşağıdaki eşitlik ile hesaplanır [24]:

$$\begin{aligned}\alpha_c &= \frac{P_L}{2P_{10}} = \frac{2\pi^2 R_s (b + a/2 + b^2 a^3 / 2\pi^2)}{\omega \mu a^3 b \beta} \\ &= \frac{R_s}{a^3 b \beta k \eta} (2b\pi^2 + a^3 k^2) \text{ Np/m.}\end{aligned}\quad (2.1.6.1o)$$

### 2.1.6.2.Dairesel Dalga Kılavuzu

Dairesel dalga kılavuzlarının dalga modlarının genel özellikleri, dikdörtgen dalga kılavuzları ile benzerlik göstermektedir. Dairesel dalga kılavuzlarında frekans arttıkça

zayıflama sabiti azalmaktadır. Bu nedenle, bu yapılar uzun mesafede ve düşük kayıpta haberleşme sağlayabilmektedir [26].

Dairesel bir dalga kılavuzunun kesim frekansı TE ve TM modlar için farklılık gösterir. Bu modlar için kesim frekansı aşağıdaki eşitlikler ile hesaplanabilir [23] :

$TE_{mn}$  mod için kesim frekansı:

$$f_{c,mn} = \frac{c\chi'_{mn}}{2\pi a}. \quad (2.1.6.2a)$$

$TM_{mn}$  mod için kesim frekansı:

$$f_{c,mn} = \frac{c\chi_{mn}}{2\pi a}. \quad (2.1.6.2b)$$

Burada,  $\chi_{mn}$  Bessel diferansiyel fonksiyonunun  $m$ . sırasının  $n$ . kökü,  $\chi'_{mn}$  Bessel diferansiyel fonksiyonunun  $m$ . sırasının  $n$ . kökünün türevi,  $c$  ışık hızı ve  $a$  dairesel dalga kılavuzunun yarıçapıdır. Dairesel kılavuzunun çalışma moduna göre kesim frekansı hesaplamasında kullanılacak Bessel diferansiyel fonksiyonunun kökleri ve türevinin kök değerleri Tablo 2.3'te verilmiştir [23].

Tablo 2.3. Bessel diferansiyel fonksiyonunun kökleri ve türevinin kök değerleri

Fonksiyon Sırası $m$	Kök Numarası $n$	Bessel Diferansiyel Fonksiyonunun Kökleri $\chi_{mn}$	Bessel Diferansiyel Fonksiyonunun Türevinin Kökleri $\chi'_{mn}$
0	1	2.405	3.832
0	2	5.520	7.016
0	3	8.654	10.173
1	1	3.832	1.841
1	2	7.016	5.331
2	1	5.136	3.054
2	2	8.417	6.706
3	1	6.380	4.201

Dairesel dalga kılavuzundaki baskın mod  $TE_{11}$  modudur. Bu mod dışındaki modlar ise  $TE_{11}$ ,  $TE_{01}$  ve  $TM_{01}$  modlarıdır. Zayıflama  $TE_{01}$  modu için çok düşüktür ve  $f^{3/2}$  frekansı ile orantılı olarak azalır. Dairesel dalga kılavuzunun  $TE_{10}$  modu yoktur [27].

Dalga kılavuzları iletim kayıplarının düşük olması, kapalı yapıları nedeniyle elektromanyetik dalgalar için doğal bir korumaya sahip olması ve diğer iletim hatlarına göre daha yüksek güç dayanımına sahip olmaları gibi avantajlara sahiptir. Ancak bu avantajlarının yanında, boyutlarının özellikle düşük frekanslarda büyük olması, TEM dalga yayılımını desteklememesi gibi özellikleri nedeniyle uygulama alanları sınırlanabilmektedir.

### 2.1.7. İletim Hatlarının Karşılaştırılması

Tablo 2.4'te, RF iletim hatlarının karşılaştırılması yapılmıştır [28].

Tablo 2.4. RF iletim hatlarının karşılaştırılması

Karakteristik	Koaksiyel Hat	Dalga Kılavuzu	Şerit Hat	Mikroşerit Hat
Çalışması Tercih Edilen Mod	TEM	$TE_{10}$	TEM	Yarı TEM
Yayılım Yaptığı Diğer Modlar	TM, TE	TM, TE	TM, TE	Hibrit TM, TE
Frekans Bağımlılığı	Yok	Orta	Yok	Düşük
Band Genişliği	Yüksek	Düşük	Yüksek	Yüksek
Kayıp	Orta	Düşük	Yüksek	Yüksek
Güç Kapasitesi	Orta	Yüksek	Düşük	Düşük
Fiziksel Boyut	Geniş	Geniş	Orta	Küçük
Üretim Kolaylığı	Orta	Orta	Kolay	Kolay
Entegrasyon	Zor	Zor	Orta	Kolay

## 2.2. RF Güç Bölücü ve Birleştiriciler

RF güç bölücü ve birleştiriciler; baz istasyonlarında, kablosuz haberleşme düzeneklerinde, sinyal işleme uygulamalarında kullanılır. Ayrıca, RF ve mikrodalga tümleşik devrelerinde de; zayıflatıcı, faz kaydırıcı, karıştırıcı, yükseltici, modülatör, yüksek güç vericisi devrelerinin parçaları olarak kullanılırlar.

Güç yükselteçler, haberleşme sistemlerinde anten önünde bulunan ve sisteme istenen gücü sağlayan yapılardır. İlk güç yükselteç teknolojilerinde, vakum tüp yükselteçleri yaygın olarak kullanılıyordu. Ancak, günümüz teknolojisi daha küçük boyutlu ve daha yüksek güç sağlayabilen güç yükselteç sistemlerine ihtiyaç duymaktadır. Bu nedenle günümüzde katı hal güç yükselteç teknolojisi geliştirilmektedir.

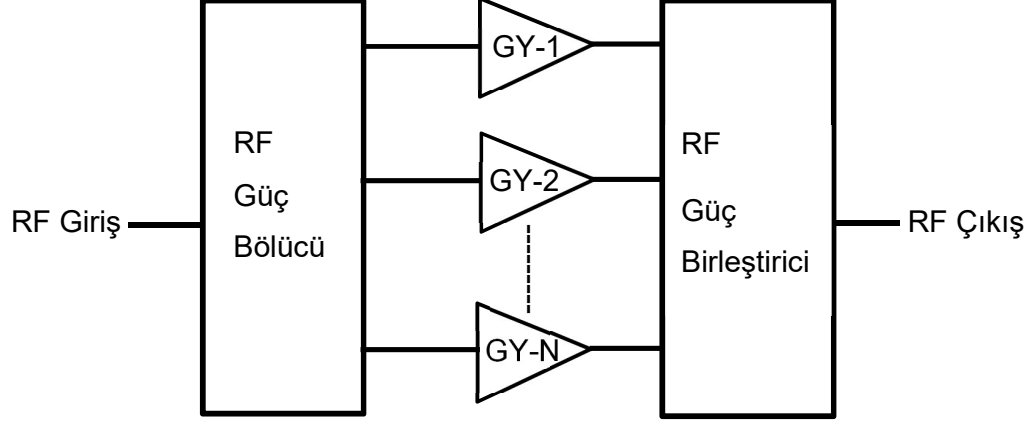
Vakum tüp güç yükselteci ile karşılaştırıldığında katı hal güç yükselteci; yüksek güvenilirlik, düşük çalışma gerilimi, arıza oranının az olması gibi avantajlara sahiptir. Son zamanlarda X-Bant (8-12 GHz) SSPA'larda (Solid State Power Amplifier - Katı Hal Güç Yükselteç) kullanılan transistörler, esas olarak Galyum-Arsenik'e (GaAs) dayanan HFET (Heterostructure Fiel Effect Transistor - Heteroyapı Alan Etkili Transistör) ve PHEMT'lerdir (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistors - Psödomorfik Yüksek Elektron Hareketlilik Transistör). Ancak Galyum-Arsenik (GaAs) teknolojisi, çalışma frekansı ve çıkış gücü açısından limitli bir teknoloji durumundadır.

Üçüncü nesil yarı iletken bir malzeme olarak Galyum-Nitrat'ın (GaN), mikrodalga frekanslardaki çıkış gücü performansı; Silisyum (Si), GaAs ve diğer geleneksel yarı iletken malzemelerden çok daha üstündür. GaN teknolojisi daha küçük boyutlu ve iyi ısı özelliklerine sahip güç yükselteç yapıları ortaya koymaktadır. GaN tabanlı mikrodalga güç yükselteç yapıları, son yıllarda araştırma alanı haline gelmiştir ve bu alandaki çalışmalar büyük ilerleme kaydetmektedir [29].

Bir güç yükselteciden elde edilebilen güçten daha yüksek güç seviyeleri elde etmek için güç birleştiricilere ihtiyaç vardır. Güç birleştiriciler, genelde güç yükselteçlerden önce kullanıldığında güç bölücü olarak, sonra kullanıldığında güç birleştirici olarak kullanılabilen cihazlardır.

Şekil 2.11'de N kollu bir güç birleştirme yapısı gösterilmektedir. RF girişten verilen güç N kola bölünür ve bölünmüş güç, yükselteçlere (GY) iletilir. Güç birleştirici, N tane güç

yükseltecini çıkışını birleştirir ve daha sonra RF çıkış noktasında daha yüksek çıkış gücü elde edilir.



Şekil 2.11. Mikrodalga güç bölücü ve birleştirici kullanımı

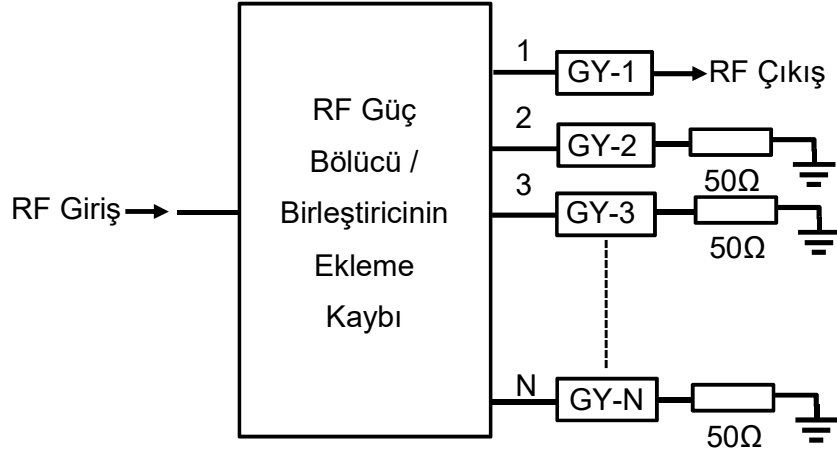
Bir RF güç birleştirici tasarlanırken aşağıdaki parametreler göz önünde bulundurulmalıdır [33]:

- Ekleme Kaybı,
- Geri Dönüş Kaybı,
- İzolasyon Kaybı,
- Bant Genişliği,
- Faz Dengesi,
- Güç Dayanım Kapasitesi,
- Giriş Ve Çıkış Empedansı.

### 2.2.1. Ekleme Kaybı

Ekleme kaybı; güç bölücü/birleştiricinin, ölçüm alınmayacak giriş/çıkış kollarına yansımatsız sonlandırmalar bağlandığında, giriş/çıkış gücünün ölçüm alınan çıkış/giriş gücüne oranıdır ve genellikle desibel (dB) olarak ifade edilir. Şekil 2.12'de bir güç bölücü/birleştirici yapısının iletim kaybı düzeneği gösterilmiştir.





Şekil 2.12. Ekleme kaybı ölçüm düzeneği

RF güç bölücü/birleştirici yapıları sinyalin birden fazla giriş/çıkış koluna bölünmesinden/birleştirilmesinden dolayı bir yol kaybına sahiptir. Ekleme kaybı ( $Kayıp_{toplam}$ ), güç bölücü/birleştirici yapılarında kullanılan iletken kaybı ( $Kayıp_{iletken}$ ) ve yol kaybının ( $Kayıp_N$ ) toplamına eşittir ve aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$Kayıp_N = \log_{10} \left( \frac{1}{N} \right), \quad (2.2.1a)$$

$$Kayıp_{toplam} = Kayıp_N + Kayıp_{iletken}. \quad (2.2.1b)$$

Burada; N güç bölücü/birleştiricinin giriş/çıkış kapı sayısını ifade etmektedir.

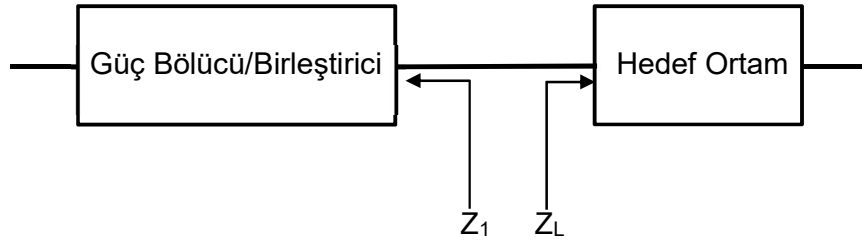
İletken kaybının ideal değeri 0 dB'dir. Bu değer, güç bölücü/birleştiricide kullanılan iletkene, dielektrik malzemeye, güç bölücü/birleştirici topolojisine ya da bu yapıların kullanıldığı frekans aralığına göre değişkenlik göstermektedir. Bir güç bölücü/birleştiricinin, giriş/çıkış kapı sayısına bağlı olarak sahip olduğu yol kaybı, Tablo 2.5'te verilmiştir.

Tablo 2.5. Güç bölücü/birleştiricilerin giriş/çıkış kolu sayısına bağlı yol kaybı

Güç Bölücü/Birleştiricinin Port Sayısı	Yol Kaybı (Db)
2	3
3	4.8
4	6
5	7
6	7.8
8	9

### 2.2.2. Geri Dönüş Kaybı

Yüksek frekanslı bir işaret bir ortamdan başka bir ortama geçerken, işaretin bir kısmı yansıyor geri döner. Bu yansımanın katsayısı, iki ortam arasındaki empedans uyumsuzluğuna bağlı olarak değişmektedir ve dB cinsinden ifade edilir. Şekil 2.13'te geri dönüş hesabı için ortamların giriş empedansları gösterilmiştir.



Şekil 2.13. Geri dönüş kaybı hesabı için ortamların giriş empedans gösterimi

Şekil 2.13'teki gibi güç bölücü/birleştirici yapısının giriş/çıkış empedansı  $Z_1$  ve bu yapıdan çıkan işaretin iletiği hedef ortamın empedansı  $Z_L$  olarak düşünüldüğünde, bu iki ortam arasındaki yansıma katsayısı ( $\Gamma$ ), aşağıdaki eşitlik ile ifade edilir:

$$\Gamma = \frac{V_{yansiyen}}{V_{gönderilen}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (2.2.2a)$$

Eşitlik 2.2.2a'nın güç ve dB cinsinden ifadesi aşağıdaki gibi yazılır:

$$\Gamma_{güç} = \Gamma^2, \quad (2.2.2.b)$$

$$\Gamma_{dB} = -20 \log_{10}(|\Gamma|). \quad (2.2.2c)$$

Buradaki  $\Gamma_{dB}$  geri dönüş kaybını vermektedir.

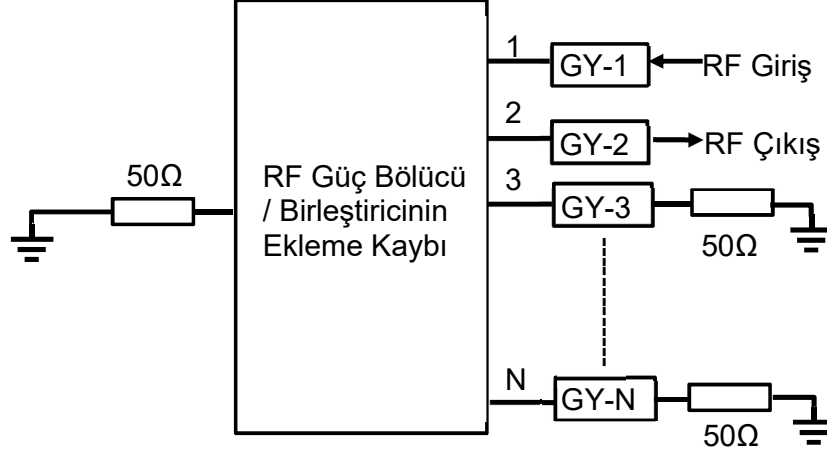
Güç yükselteçleri birleştirirken, herhangi bir güç yükselteçten kaynaklanan yansımalar, güç birleştirme performansına ciddi derecede zarar verebilir. Güç birleştiricilerde bu yansımaları sönmeyecek elemanların bulunması gerekir. Bu elemanların bulunmadığı ya da geri dönen sinyali sönmeyecek güç dayanım kapasitelerinin bulunmaması durumunda, kazanç dalgalanmaları, osilasyonlar ya da daha fazla iletim kaybı meydana gelebilmektedir [30].

Geri dönüş kaybının iyileştirilmesi için genlik ve faz açısından dengeli güç yükselteçlerin birleştirilmesi gerekmektedir. Herhangi bir güç yükselteçten kaynaklanan geri yansıma, diğer güç yükselteçlerin zarar görmesine neden olabilmektedir. Genlik ve faz dengesinin sağlanması, hem güç birleştiricinin hem de güç yükselteçlerin performansı açısından son derece önemlidir.

### 2.2.3. İzolasyon Kaybı

İzolasyon, güç bölücü/birleştirici giriş/çıkışlarının birbirini ne kadar etkilediğinin bir ölçüsüdür. Yani izolasyon, güç bölücü/birleştiricinin kullanılmayan giriş/çıkış kapısından elde edilecek güç miktarının değerini verir. İzolasyon kaybının yüksek olması, sinyalin değerinin sadece istenen yönde yüksek olmasını sağlar.

Şekil 2.14'te güç bölücü/birleştiricileri giriş/çıkış kapıları arasındaki izolasyonu ölçmek için gerekli ölçüm düzeneği gösterilmiştir.

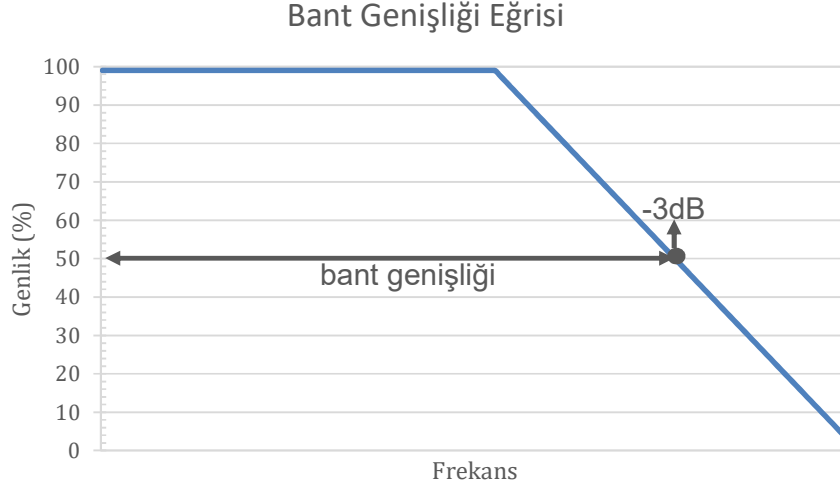


Şekil 2.14. Güç birleştirici/bölücülerin izolasyon ölçüm düzeneği

Güç bölücü/birleştiricilerin giriş/çıkış kapıları arasındaki izolasyon, güç yükselteçlerin istenen performansta çalışabilmesini sağlamak ve osilasyonların meydana gelmemesi açısından son derece önemlidir. Güç bölücü/birleştiricilerin giriş/çıkış bağlantı noktasındaki izolasyonunu iyileştirmek güç bölücü/birleştiricinin her bir giriş/çıkış kapısında izolatörler kullanılabilir [31]. Ancak izolatör kullanmak yapıya fiyat, fiziksel boyut ve ağırlık ekleyebilir ve iletim kaybını arttırabilir.

#### 2.2.4. Bant Genişliği

Bant genişliği, güç bölücü/birleştiricilerin belirlenen performansı en iyi verimle sağladığı alt ve üst frekans noktası arasındaki farktır. Güç bölücü/birleştirici yapıları için bant genişliği; yapının işlevsel olduğu frekans aralığı değil, giriş/çıkış kapılarında elde edilen gücün genliğinin %50'ye (-3 dB) düştüğü nokta olarak belirlenir. Şekil 2.15'te güç bölücü/birleştiricilerin bant genişliği eğrisi gösterilmiştir.



şekil 2.15. Frekansa bağlı bant genişliği eğrisi

Bir gc bölücü/birleştiricinin geniş bir bantta çalışması isteniyorsa, tasarıma çeyrek dalga dönüştürücü gibi dağıtılmış elemanların eklenmesi gerekmektedir. Bu durum da, direkt olarak bölücü/birleştirici boyutlarının ve iletim kaybının artmasına neden olmaktadır [32].

### 2.2.5. Gc Dayanım Seviyesi

Gc dayanım seviyesi, gc bölücü/birleştirici yapılarının giriş/çıkış kapılarına uygulanabilecek en yüksek gc miktarıdır. Bir gc bölücü/birleştiricinin gc dayanım seviyesi, tasarım yöntemine ya da bu yapılarda kullanılan malzemelerin özelliklerine göre değişmektedir. Örneğin; mikroşerit hatlar ile tasarlanan bir gc bölücü/birleştiricinin gc dayanım kapasitesi, koaksiyel hatlar ya da dalga kılavuzu ile tasarlanan bir gc bölücü/birleştiricinin gc dayanım kapasitesine göre çok daha düşük olmaktadır. Bunun nedeni; mikroşerit hatlarda dielektrik malzeme kullanılırken koaksiyel hatlarda iletkenler arasında hava bulunması ve dalga kılavuzu yapılarının ise iinin hava dolu olmasıdır.

### 2.2.6. Giriş ve Çıkış Empedansı

Bir güç bölücü/birleştiricinin, en az kayıpla iletim yapması ve en yüksek verimle çalışabilmesi için giriş ve çıkış empedanslarının 50  $\Omega$ 'a uyumlu olarak tasarlanması gerekmektedir. Bir güç bölücü/birleştiricinin giriş ve çıkış empedansı 50  $\Omega$ 'a ne kadar uyumlu ise, geriye dönüş kaybı ve dolayısıyla iletim kaybı da o kadar iyidir. Bir güç bölücü/birleştiricinin tam performans ile çalışması ve bağlantısı olan diğer elemanların performansını olumsuz yönde etkilememesi için, giriş ve çıkış kollarının 50  $\Omega$ 'a uyumlu olması gerekmektedir.

### 2.3. Pasif Üç Kapılı RF Güç Birleştiriciler

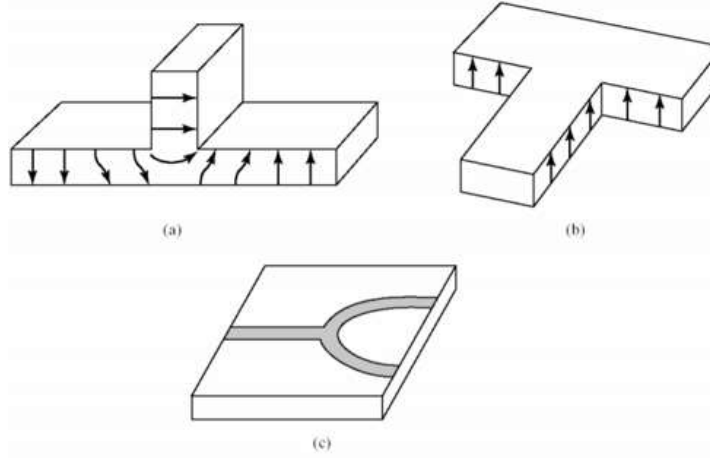
Yaygın olarak kullanılan pasif üç kapılı güç birleştiriciler aşağıdaki gibi sınıflandırılır;

- T-bağlantı,
- Dirençli,
- Wilkinson.

Bu yapılarda dalga kılavuzları, mikroşerit veya şerit gibi çeşitli iletim hatları kullanılabilir.

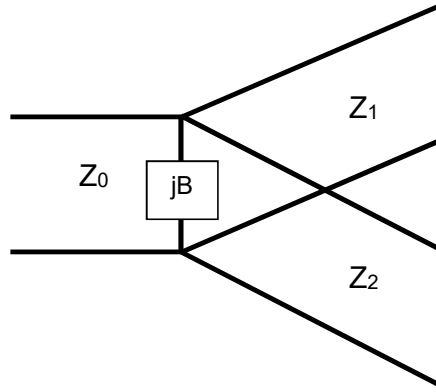
#### 2.3.1. Kayıpsız T-Bağlantı Güç Birleştiriciler

Düzlemsel bir sistemdeki N adet kaynağı birleştirmek için uygulanabilir çeşitli yapılar bulunmaktadır. Basit ve yaygın olarak kullanılan bir yapı olan T-bağlantı, birden fazla güç yükseltecin birleştirilmesinde kullanılabilir [33]. T-bağlantı, güç bölücü veya birleştirici olarak kullanılabilen ve dalga kılavuzu, mikroşerit veya şerit gibi neredeyse her tür iletim hattı modeline uygulanabilen üç bağlantı noktalı bir yapıdır [34]. Şekil 2.16'da farklı iletim hatları ile tasarlanan güç birleştirici yapıları gösterilmiştir [34].



Şekil 2.16. Çeşitli T-bağlantı güç birleştirici yapıları a) E-düzlemi dalga kılavuzu T-bağlantı b) H-düzlemi dalga kılavuzu T-bağlantı c) Mikroşerit iletim hattı yapısındaki T-bağlantı

Kayıpsız T-bağlantı güç birleştirici, tek bir noktaya bağlı üç iletim hattına sahiptir. Şekil 2.17, kayıpsız bir T-bağlantının iletim hattı modelini göstermektedir [34].



Şekil 2.17. Kayıpsız T-bağlantı birleştirici modeli

T-bağlantıdaki hatların empedansları arasındaki ilişki aşağıdaki gibidir [34]:

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + jB. \quad (2.3.1a)$$

Burada;  $Z_0$  giriş hattının karakteristik empedansı,  $Z_1$  ve  $Z_2$  her iki çıkış hattının karakteristik empedanslarıdır ve  $B$ , üç hattın birleşim noktasında meydana gelen

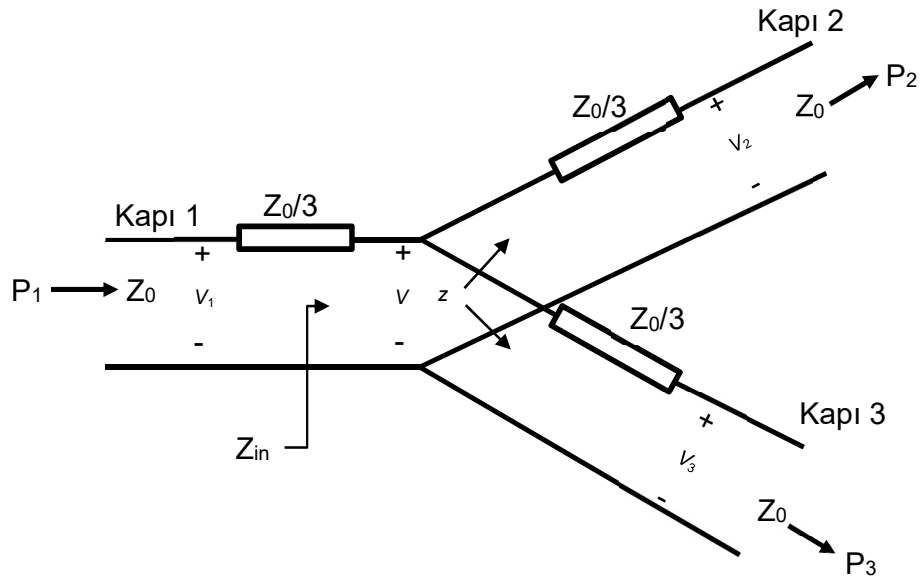
reaktanstır. Bu eşitlik ile bir giriş empedansı verildiğinde, iki çıkış empedansı giriş empedansına eşlenik olarak tasarlanabilir. Genellikle  $B$  reaktansı ihmal edilemez, ancak başka bir reaktif ayar elemanının kullanılmasıyla azaltılabilir. Bu durum, eşitlik 2.3.1a'nın eşitlik 2.3.1b'ye indirgenmesini sağlar [35]:

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \quad (2.3.1b)$$

T-bağlantının her bir kapısında görülen empedansı, iletim hattının karakteristik empedansından hesaplandığı için, bu yapının kapı empedansları arasında uyumsuzluk meydana gelebilmektedir. Kapı empedanslarını eşlemek için bu yapıya dirençler eklenebilir. Ayrıca, istenen kapı empedansı değerini sağlaması için çeyrek dalga boyu iletim hattı empedans dönüştürücüleri kullanılabilir. Direnç eklendiği durumda, dirençler üzerinde güç harcanmasıyla oluşan ısı nedeniyle iletim kaybı meydana gelebilmektedir. Empedans dönüştürücü eklendiği durumda ise, yapının boyutları artabilmektedir [36].

### 2.3.2. Dirençli Güç Birleştiriciler

Bağlantı noktalarındaki giriş/çıkış empedanslarını eşlemek için kapılarına direnç eklenen üç bağlantı noktalı bir güç birleştirici yapısı Şekil 2.18'de gösterilmiştir [34].



Şekil 2.18. Dirençli güç birleştirici yapısı



Şekil 2.18'deki dirençli güç birleştirici yapısından aşağıdaki eşitlikler çıkarılabilir [34]:

$$V = Z_1 \frac{2(Z_0/3)}{(Z_0/3) + 2(Z_0/3)} = \frac{2}{3} V_1, \quad (2.3.2a)$$

$$V_2 = V_3 = V \frac{Z_0}{Z_0 + (Z_0/3)} = \frac{3}{4} V = \frac{1}{2} V_1. \quad (2.3.2b)$$

Dirençli bir güç birleştirici için giriş gücü aşağıdaki eşitlik ile verilir [34]:

$$P_{IN} = \frac{1}{2} \frac{V_1^2}{Z_0}. \quad (2.3.2c)$$

Güç birleştiricinin eşit birleştirme oranına sahip olduğu durumda giriş güçleri aşağıdaki eşitlik ile verilir [34]:

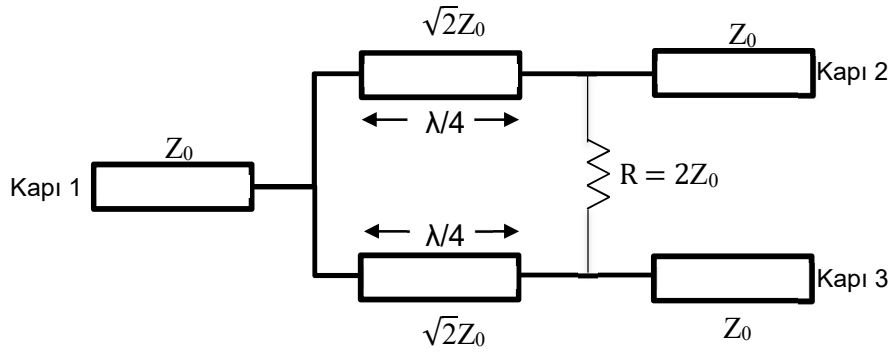
$$P_2 = P_3 = \frac{1}{2} \frac{(1/2 V_1)^2}{Z_0} = \frac{1}{8} \frac{V_1^2}{Z_0}. \quad (2.3.2.d)$$

$P_2$  ve  $P_3$  güçleri toplandığında, iki kapıdaki toplam çıkış gücü elde edilir. Bu güçlerin toplamı, giriş gücünün yarısına eşit bir değerdir ve bu durum giriş gücünün diğer yarısının dirençler üzerinde harcandığını gösterir [34].

Dirençli güç birleştiriciler, sadece dirençlerden oluşan bir yapıda olması nedeniyle, tasarımının basit olması ve maliyetinin düşük olması gibi avantajlara sahiptir. Ancak, giriş gücünün yarısının dirençler üzerinde harcanmasından dolayı kayıpları yüksek yapılar olması ve çıkış kapıları arasında izolasyon bulunmaması, bu yapıların uygulama alanlarına kısıtlama getirebilmektedir. Çok yüksek giriş güçlerinin birleştirilmesi durumunda, dirençlerin güç dayanım kapasitesinin de direncin üzerinde harcanacak güce uygun olarak seçilmesi gerekmektedir.

### 2.3.3. Wilkinson Güç Birleştirici

Wilkinson güç birleştirici, giriş bağlantı noktaları eşleştirildiğinde kayıpsız şekilde çalışan üç bağlantı noktalı bir yapıdır. Bu yapılarda giriş gücü, aynı genlik ve faza sahip iki veya daha fazla sinyale bölünebilir. Şekil 2.19’da gösterildiği gibi,  $\sqrt{2}Z_0$  karakteristik empedansına sahip  $\lambda/4$  empedans dönüştürücüleri kullanan ve  $2Z_0$  empedans değerinde izolasyon direncine sahip, eşlenik empedanslı bir Wilkinson birleştirici yapısında giriş kapıları arasında yüksek izolasyon elde edilir [37] [38].



Şekil 2.19. Wilkinson güç bölücünün eşdeğer iletim hattı devresi

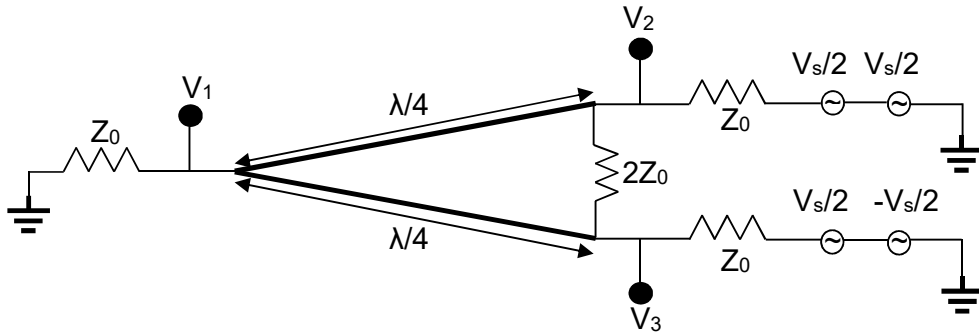
Şekil 2.19’deki Kapı 2’ye bir sinyal uygulandığında, Kapı 1’de sinyalin gücünün yarısı elde edilir. Bu durum, giriş gücünün yarısının direnç üzerinde harcandığını, ancak karşılıklılık sağlandığını gösterir ( $S_{21} = S_{12}$ , yani Kapı 1’den güç verildiğinde Kapı 2’de elde edilen güç ile Kapı 2’den güç verildiğinde Kapı 1’de elde edilen güç birbirine eşit olmaktadır). Ayrıca, iki ve üç numaralı bağlantı noktaları arasındaki izolasyon nedeniyle, ideal bir Wilkinson için Kapı 2’ye giriş gücü uygulandığında Kapı 3’te güç gözlenmez ( $S_{23}$  ve  $S_{32}$  sifıra eşittir) [39].

Wilkinson güç birleştiricileri; giriş kapıları arasındaki izolasyonun yüksek olması, düşük iletim kaybına sahip olması ve üretim sürecinin basit olması sebebiyle mikrodalga yapılarında kullanılır. Çeyrek dalga iletim hatlarına sahip olmaları, giriş kapı empedansları ile çıkış kapı empedanslarının uyumlu olmasını sağlamaktadır. Fakat

çeyrek dalga iletim hatları bu yapıların özellikle düşük frekanslarda yüksek fiziksel boyutlara ulaşmasına ve bant genişliklerinin dar olmasına neden olmaktadır [38].

### 2.3.3.1. Çift ve Tek Mod Analizi

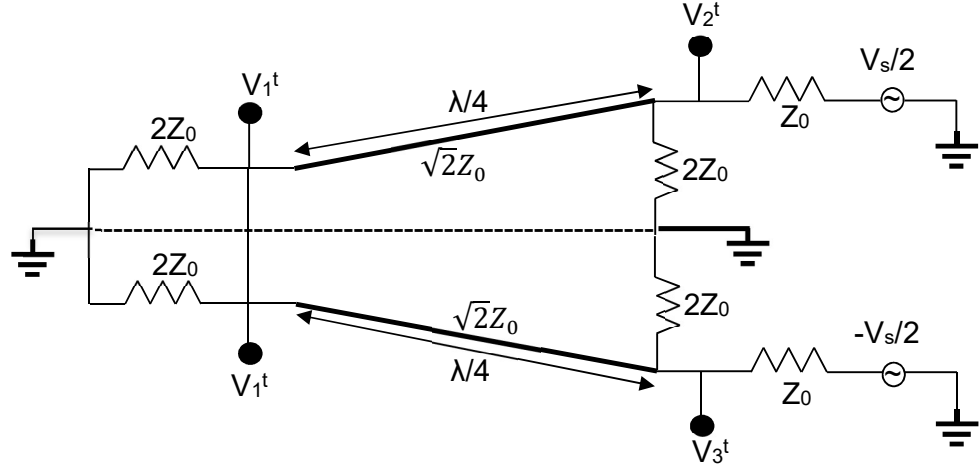
Wilkinson güç birleştirici yapısı, çift-tek mod yöntemiyle analiz edilir. Bu analiz, gelen ve yansıyan gerilimleri çözmek için süper pozisyon ve devre simetrisi yöntemlerini kullanır. Bu analiz için, Şekil 2.19'daki Kapı 2 bağlantı noktasına  $V_S$  değerine sahip bir gerilim kaynağı bağlanır ve birinci ve üçüncü bağlantı noktaları  $Z_0$  empedans yükleriyle sonlandırılır. Daha sonra bu gerilim kaynağı, Şekil 2.22'de gösterildiği gibi,  $V_S/2$  değerine sahip seri olarak iki kaynağa ayrılır. Kapı 3'teki bağlantı noktasına ise, toplam gerilim değeri sıfır olacak şekilde  $V_S/2$  ve  $-V_S/2$  kaynakları seri olarak bağlanır.  $V_1$ ,  $V_2$  ve  $V_3$  gerilimleri her bir kapıdaki toplam gelen ve yansıyan gerilimleri temsil etmektedir [40].



Şekil 2.20. İki ve üç numaralı bağlantı noktalarında gerilim kaynaklarına sahip Wilkinson birleştirici devresi

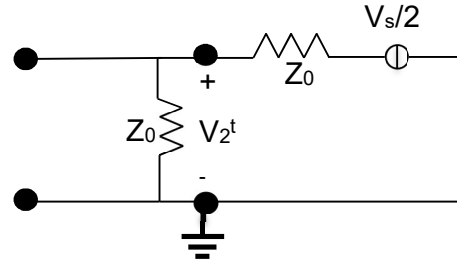
- **Tek Mod Analizi**

Şekil 2.22'deki her bir pozitif kaynak ( $V_S/2$ ) kapatıldığında, devre Şekil 2.21'deki gibi tek simetriye sahip hale gelmektedir. Kapı 2 ve Kapı 3 bağlantı noktalarındaki gerilim kaynakları  $180^\circ$  faz farklı olduğundan, bu gerilim değerleri devrenin simetri düzlemi (devreyi iki eşdeğer alt devreye ikiye bölen düzlem) boyunca sönümlenir. Bu sönümleme, simetri düzlemi boyunca sanal bir zemine neden olur. Şekil 2.21, simetri düzlemi ile ortaya çıkan eşdeğer devreyi göstermektedir. Analiz amacıyla, birinci bağlantı noktasındaki direnç, her biri  $2Z_0$  değerine sahip paralel bağlı iki dirence bölünebilir [41].



Şekil 2.21. Sanal zeminli tek mod Wilkinson şeması

Şekil 2.21'in alt ve üst devreleri daha sonra, simetri düzlemini eşdeğer bir zemin olarak kullanan iki ayrı devre olarak Şekil 2.22'deki gibi yeniden çizilebilir. İki devre arasındaki tek fark gerilim kaynağının fazıdır [40].



Şekil 2.22. Tek mod Wilkinson bölücünün üst yarısının basitleştirilmiş modeli

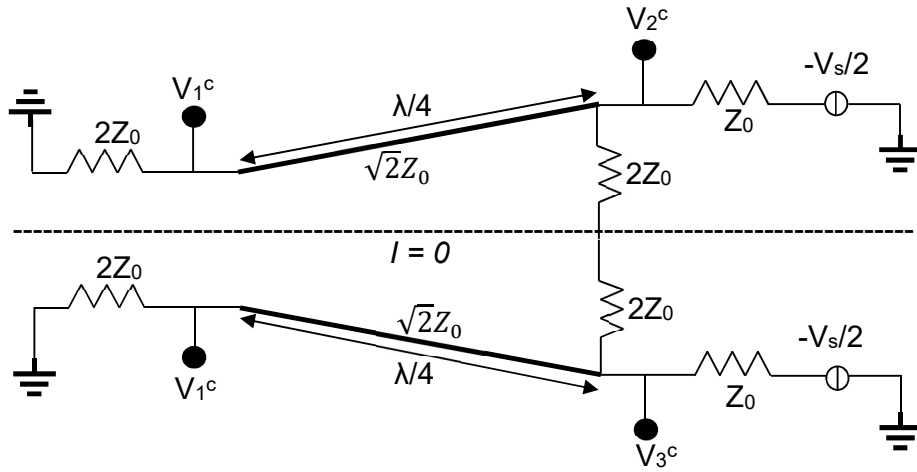
$V_2$  için tek mod gerilimi, basit bir gerilim bölümü yapılarak kolayca elde edilebilir. Bu durumda  $V_2^t$ ,  $V_s/4$  değerine eşittir. Benzer şekilde diğer alt devre için de  $V_3^t$ , faz dışı gerilim kaynağı nedeniyle  $-V_s/4$  değerine eşittir. Tek mod analizinden elde edilen gerilim değerleri Tablo 2.6'da gösterilmiştir [40].

Tablo 2.6. Tek mod gerilimleri

Port Gerilimi	Gerilim Değeri
$V_1^t$	0
$V_2^t$	$V_s/4$
$V_3^t$	$-V_s/4$

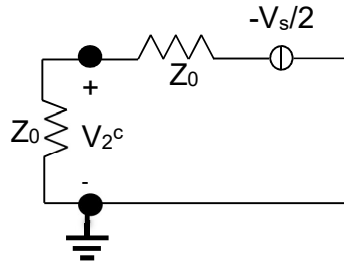
- **Çift Mod Analizi**

Şekil 2.19’da gösterilen devrede, Kapı 2 bağlantı noktasındaki pozitif bir gerilim kaynağı kapatılır ve Kapı 3 bağlantı noktasındaki negatif gerilim kaynağı kapatılır. Bu koşulda, giriş bağlantı noktalarında kalan iki kaynak eşdeğerdir. Bu nedenle, simetri düzlemi boyunca akım akışı yoktur. Akım akışının olmaması simetri düzlemi boyunca sanal bir açıklığın var olduğunu gösterir. Şekil 2.23’te sanal açıklığa sahip çift mod devresi gösterilmektedir. Tek mod analizine benzer bir şekilde, Kapı 1 bağlantı noktasındaki direnç paralel olarak iki dirence, Kapı 2 ve Kapı 3 bağlantı noktaları arasındaki direnç ise seri olarak iki dirence ayrılır [40].



Şekil 2.23. Sanal zemine sahip çift mod Wilkinson şeması

Şekil 2.24, çift mod analizi için basitleştirilmiş alt devreyi göstermektedir.



Şekil 2.24. Çift mod Wilkinson birleştiricinin üst yarısının basitleştirilmiş modeli

Şekil 2.24'teki devre, Şekil 2.22'de gösterilen devre ile aynıdır. Burada,  $V_2^c$  için gerilim değeri,  $V_s/4$  değerine eşittir. Çift mod analizi için her iki alt devre aynı olduğundan,  $V_3^c$  değeri de  $V_s/4$  değerine eşittir [40].

Şekil 2.23'te gösterilen devrede  $V_1^c$  değerinin,  $2Z_0$  direnci üzerinde harcanan gerilim değerine eşit olduğu görülmektedir:

$$V(z') = I_L(Z_L \cos \beta z' + Z_C \sin \beta z'). \quad (2.3.1.1c)$$

Herhangi bir  $z'$  noktasındaki gerilim değeri; yük ( $I_L$ ), yük empedansı ( $Z_L$ ) ve iletim hattının karakteristik empedansından ( $Z_C$ ) akan akım değerleri ile hesaplanabilir. Burada  $z'$ , yükten uzak olan mesafedir (yani yükteki gerilim değerini bulmak için  $z'$  değeri sıfır olarak kabul edilir) ve  $\beta$ ,  $2\pi/\lambda$  değerine eşittir [26]. Akım ( $I_L$ ),  $z'$ ,  $\lambda/4$  değerine eşit olduğunda (yani  $V_s/4$ 'e eşit olduğunda),  $V_2^c$ 'nin  $V_s/4$ 'e eşit olduğu durum için çözülebilir. Bu değeri  $V(z')$ 'de yerine koyarak ve  $Z_L = 2Z_0 = Z_C$  olacak şekilde ayarlayarak  $I_L$  hesaplanabilir. Hesaplanan  $I_L$  değerini kullanarak ve  $z'$  değerini sıfıra ayarlayarak çift mod analizi için her bir kapıdaki toplam gerilim değerleri Tablo 2.7'de gösterilmiştir [40].

Tablo 2.7. Çif mod gerilimleri

Port Gerilimi	Gerilim Değeri
$V_1^c$	$-V_{sj}/(2\sqrt{2})$
$V_2^c$	$V_s/4$
$V_3^c$	$V_s/4$

Çift-tek mod analizi, süper pozisyon yönteminden faydalandığından, elde edilen toplam gerilim değerleri Tablo 2.8'de gösterilmiştir [39].

Tablo 2.8. Tek ve çift mod analizlerinin toplam gerilim değerleri

Port Gerilimi	Gerilim Değeri	Toplam Gerilim
$V_1$	$-V_{sj} / (2\sqrt{2}) + 0$	$-V_{sj} / (2\sqrt{2})$
$V_2$	$V_s/4 + V_s/4$	$V_s/2$
$V_3$	$V_s/4 + (-V_s/4)$	$0$

### 2.3.4. Pasif Üç Kapılı RF Güç Birleştiricilerin Karşılaştırılması

Pasif üç kapılı RF güç birleştiricilerin avantajları ve dezavantajları Tablo 2.9'da özetlenmiştir [33].

Tablo 2.9. Pasif üç kapılı RF güç birleştiricilerin karşılaştırılması

Birleştirici Tipi	Avantajları	Dezavantajları
<b>T-bağlantı</b>	<ul style="list-style-type: none"><li>Kayıpsız çalışır.</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>Bütün kapıları <math>50\Omega</math>'a uyumlu değildir.</li><li>Giriş kapıları arasında izolasyon bulunmaz.</li></ul>
<b>Dirençli</b>	<ul style="list-style-type: none"><li>Tüm giriş kapıları <math>50\Omega</math>'a uyumlu tasarlanabilir.</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>Giriş kapıları arasında izolasyon bulunmaz.</li><li>Güç dayanım kapasitesi, direnç toleransları ile limitlendiği için düşüktür.</li><li>Kayıplı yapıya sahiptir.</li></ul>
<b>Wilkinson</b>	<ul style="list-style-type: none"><li>Giriş kapıları <math>50\Omega</math>'a uyumlu olduğu durumda kayıpsız çalışır.</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>Giriş kapılarından kaynaklanan uyumsuzluk nedeniyle geri dönüş kaybı meydana geldiğinde, bu güç izolasyon dirençleri üzerinde sönmülmektedir.</li></ul>

### 2.4. Bağlayıcılar

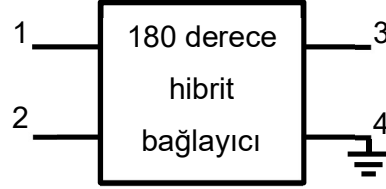
Bağlayıcılar çeyrek dalga dönüştürücü iletim hattı teorisine dayanan, mikrodalga frekans bölgesinde güç yükselteç, anten, karıştırıcı ve faz kaydırıcı gibi çeşitli uygulamalarda yaygın olarak kullanılan pasif elemanlardır. T-bağlantı güç birleştirici yapılarında eş fazlı sinyaller toplanırken, bağlayıcı yapılarda ise farklı faza sahip sinyaller de toplanır.

Güç birleştirici olarak kullanılabilen iki farklı tip bağlayıcı yapısı mevcuttur. Bunlar; 180 derece (halka) hibrit bağlayıcı ve 90 derece hibrit bağlayıcılardır.

### 2.4.1. 180 Derece Hibrit Bağlayıcı

180 derece hibrit bağlayıcı girişine uygulanan, aynı genliğe sahip ve aralarında 180 derece faz farkı bulunan iki farklı sinyali toplayan dört kapılı pasif bir devre elemanıdır. Bu bağlayıcılar, mikrodalga frekanslarda güç bölücü olarak da kullanılabilen yapılardır.

Şekil 2.25'te 180 derece hibrit bağlayıcı gösterilmektedir.



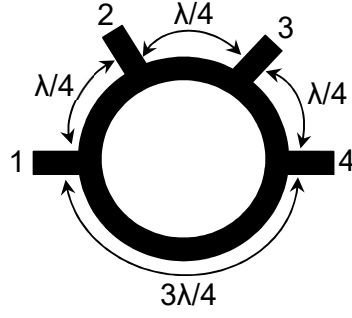
Şekil 2.25. 180 derece hibrit bağlayıcı gösterimi

180 derece hibrit bağlayıcılar, Şekil 2.26'da gösterildiği gibi üç adet  $\lambda/4$  ve bir adet  $3\lambda/4$  uzunluğundaki hattın, dielektrik tabaka üzerine yerleştirilmesiyle tasarlanmaktadır.

Şekil 2.'da gösterilen yapı,

- Güç birleştirici olarak kullanıldığında;
  - 2 ve 4 numaralı kapılardan eş genlikli ve 180 derece faz farkına sahip iki sinyal uygulandığında 1 numaralı kapıdan toplanmış, 4 numaralı kapıdan farkı alınmış sinyal elde edilir.
  - 2 ve 4 numaralı kapılardan eş genlikli ve eş fazlı sinyal uygulandığında 3 numaralı kapıdan toplanmış, 1 numaralı kapıdan farkı alınmış sinyal elde edilir.
- Güç bölücü olarak kullanıldığında;
  - 1 numaralı kapıya sinyal uygulandığında, 2 ve 4 numaralı kapılardan eşit büyüklükte ve 180 derece faz farklı iki sinyal elde edilir. 3 numaralı kapının ise  $50 \Omega$  ile sonlandırılması gerekir.
  - 3 numaralı kapıya sinyal uygulandığında, 2 ve 4 numaralı kapılardan eşit büyüklükte ve eş fazlı iki sinyal elde edilir. 1 numaralı kapının  $50 \Omega$  ile sonlandırılması gerekir [42].





Şekil 2.26. 180 derece hibrit bağlayıcı yapısı

180 derece hibrit bağlayıcı, tasarım ve üretiminin kolay olması, çıkış kapıları arasındaki yalıtımın yüksek olması gibi avantajlara sahiptir. Bununla birlikte, dar bantlı çalışması ve geniş alan kaplaması gibi özellikleri, bu yapının kullanımının belirli alanlarda kısıtlanmasına sebep olmaktadır.

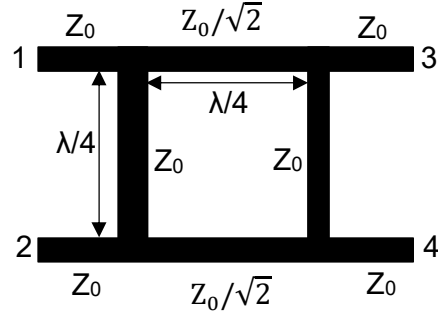
#### 2.4.2. 90 Derece Hibrit Bağlayıcı

90 derece hibrit bağlayıcı, güç bölücü ya da birleştirici olarak kullanılabilen dört kapılı pasif bir devre elemanıdır.

Şekil 2.27’de gösterildiği gibi 90 derece hibrit bağlayıcı yapısı,  $\lambda/4$  uzunluğundaki  $Z_0$  ve  $Z_0/\sqrt{2}$  empedans değerindeki iletim hatlarından oluşmaktadır.

90 derece hibrit bağlayıcı, güç birleştirici olarak kullanıldığında; 3 ve 4 numaralı kapılardan eş genlik ve 90 derece faz farkına sahip iki sinyal uygulandığında, 1 numaralı kapıdan toplanmış sinyal elde edilir.

90 derece hibrit bağlayıcı, güç bölücü olarak kullanıldığında; 1 numaralı kapıdan uygulanan sinyal, 3 ve 4 numaralı kapılardan eş genlikli ve aralarında 90 derece faz farkı bulunan iki sinyal olarak elde edilir. Bu durumda 2 numaralı kapı yalıtım kapısı olmakta ve  $50 \Omega$  ile sonlandırılması gerekmektedir.



Şekil 2.27. 90 derece hibrit bağlayıcı yapısı

90 derece hibrit bağlayıcı yapıları; tasarımı ve üretimi kolay, düşük iletim kaybına sahip giriş/çıkış kapıları arasında yalıtımı bulunan yapılardır. Ancak, bu bağlayıcılar çeyrek dalga uzunluğu iletim hattı yapısında olduğu için bazı empedans değerlerinde bu hatların üretilmesi zor olabilmektedir. Bu iletim hattı yapısı, 90 derece hibrit bağlayıcıların geniş bantlı uygulamalarda kullanılmasını engellemektedir.

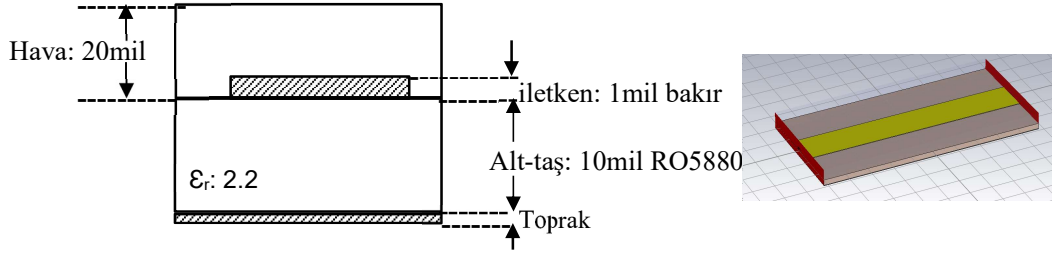
### 3. İLETİM HATTI BENZETİM ÇALIŞMALARI

#### 3.1. Farklı İletim Hatlarının Kayıp ve Güç Dayanım Kapasitelerinin Analizi

Bu çalışmada, aynı uzunluktaki (10mm) farklı tip hatların iletim kayıpları ve güç dayanım kapasiteleri, CST benzetim programında analiz edilmiş ve sonuçları karşılaştırılmıştır.

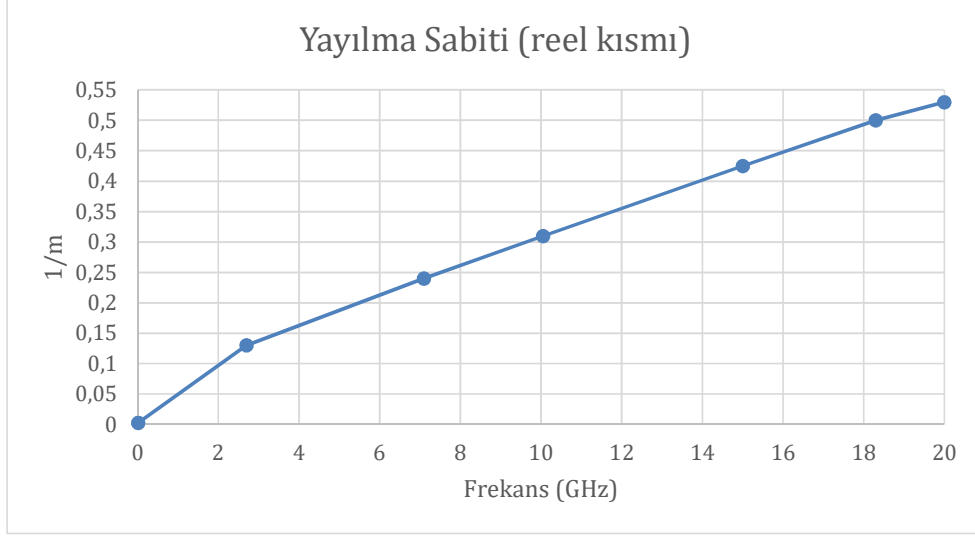
##### 3.1.1. Mikroşerit Hat

Tasarlanan mikroşerit iletim hattı yapısı Şekil 3.1'de gösterilmiştir. 10mil (0.254mm) kalınlığında RO5880 alt-taşı dielektrik malzeme olarak, bakır (0.0254mm) ise iletken olarak kullanılmıştır.



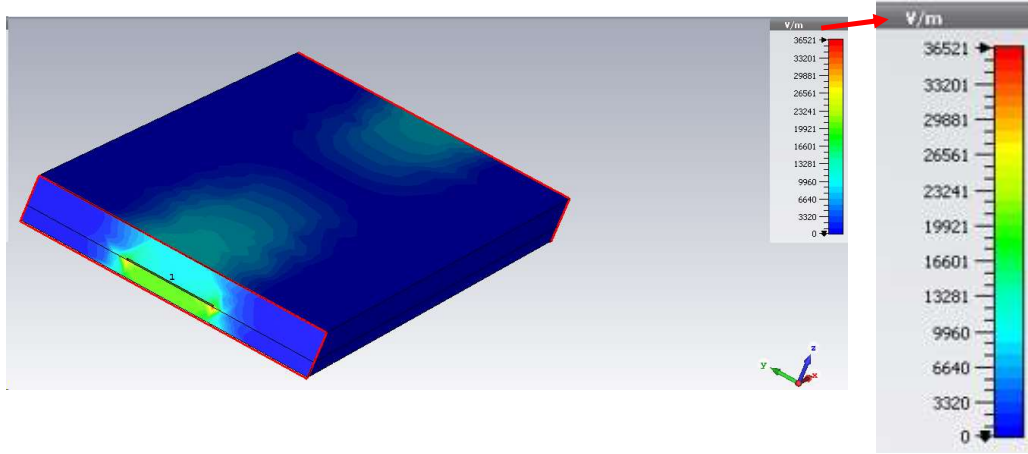
Şekil 3.1. Mikroşerit hat yapısı

Mikroşerit iletim hattının iletim kaybı Şekil 3.2'de gösterilmiştir. Yayıma sabitinin reel kısmı, iletim kaybını ifade etmektedir ve Şekil 3.2'de 10 GHz'te 0.3095 Np/m iletim kaybı ölçülmüştür.



Şekil 3.2. Mikroşerit hat iletim kaybı eğrisi

Şekil 3.3'te mikroşerit iletim hattının elektrik alan dağılımı gösterilmiştir. Elektrik alan, hattın süreksiz olduğu bölgelerde yoğunluk göstermektedir. Hatta +30 dBm (1 W) giriş gücü uygulandığında, hattın en yüksek elektrik alan değerinin 36521 V/m olduğu görülmüştür.



Şekil 3.3. Mikroşerit iletim hattının elektrik alan dağılımı

Güç dayanım analizi için hattın üzerindeki elektrik alan değerleri CST benzetim programında elde edilmiştir. Elektrik alanın, hatların iletkeninin süreksiz olduğu yerlerde

yoğunlaştığı gözlenmiştir. Buradaki elektrik alan değeri CST benzetim programında nümerik analizler ile hesaplanmaktadır.

- Mikroşerit hattın maksimum elektrik alan değeri: 36521 V/m ( $V_1$ )

Bir elektrik alan, bir dielektrik malzeme içinde bağlı yüklerin küçük yer değiştirmelerine neden olur ve sonuçta kutuplaşma meydana gelir. Eğer elektrik alan çok güçlü ise, elektronları moleküllerin dışına çeker ve bu elektrik alan etkisi ile elektronlar hızlanır. Hızlanan elektronların şiddetli çarpışması sonucu malzemede hasar meydana gelir. Çarpışmalar nedeniyle iyonizasyonun çığ etkisi oluşabilir. Bu durumda malzeme iletken duruma gelebilir ve büyük akımların akışına izin verebilir. Bu olay dielektrik kırılma olarak adlandırılır. Dielektrik malzemenin kırılma olmadan dayanabileceği maksimum elektrik alan şiddeti malzemenin dielektrik mukavemetidir [43].

Hava, dielektrik mukavemeti en düşük olan malzemedir. Atmosfer basıncında havanın dielektrik mukavemet değeri  $3 \times 10^6$  V/m'dir. Mikroşerit, asılı şerit ve koaksiyel iletim hatlarının hepsinin yapısında hava bulunmaktadır. Bu nedenle, bu iletim hatlarının güç dayanım kapasitesi, havanın dielektrik mukavemetine göre hesaplanabilir. Havanın dielektrik mukavemetini (aynı zamanda hava içindeki maksimum elektrik alanı), iletim hatları üzerindeki maksimum elektrik alan değerine oranladığımızda, havada kırılma oluşması için hattın üzerindeki elektrik alanı kaç kat arttırmamız gerektiğini buluruz. Havanın dielektrik mukavemeti, CST benzetim programında elde edilen, iletim hattındaki maksimum elektrik alanın  $x$  katı diyelim. Bir iletim hattının elektrik alanı  $x$  kadar arttırıldığında, hattın giriş gücü  $x^2$  kadar arttırılabilir demektir. Bir iletim hattına taşınan güç, iletim hattı iletkeni ile toprak düzlemi arasındaki gerilimin karesi doğru orantılıdır. İletim hattına taşınan güç, bu gerilimin karesi ile doğru orantılı olduğundan, aynı zamanda elektrik alanın karesi ile de doğru orantılıdır. Yani bir iletim hattının giriş gücünün ne kadar arttırılabileceği, iletim hattının elektrik alan değerinin ne kadar arttırılabileceğine bakılarak hesaplanabilir. Burada giriş gücü dBm olarak ifade edildiğinden, elde edilen  $x^2$  değerini, iletim hattının giriş gücüne  $20 \log(x)$  olarak eklemek gerekir.

- Havanın dielektrik mukavemetinin ( $V_1$ ) mikroşerit hattın maksimum elektrik alanına ( $V_2$ ) oranı:

$$\Delta_{dB} = 20 \log(V_2/V_1) = 20 \log(3 \times 10^6 / 36521) = 38.2 \text{ dB.}$$

Şekil 3.3'teki yapının giriş gücü 1 W (+30 dBm) olarak uygulanmıştır. Bu durumda hattın dayanabileceği maksimum giriş gücü aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

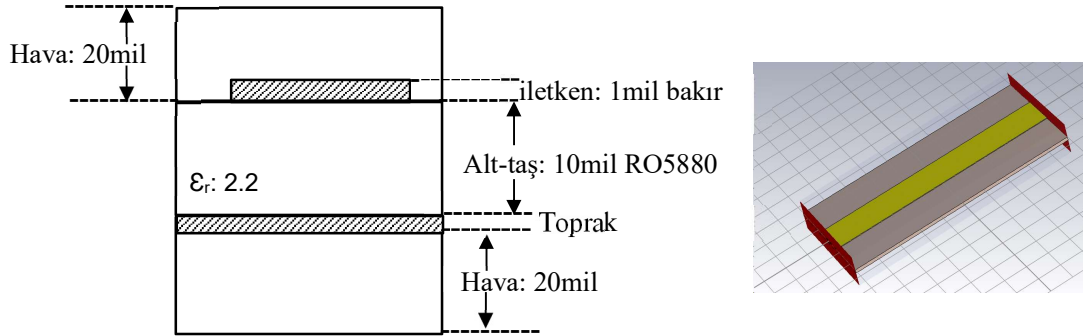
- Mikroşerit hattın güç dayanım kapasitesi:

$$30 + 38.2 = 68.2 \text{ dBm} = 6.06 \text{ kW} .$$

Bir mikroşerit hattın güç dayanım kapasitesini sınırlayan etkenler, ısıl ve dielektrik bozulmadır. İletken ve dielektrik kayıplarından kaynaklanan sıcaklık artışı, mikroşerit hattın ortalama dayanabileceği gücü sınırlarken, iletken ve toprak hattı arasındaki dielektrik bozulma ise tepe dayanım gücünü sınırlamaktadır [44].

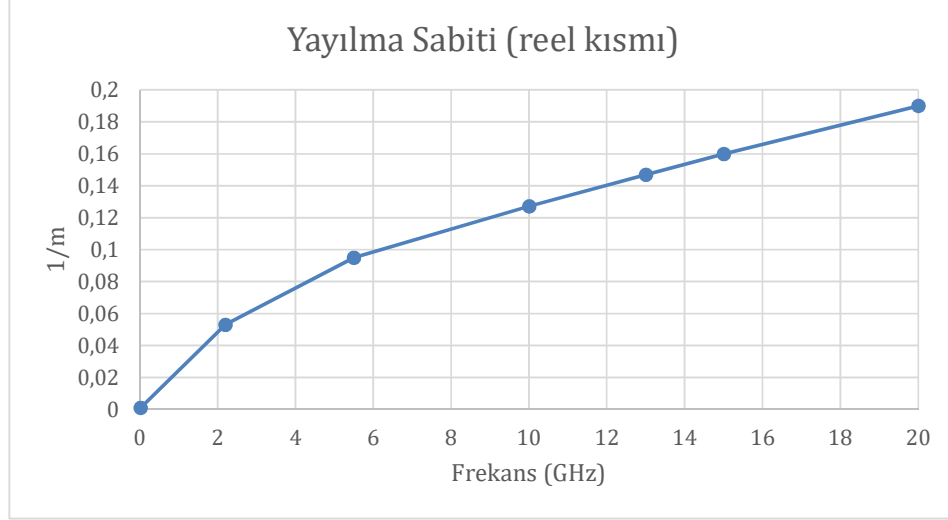
### 3.1.2. Asılı Şerit Hat Analizi

Tasarlanan asılı şerit hat Şekil 3.4'te gösterilmektedir. Mikroşerit iletim hattında olduğu gibi, 10mil (0.254mm) RO5880 alt-taşı ve bakır iletkeni (0.0254mm) kullanılmıştır. Mikroşerit hat ile şerit hat arasındaki fark, şerit hattın dielektrik malzemesinin altında 20mil hava bulunmasıdır.



Şekil 3.4. Asılı şerit hat yapısı

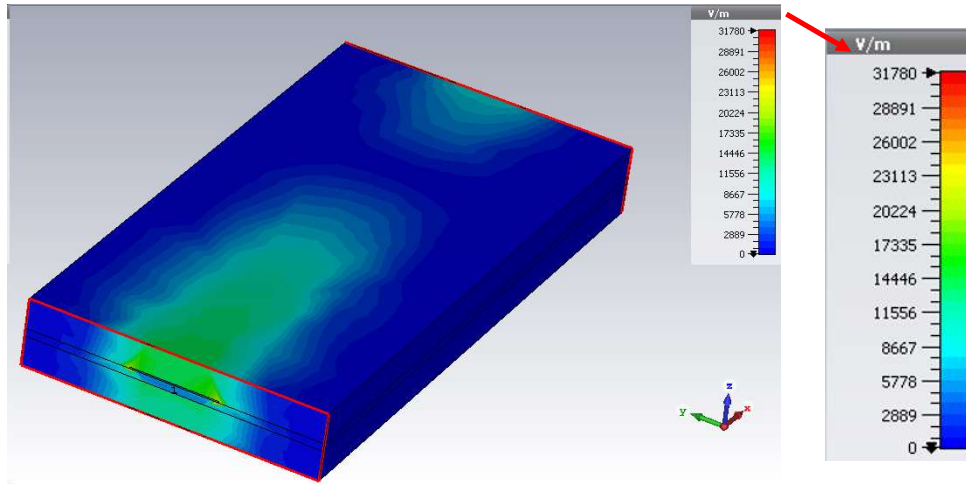
Asılı şerit hattın iletim kaybı Şekil 3.5'te gösterilmiştir. 10 GHz'te 0.12712 Np/m iletim kaybı ölçülmüştür.



Şekil 3.5. Asılı şerit hat iletim kaybı

Aynı uzunluktaki (10mm) asılı şerit ve mikroşerit iletim hatları karşılaştırıldığında, asılı şerit hattın iletim kaybının (en fazla 0.19 Np/m), mikroşerit hattın iletim kaybından (en fazla 0.53 Np/m) daha az olduğu görülmektedir. Bunun sebebi, asılı şerit hattın yapısındaki havanın daha fazla olmasından dolayı dielektrik kaybının daha az olmasıdır.

Şekil 3.6'da mikroşerit iletim hattının elektrik alan dağılımı gösterilmiştir. Hatta +30 dBm (1 W) giriş gücü uygulandığında, hattın en yüksek elektrik alan değeri 31780 V/m olarak hesaplanmıştır.



Şekil 3.6. Asılı şerit hattın elektrik alan yoğunluğu

Asılı şerit hattın güç dayanım kapasitesi aşağıdaki gibi hesaplanır:

- Havanın dielektrik dayanımı:  $3 \cdot 10^6$  V/m ( $V_2$ )
- Şerit hattın maksimum elektrik alan değeri: 31780 V/m ( $V_1$ )
- Havanın dielektrik mukavemetinin ( $V_1$ ) şerit hattın maksimum elektrik alanına ( $V_2$ ) oranı:

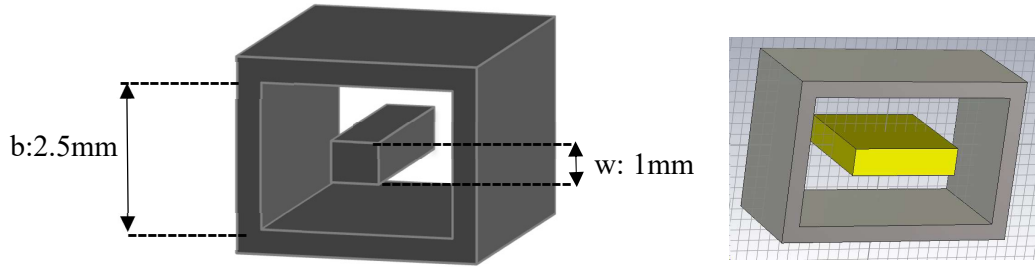
$$\Delta_{dB} = 20 \log(V_2/V_1) = 20 \log(3 \cdot 10^6/31780) = 39.5 \text{ dB} .$$

- Şerit iletim hattının dayanabileceği maksimum giriş gücü değeri:

$$30 + 39.5 = 69.5 \text{ dBm} = 8.9 \text{ kW} .$$

### 3.1.3. Kare İletkenli Kare Koaksiyel Hat Analizi

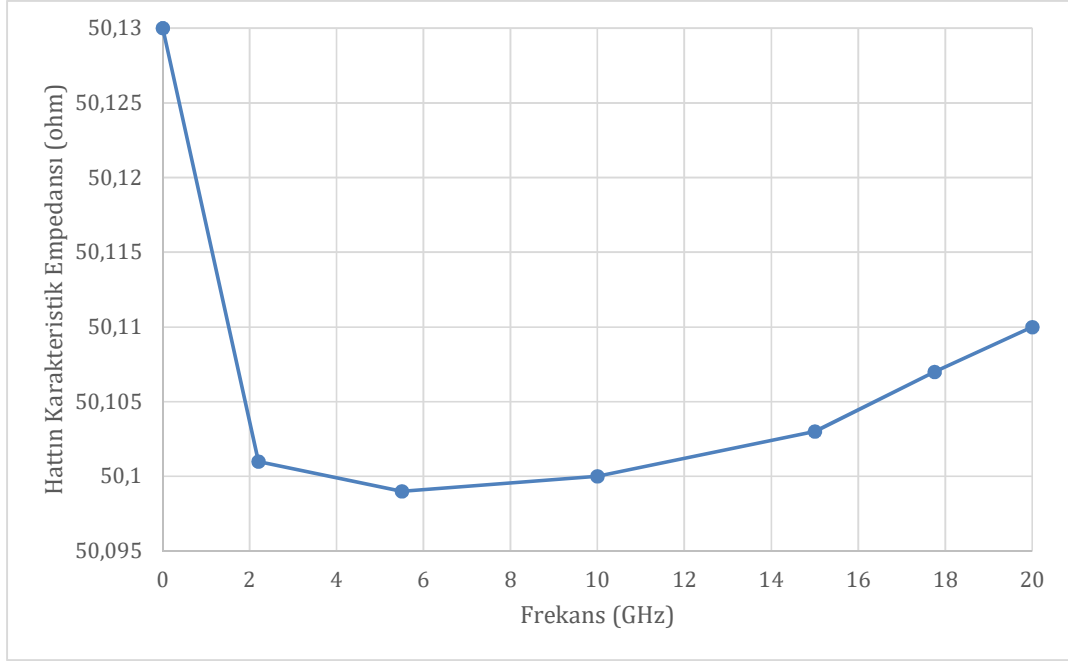
Şekil 3.7’de kare iletkenli kare koaksiyel hat tasarımı gösterilmiştir. İç iletkenin yüksekliği 1 mm, dış iletkenin yüksekliği 2.5 mm olarak tasarlanmıştır. İç ve dış iletken malzeme olarak alüminyum seçilmiştir.



Şekil 3.7. Kare iç ve dış iletkenli kare koaksiyel hat tasarımı

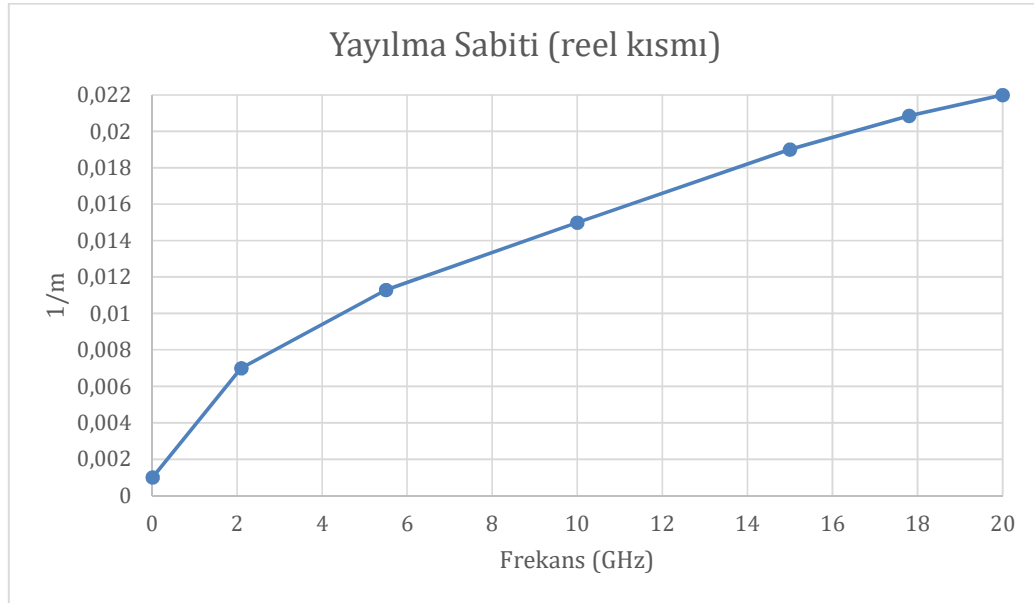
Şekil 3.8’de görüldüğü gibi tasarlanan hattın empedansı 0.1-20 GHz frekans bandı boyunca  $50 \Omega$ ’a oldukça yakın elde edilmiştir.





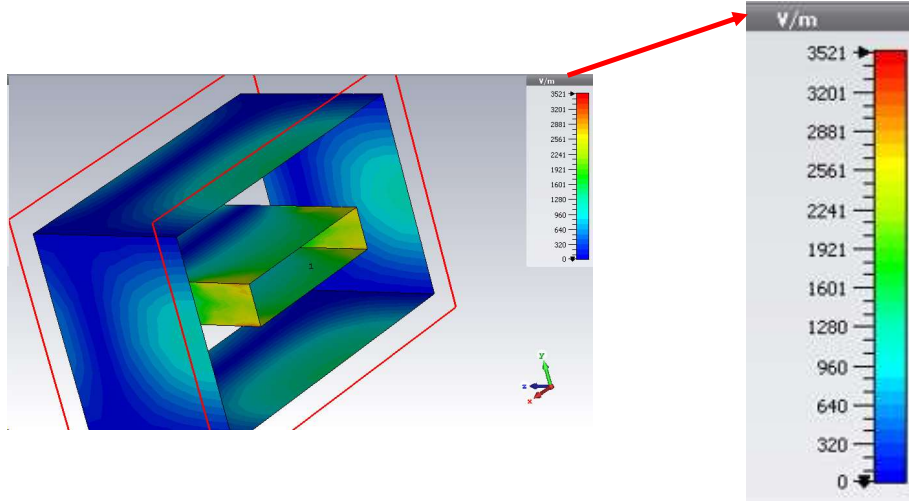
Şekil 3.8. Kare iletkenli kare koaksiyel iletim hattının frekansa bağlı karakteristik empedans eğrisi

Şekil 3.9’da, tasarlanan koaksiyel hattının iletim kaybı eğrisi verilmiştir. Hattın iletim kaybı 10 GHz’te 0.015273 Np/m olarak ölçülmüştür.



Şekil 3.9. Kare iletkenli kare koaksiyel iletim hattının iletim kaybı eğrisi

Tasarlanan iletim hattının elektrik alan dağılımı Şekil 3.10’da gösterilmiştir. Maksimum elektrik alan 3521 V/m olarak ölçülmüştür.



Şekil 3.10. Kare iletkenli kare koaksiyel hattının elektrik alan dağılımı

Kare iletkenli kare koaksiyel hattın güç dayanım kapasitesi aşağıdaki gibi hesaplanır:

- Havanın dielektrik dayanımı:  $3 \cdot 10^6$  V/m ( $V_2$ )
- Kare koaksiyel hattın maksimum elektrik alan değeri: 3521 V/m ( $V_1$ )
- Havanın dielektrik mukavemetinin ( $V_1$ ) kare koaksiyel hattın maksimum elektrik alanına ( $V_2$ ) oranı:

$$\Delta_{dB} = 20 \log(V_2/V_1) = 20 \log(3 \cdot 10^6 / 3521) = 58.6 \text{ dB} .$$

- Kare koaksiyel hattın dayanabileceği maksimum giriş gücü değeri:

$$30 + 58.6 = 88.6 \text{ dBm} = 724 \text{ kW} .$$

### 3.1.4. Analiz Sonuçlarının Karşılaştırılması

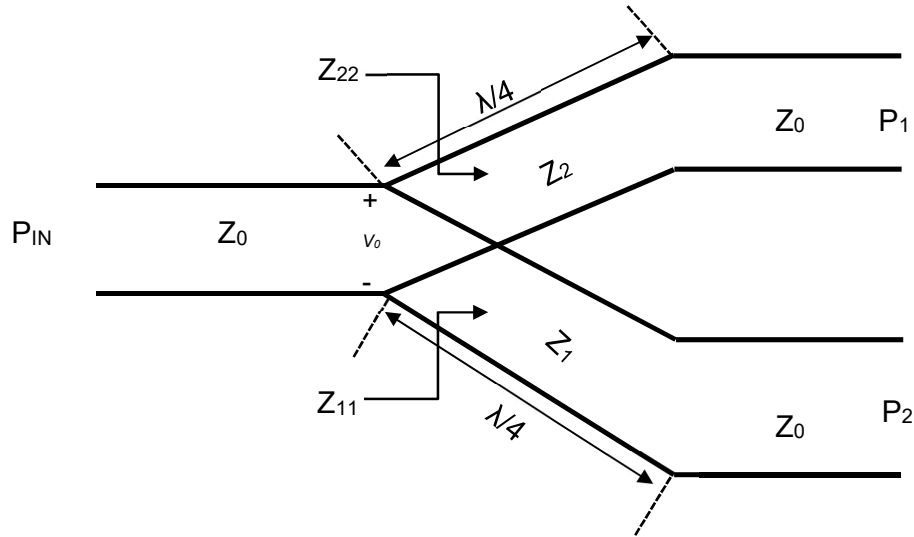
Mikroşerit, şerit ve kare koaksiyel iletim hatlarının iletim kaybı ve güç dayanım kapasiteleri karşılaştırıldığında, kare iletkenli kare koaksiyel iletim hattının en düşük iletim kaybına ve en yüksek güç dayanım kapasitesine sahip olduğu görülmüştür. Koaksiyel hattın içi hava dolu olması sebebiyle, dielektrik malzemeden kaynaklı kaybı

daha az olduğu ve dielektrik bozulma gibi bir parametresinin olmaması da güç dayanım kapasitesinin daha yüksek olduğu gözlemlenmiştir.

Koaksiyel hat, tasarım yönünden birçok farklı seçenek sunmaktadır. Hatların arasındaki mesafenin ve hatların kalınlıklarının tasarım isterine göre optimize edilmesi, yapının uygulama alanlarını arttırmaktadır. Koaksiyel hattın bir dezavantajı, iletkenlerin birbirine yakın olduğu tasarımlarda, iç iletken ile dış iletken arasında yüksek ısının meydana gelmesidir.

### 3.2. Kare Koaksiyel İletken Hatlı Güç Birleştirici Tasarımı

Kayıpsız T-bağlantı topolojisi kullanılarak; 2, 4 ve 8 kapılı güç birleştiricilerin tasarımı ve 2, 4 kapılı güç birleştiricilerinin üretimi gerçekleştirilmiştir. Şekil 3.11’de kullanılan topolojinin şematiği gösterilmiştir. Bu topolojide çeyrek ( $\lambda/4$ ) dalga dönüştürücüleri kullanılmıştır.



Şekil 3.11. Kare koaksiyel güç birleştirici yapılarında kullanılan T-bağlantı şematiği

Bu topolojiye göre,  $Z_0$  empedansı  $50 \Omega$  olduğunda aşağıdaki eşitliklere göre  $Z_1$  ve  $Z_2$  empedansları  $70.7 \Omega$  elde edilmektedir.

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{Z_{11}} + \frac{1}{Z_{22}} \quad (3.2a)$$

$$Z_{11} = Z_{22} = \sqrt{Z_2 \times Z_0} = \sqrt{Z_1 \times Z_0} \quad (3.2b)$$

Şekil 3.11’de kullanılan hatların empedans değerleri Tablo 3.1’deki gibidir.

Tablo 3.1. Tasarlanan güç birleştirici içerisindeki iletim hatlarının empedans değerleri

İletim Hattı	Empedans Değeri (Ω)
$Z_0$	50
$Z_{11}$	100
$Z_{22}$	100
$Z_1$	70.7
$Z_2$	70.7

Kare koaksiyel iletim hattı yapısında, Tablo 1’deki empedans değerlerini sağlayan hat kalınlıkları Tablo 3.2’de verilmiştir.

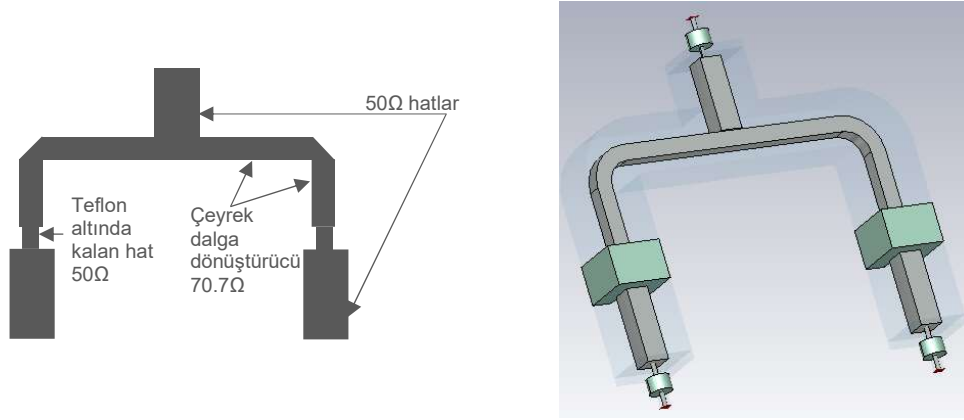
Tablo 3.2. Tasarlanan güç birleştiricilerin iletken kalınlıkları

Parametre	Kalınlık (mm)
Dış iletken kalınlığı	5.7602
50Ω hattın kalınlığı	2.304
70.7Ω hattın kalınlığı	1.6226
Teflon parçaların kalınlığı	1.65

### 3.2.1. 2 Kapılı Kare Koaksiyel Hatlı Güç Birleştirici Tasarımı ve Üretimi

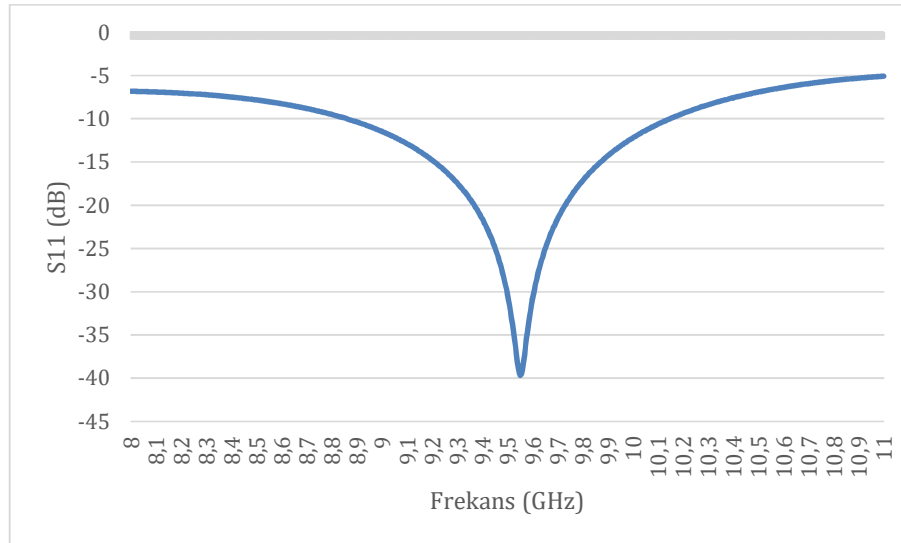
2 kapılı kare koaksiyel iletim hattına sahip güç birleştirici için tasarlanan yapı Şekil 3.12’de gösterilmiştir. Şekil 3.12.a’da yapının şematiği, Şekil 3.12.b’de üç boyutlu tasarımı gösterilmiştir. Üç boyutlu yapının giriş ve çıkış hatlarına, ölçüm arayüzünde kullanılacak olan 18 mil seal’in modeli eklenerek tüm yapının birlikte analizi yapılmıştır. Yapıda iç iletken ile dış iletkeni birbirine tutturun 2 adet teflon parça kullanılmıştır. Tutucu parça olarak teflon malzeme seçilmesinin nedeni, teflonun dielektrik sabitinin

( $\epsilon_r = 2.1$ ) havanın dielektrik sabitine ( $\epsilon_r = 1$ ) yakın olmasıdır. Böylece yapıdaki dielektrik kaybın düşük olması amaçlanmıştır.

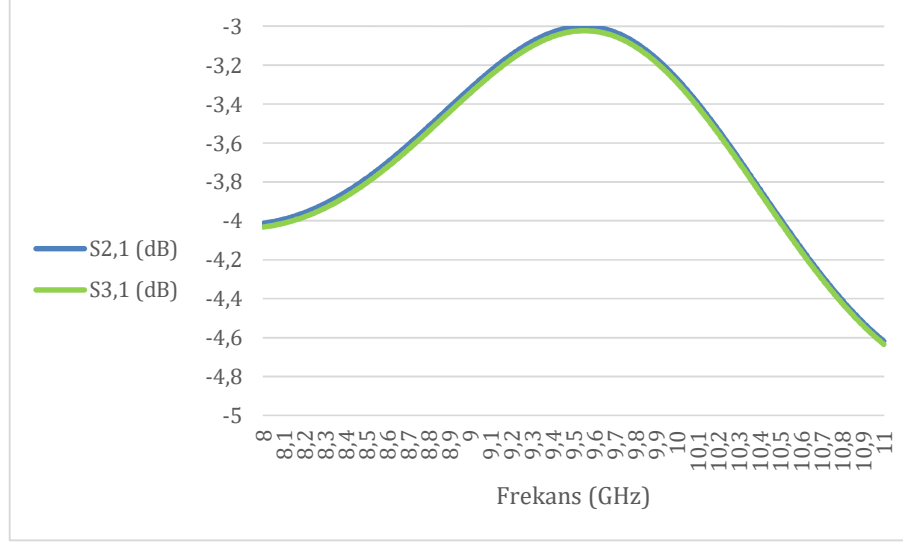


Şekil 3.12. a) 2 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin şematik gösterimi b) 2 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin üç boyutlu tasarımı

Şekil 3.13'te, 2 kapılı güç birleştiricinin analizi sonucunda elde edilen geri dönüş kaybı, Şekil 3.14'te ise iletim kaybı gösterilmiştir.

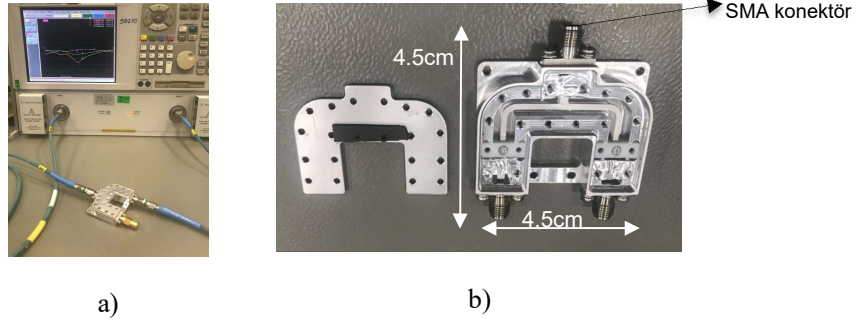


Şekil 3.13. 2 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin geri dönüş kaybı eğrisi



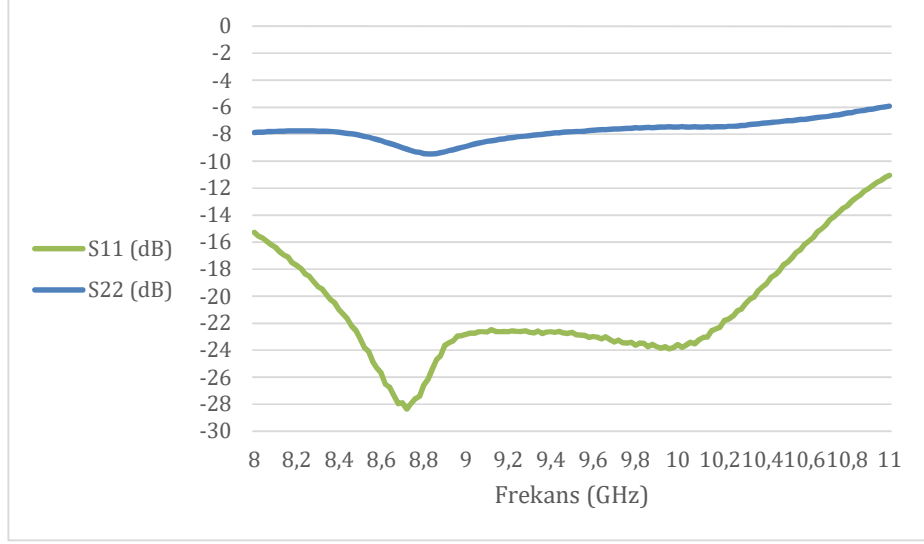
Şekil 3.14. 2 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin iletim kaybı eğrisi

Tasarlanan 2 kapılı koaksiyel güç birleştiricinin üretilmiş hali Şekil 3.15'teki gibidir. Birleştiricinin, istenen frekans bölgesinde (8.5-10.5 GHz) çalışması için iç iletken hattın üzerindeki havanın yüksekliğinin bazı noktalarda farklı olmasına ihtiyaç duyulmuştur. Bu nedenle Şekil 3.15b'deki gibi bazı ayarlamalar yapılmıştır.



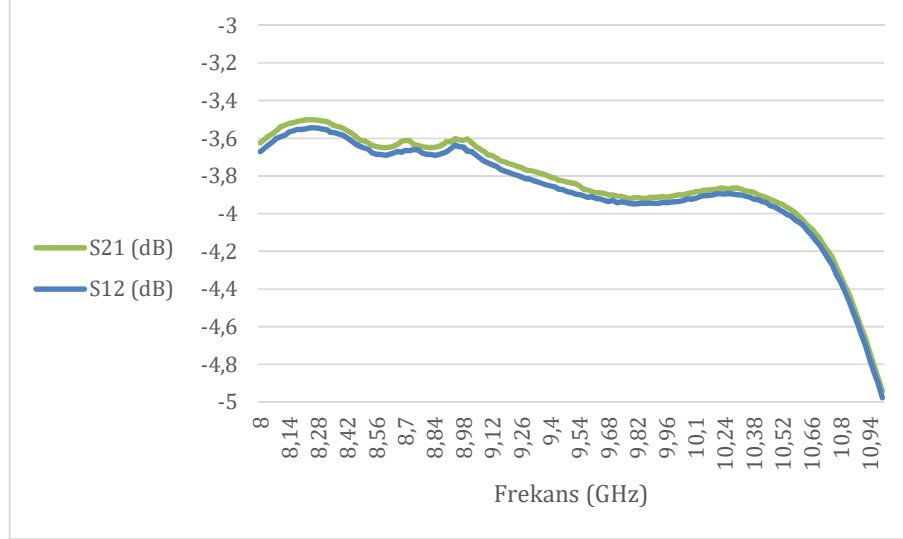
Şekil 3.15. a) 2 kapılı koaksiyel güç birleştiricinin kapağı kapalı hali ile ölçüm düzeneği  
b) yapının kapağı açık hali (4.5x4.5x1 cm)

Üretilen 2 kapılı güç birleştiricinin ölçüm sonuçları, Şekil 3.16'daki gibidir. Şekil 3.16 incelendiğinde üretilen yapının giriş geri dönüş kaybının (S11) 8.5-10.5 GHz frekans bölgesinde 20 dB'den iyi olduğu görülmektedir. Yapıda izolasyon bulunmadığı için çıkış yansımaları (S22) değeri -6/-10 dB aralığında ölçülmüştür.



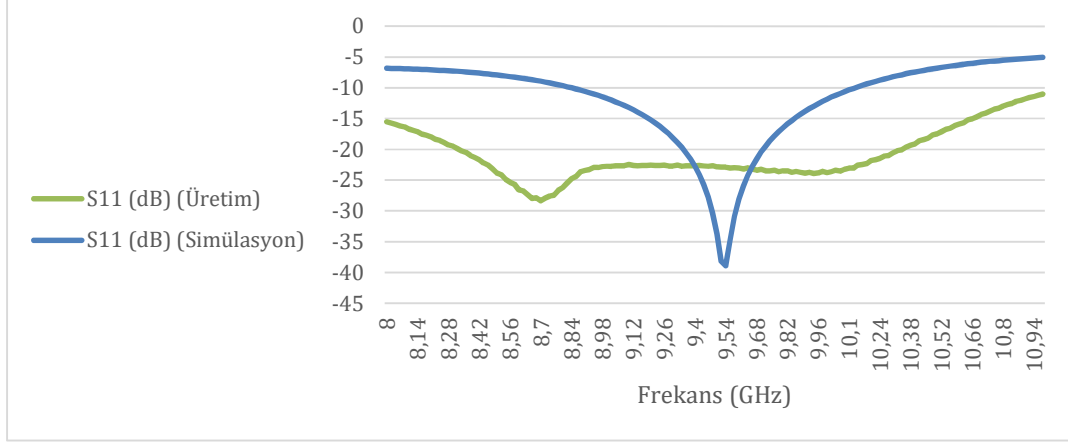
Şekil 3.16. Üretilen 2 kapılı koaksiyel güç birleştirici geri dönüş grafiği

Şekil 3.17'ye bakıldığında, yapının iletim kaybının 8.5-10.5 GHz frekans bandında 0.6-0.97 dB aralığında olduğu gözlenmiştir.



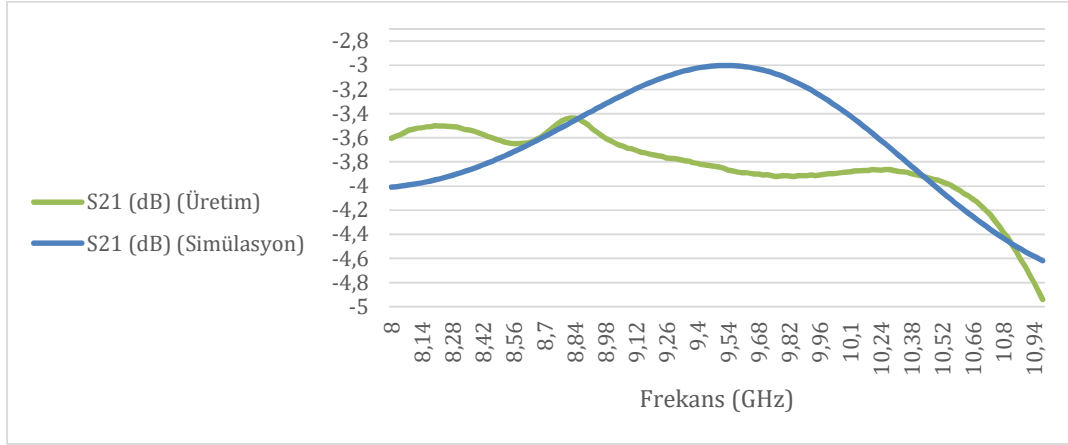
Şekil 3.17. Üretilen 2 kapılı koaksiyel güç birleştirici iletim kaybı grafiği

Şekil 3.18'de, yapının benzetim ve üretim sonucu elde edilen geri dönüş kaybı eğrilerinin karşılaştırması yapılmıştır.



Şekil 3.18. 2 kapılı koaksiyel güç birleştiricinin benzetim ve üretim geri dönüş kaybı eğrilerinin karşılaştırılması

Şekil 3.19’da, yapının benzetim ve üretim sonucu elde edilen iletim kaybı eğrilerinin karşılaştırması yapılmıştır.



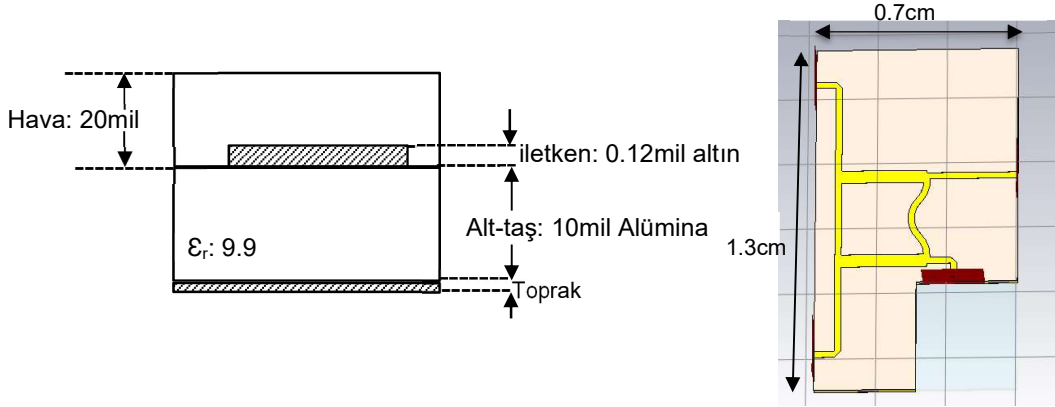
Şekil 3.19. 2 kapılı koaksiyel güç birleştiricinin benzetim ve üretim iletim kaybı eğrilerinin karşılaştırılması

### 3.2.1.1. 2 Kapılı Hibrit Bağlayıcı Güç Birleştirici Tasarımı ve Üretimi

Şekil 3.20’de mikroşerit iletim hattı yapısına sahip 2 kapılı hibrit bağlayıcı güç birleştirici tasarımının iki ve üç boyutlu çizimi gösterilmektedir.

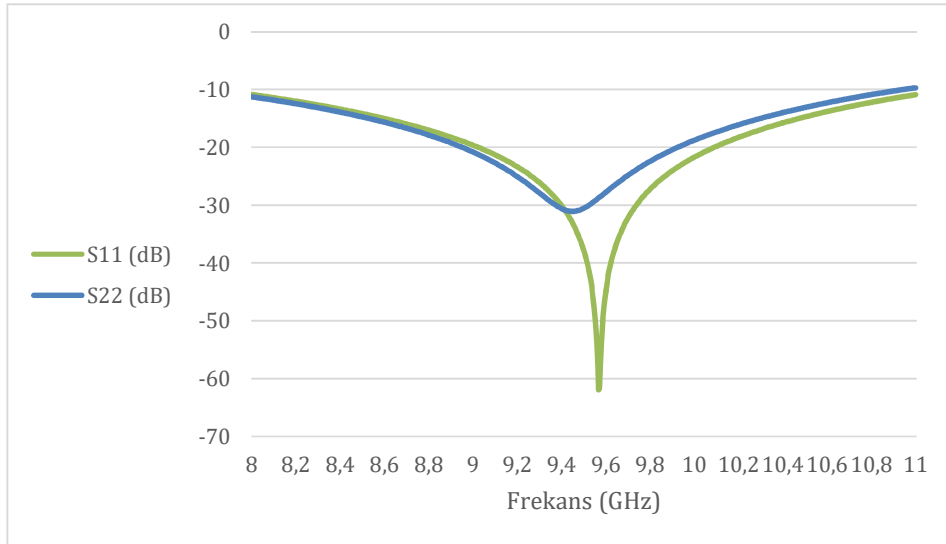


Tasarımda 10 mil (0.254 mm) alümina alt-taş üzerine 0.12 mil (0.003048 mm) altın iletkeni kullanılmıştır.

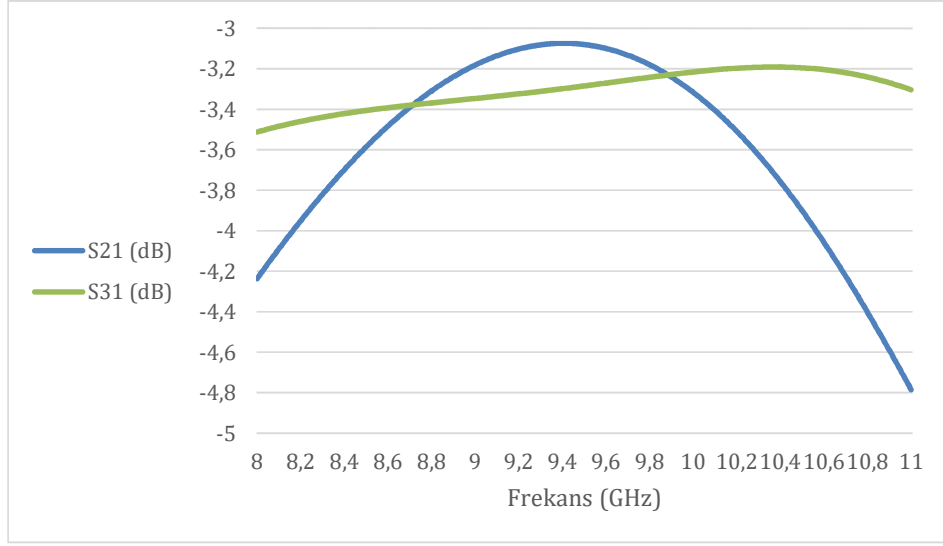


Şekil 3.20. 2 kapılı hibrit bağlayıcı yapısı

CST benzetim ortamında tasarlanan 2 kapılı hibrit bağlayıcının analiz sonuçları Şekil 3.21 ve Şekil 3.22'de gösterilmiştir.

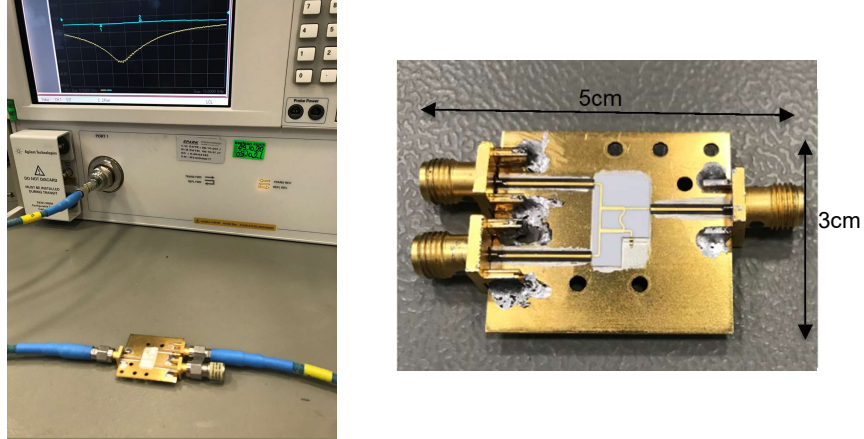


Şekil 3.21. Tasarlanan 2 kapılı hibrit bağlayıcı geri dönüş kaybı eğrisi



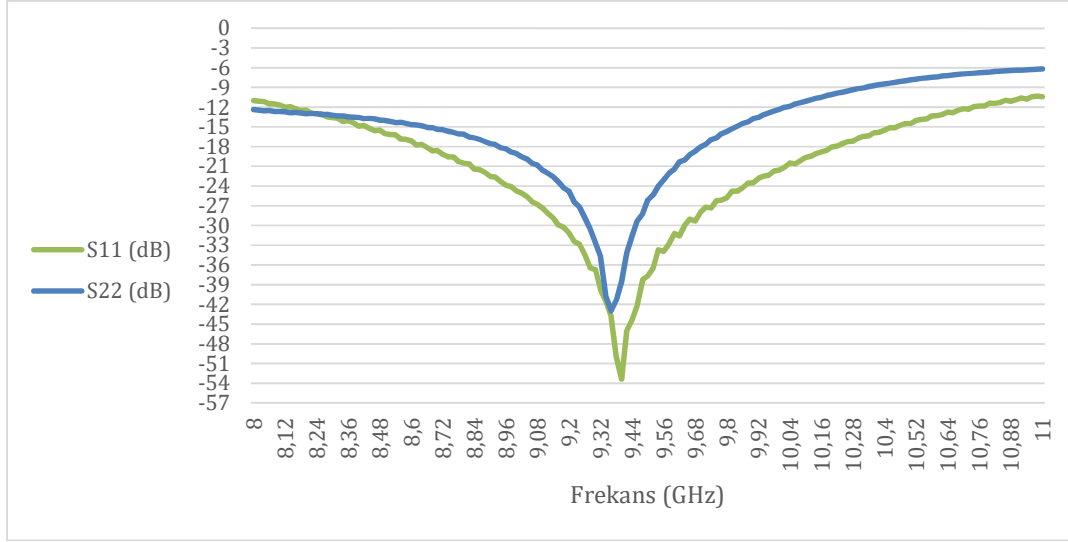
Şekil 3.22. Tasarlanan 2 kapılı hibrit bağlayıcı iletim kaybı eğrisi

Üretilen 2 kapılı hibrit bağlayıcı güç birleştirici yapısı ve ölçüm düzeneği Şekil 3.23'teki gibidir. Hibrit bağlayıcının izolasyon kapasitesi  $50 \Omega$  direnç ile sonlandırılmıştır.



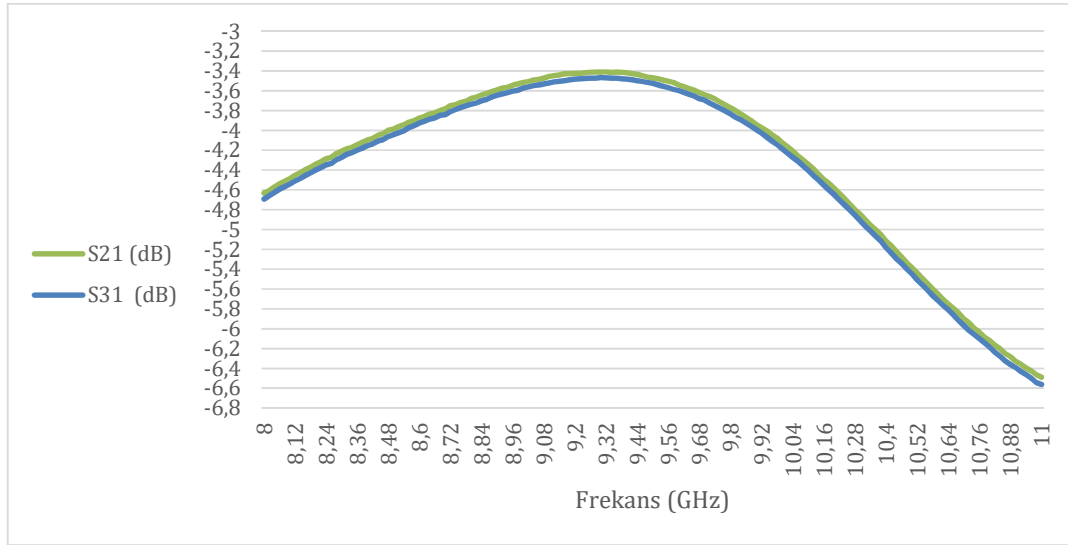
Şekil 3.23. a) 2 kapılı hibrit bağlayıcı ölçüm düzeneği b) 2 kapılı hibrit bağlayıcı yapısı

Şekil 3.24'teki eğri incelendiğinde, hibrit bağlayıcı yapısının 8.78-10.08 GHz frekans bandında giriş yansımalarının ( $S_{11}$ ) 20 dB'den iyi olduğu ve izolasyonlu yapısı nedeniyle çıkış yansımalarının da 8.66-9.82 GHz frekans bandı boyunca ( $S_{22}$ ) 15dB'den iyi olduğu görülmektedir.



Şekil 3.24. Üretilen 2 kapılı hibrit bağlayıcı geri dönüş kaybı eğrisi

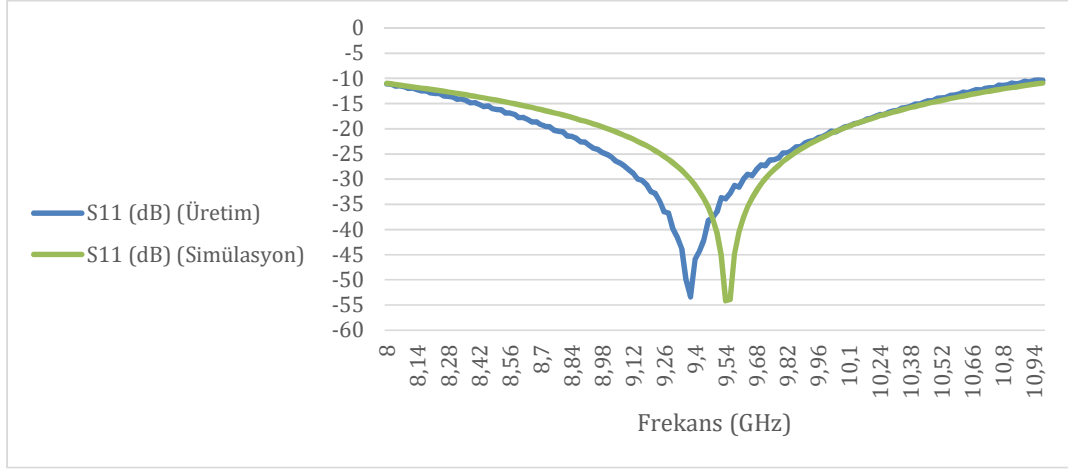
Şekil 3.25'teki iletim kaybı eğrisi, yapının iletim kaybının 8.96-9.86 GHz frekans bandında 0.6-0.97 dB olduğu görülmektedir.



Şekil 3.25. Üretilen 2 kapılı hibrit bağlayıcı iletim kaybı eğrisi

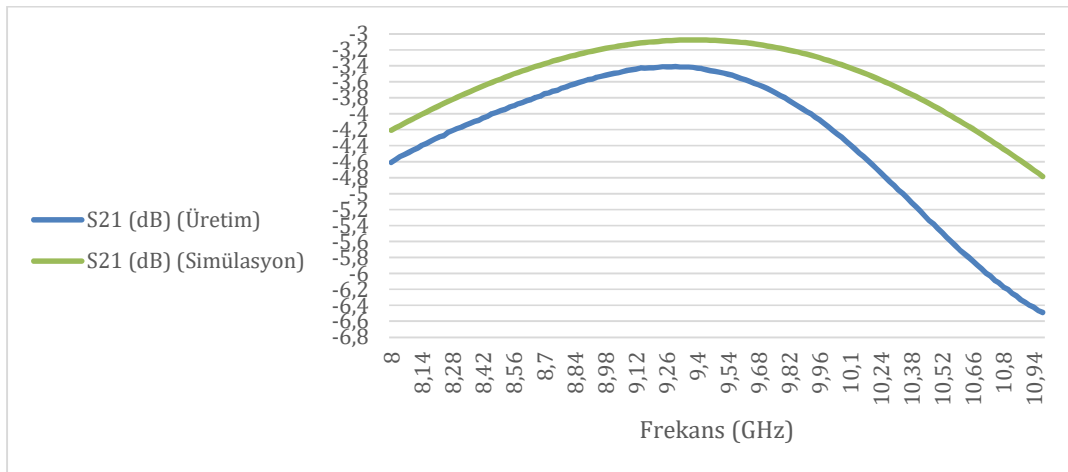
Şekil 3.26'da, yapının benzetim ve üretim sonucu elde edilen geri dönüş kaybı eğrilerinin karşılaştırması yapılmıştır. Benzetim sonucunda yapının geri dönüş kaybının en az

olduğu frekans 9.54 GHz iken, üretilen yapıda bu frekansın 9.38 GHz olduğu görülmüştür.



Şekil 3.26. 2 kapılı hibrit bağlayıcı güç birleştiricinin benzetim ve üretim geri dönüş kaybı eğrilerinin karşılaştırılması

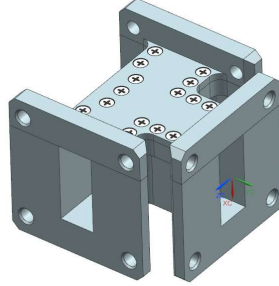
Şekil 3.27'de, yapının benzetim ve üretim sonucu elde edilen geri dönüş kaybı eğrilerinin karşılaştırması yapılmıştır. Benzetim sonucunda yapının iletim kaybı 8.96-9.86 GHz frekans bandında en fazla 0.3 dB olarak elde edilmiştir. Üretilen yapıda bu kaybın 8.96-9.86 GHz frekans bandında 0.6-0.97 dB olduğu görülmüştür.



Şekil 3.27. 2 kapılı hibrit bağlayıcı güç birleştiricinin benzetim ve üretim iletim kaybı eğrilerinin karşılaştırılması

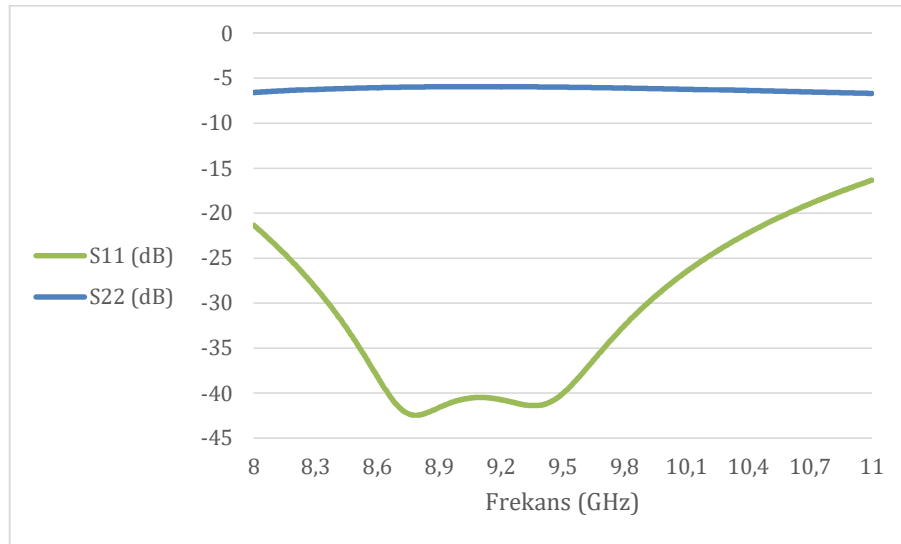
### 3.2.1.2. 2 Kapılı Dalga Kılavuzu Güç Birleştirici Tasarımı ve Üretimi

Şekil 3.28’de dalga kılavuzu yapısındaki 2 kapılı güç birleştirici tasarımının üç boyutlu çizimi gösterilmektedir.

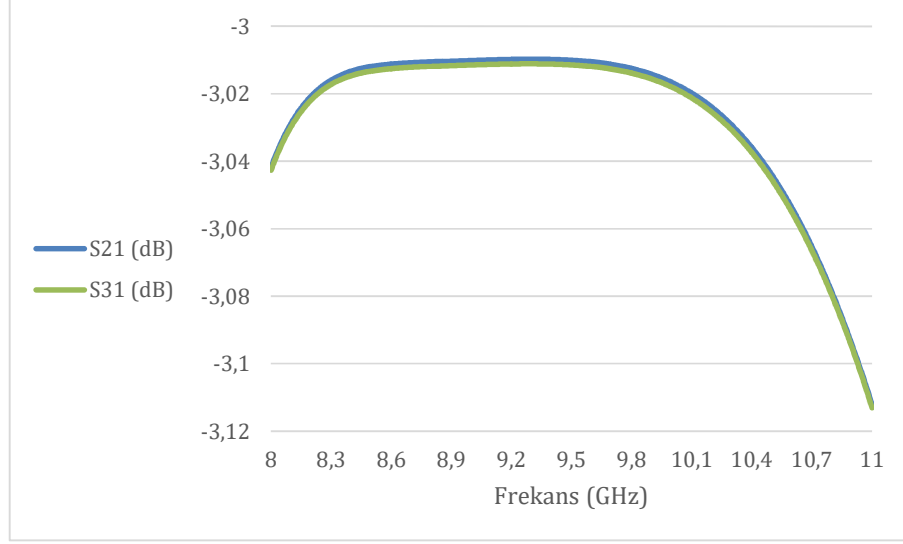


Şekil 3.28. 2 kapılı dalga kılavuzu güç birleştirici yapısı

CST programında tasarlanan dalga kılavuzu güç birleştirici yapısının benzetim sonuçları Şekil 3.29 ve Şekil 3.30’da gösterilmektedir.

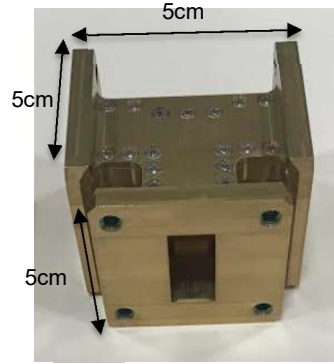
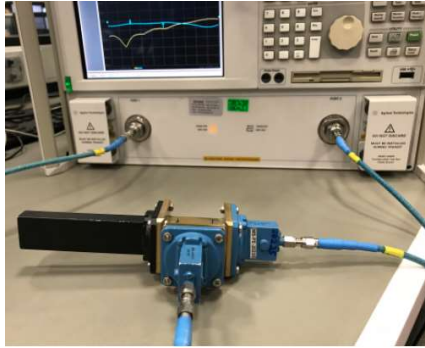


Şekil 3.29. Tasarlanan 2 kapılı dalga kılavuzunun geri dönüş kaybı eğrisi



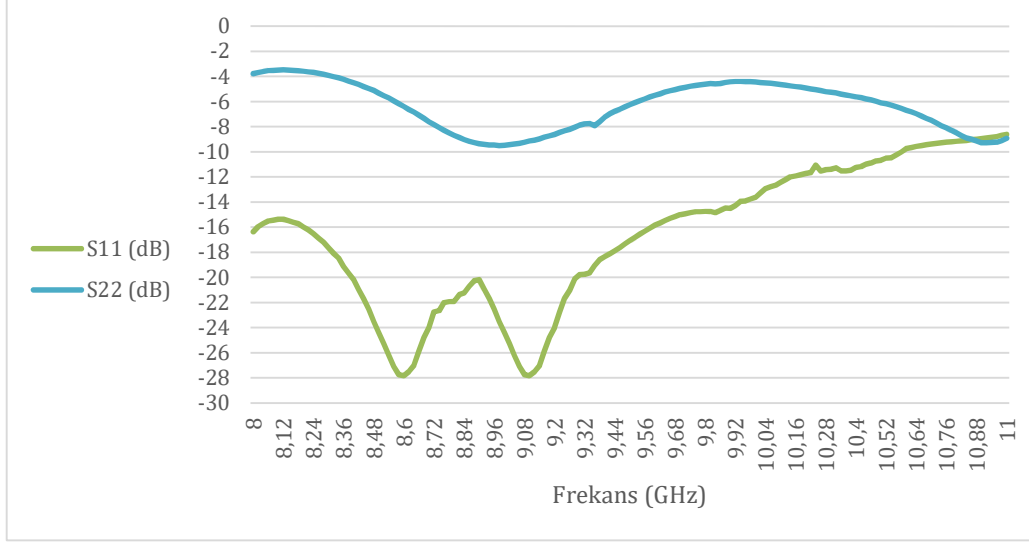
Şekil 3.30. Tasarlanan 2 kapılı dalga kılavuzunun geri dönüş kaybı eğrisi

Şekil 3.31'de üretilen yapı ve ölçüm düzeneği gösterilmektedir. Dalga kılavuzu, alüminyum üzerine sarı alodin malzemesi kaplı olarak üretilmiştir.



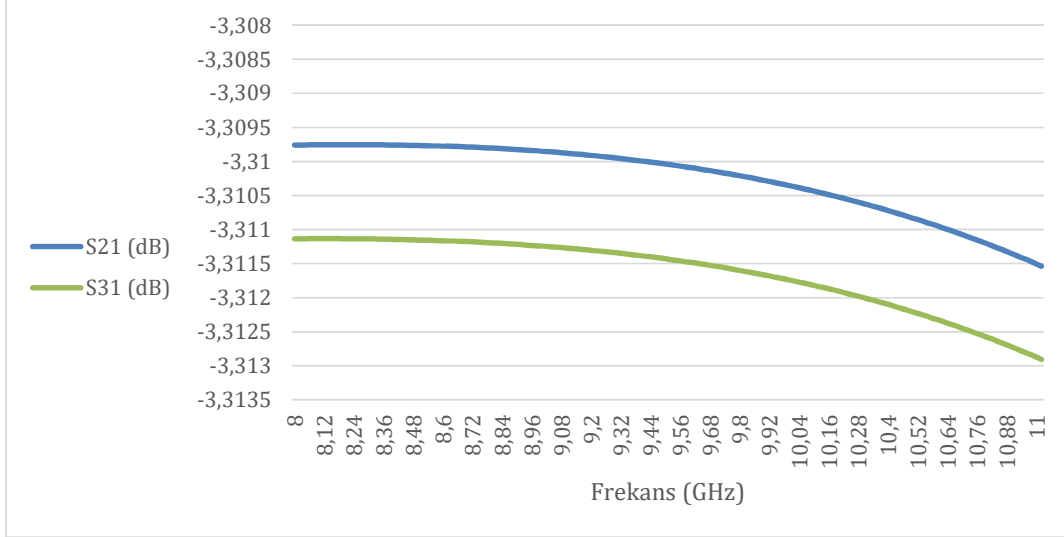
Şekil 3.31. a) 2 kapılı dalga kılavuzunun ölçüm düzeneği b) 2 kapılı dalga kılavuzunun önden görünümü

Şekil 3.32'de, üretilen yapının geri dönüş kaybı eğrisi gösterilmektedir. Yapının giriş yansımalarının (S11), 8-10.5 GHz frekans bandında 10 dB'den iyi olduğu görülmektedir.



Şekil 3.32. Üretilen 2 kapılı dalga kılavuzunun geri dönüş kaybı eğrisi

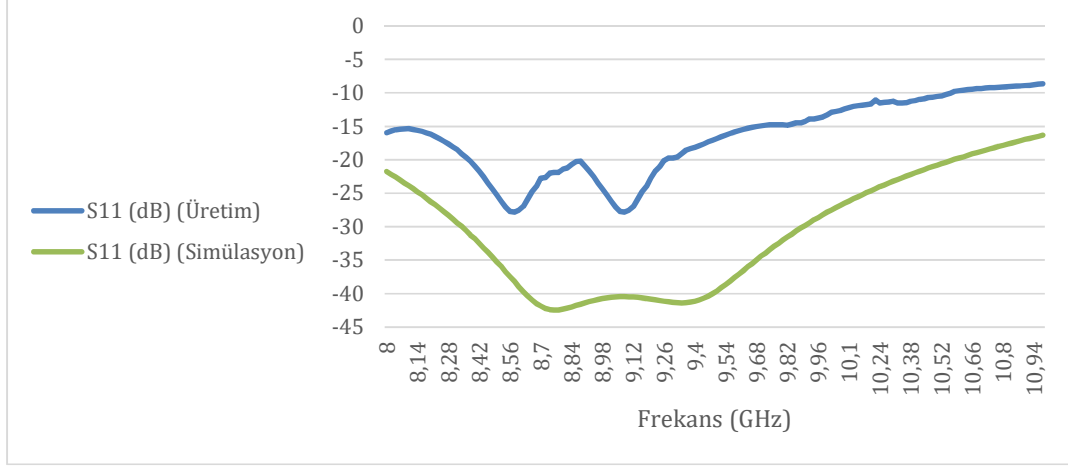
Şekil 3.33'teki grafiğe bakıldığında, üretilen 2 kapılı dalga kılavuzu yapısının 8-10.5 GHz frekans bandında en fazla 0.313 dB iletim kaybı ile çalıştığı gözlenmektedir.



Şekil 3.33. Üretilen 2 kapılı dalga kılavuzunun iletim kaybı eğrisi

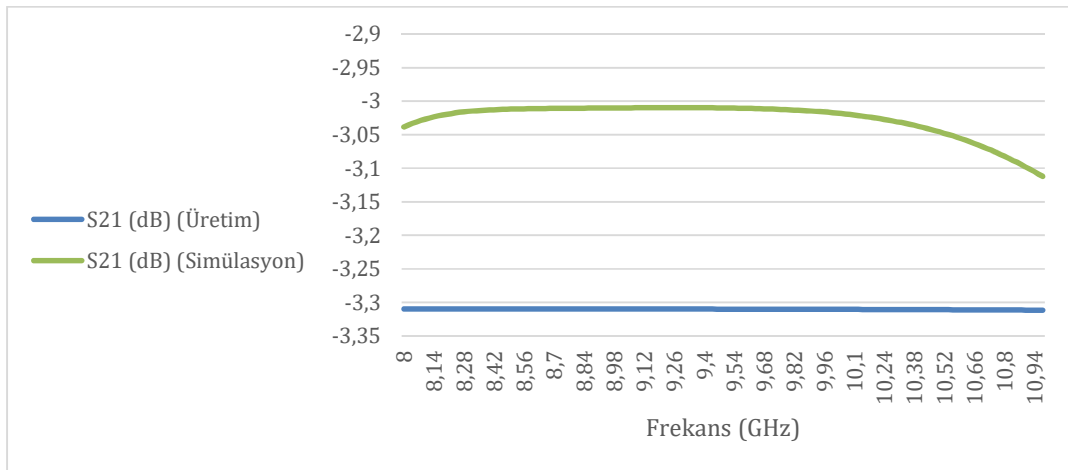
Şekil 3.34'te, yapının benzetim ve üretim sonucu elde edilen geri dönüş kaybı eğrilerinin karşılaştırması yapılmıştır. Benzetim sonucunda yapının geri dönüş kaybı 8-10.5 GHz

frekans bandında 20 dB'den iyi olarak elde edilmiştir. Üretilen yapıda bu kaybın 8-10.5 GHz frekansında 10 dB'den iyi olduğu görülmüştür.



Şekil 3.34. 2 kapılı dalga kılavuzu güç birleştiricinin benzetim ve üretim geri dönüş kaybı eğrilerinin karşılaştırılması

Şekil 3.35'te, yapının benzetim ve üretim sonucu elde edilen geri dönüş kaybı eğrilerinin karşılaştırması yapılmıştır. Benzetim sonucunda yapının iletim kaybı 8-10.5 GHz frekans bandında en fazla 0.06 dB olarak elde edilmiştir. Üretilen yapıda bu kaybın 8-10.5 GHz frekansında yaklaşık 0.313 dB olduğu görülmüştür.

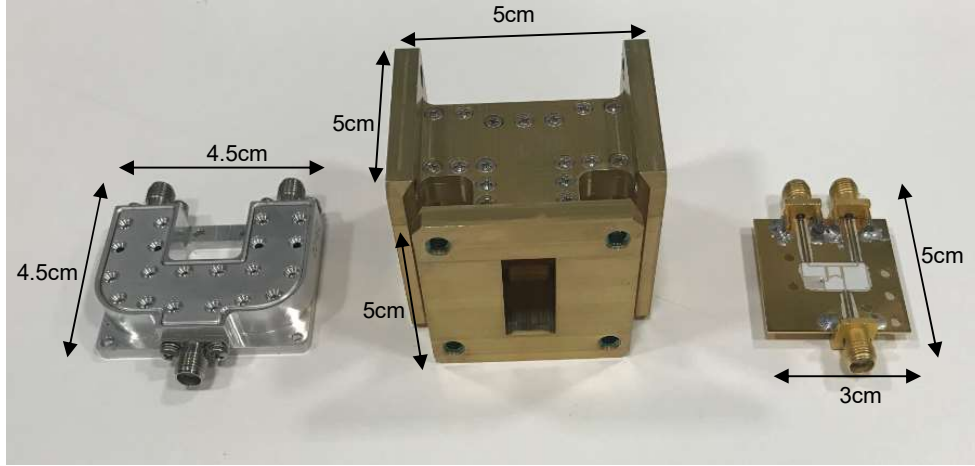


Şekil 3.35. 2 kapılı dalga kılavuzu güç birleştiricinin benzetim ve üretim iletim kaybı eğrilerinin karşılaştırılması



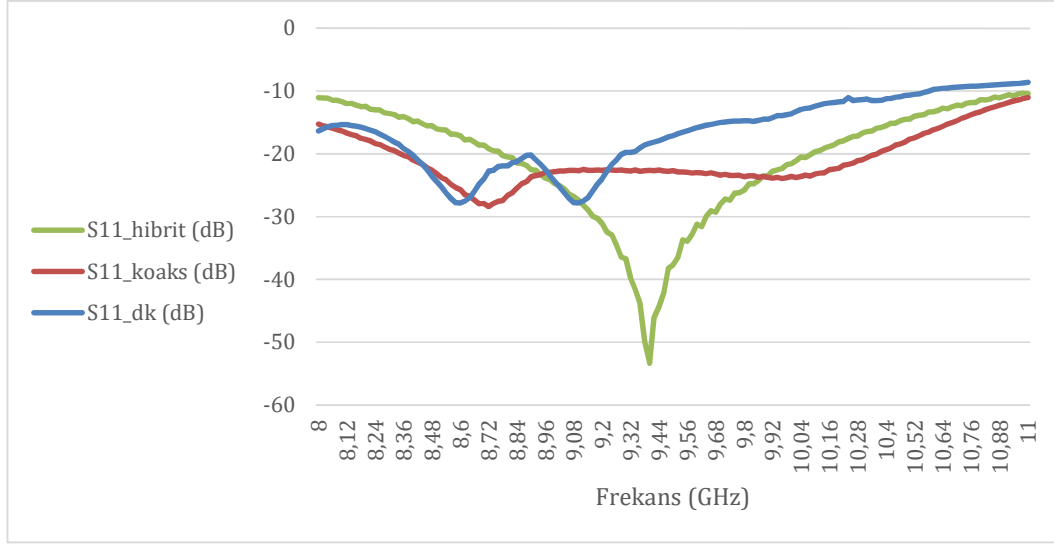
### 3.2.1.3. Üretilen 2 Kapılı Güç Birleştiricilerin Sonuçlarının Karşılaştırılması

Üretilen 2 kapılı güç birleştirici yapıları Şekil 3.36’da gösterilmektedir. Bu yapılar incelendiğinde, koaksiyel güç birleştiricinin dalga kılavuzundan küçük, hibrit bağlayıcıdan daha büyük boyutlarda olduğu görülmektedir.

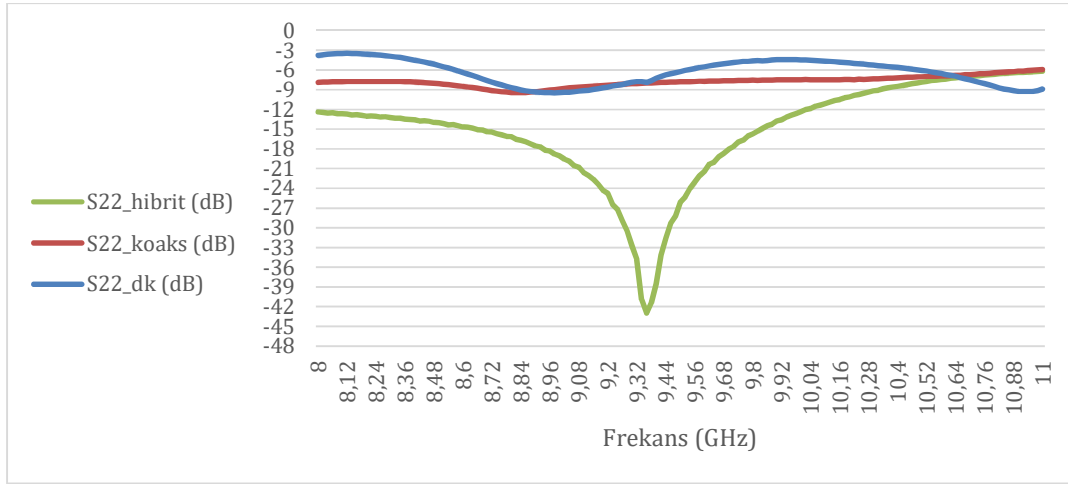


Şekil 3.36. Üretilen 2 kapılı güç birleştirici yapıları

Şekil 3.37, Şekil 3.38 ve Şekil 3.39, üretilen iki kollu güç birleştirici yapılarının üretim sonuçlarının karşılaştırılmasını göstermektedir. Şekil 3.37 ve Şekil 3.38’e bakıldığında hibrit bağlayıcının giriş ve çıkış yansımalarının diğer yapılara göre daha iyi olduğu gözlenmiştir. Bunun nedeni, hibrit bağlayıcının 4. kapısının 50  $\Omega$  direnç ile sonlandırılması nedeniyle yapının izolasyona sahip olmasıdır.

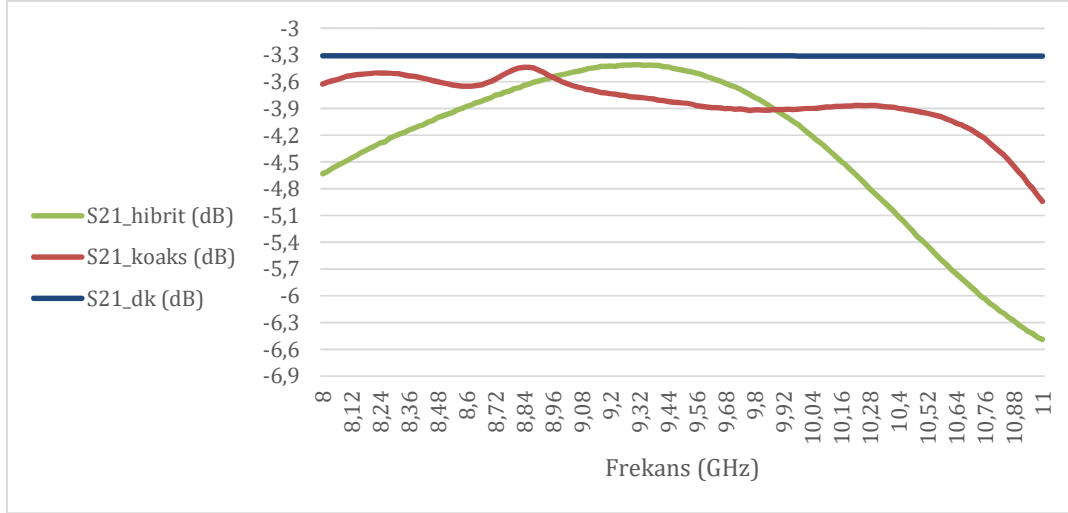


Şekil 3.37. Üretilen 2 kapılı güç birleştiricilerin giriş yansımaya eğrileri



Şekil 3.38. Üretilen 2 kapılı güç birleştiricilerin çıkış yansımaya eğrileri

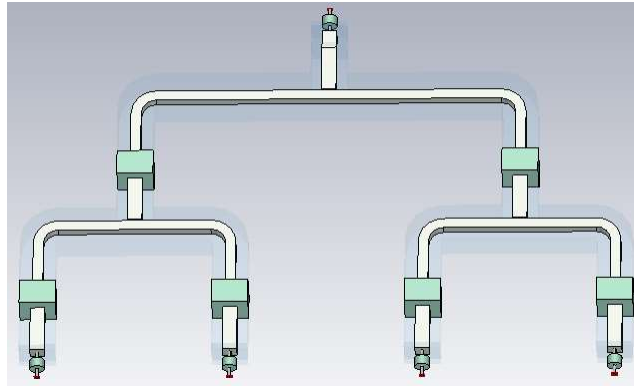
Şekil 3.39'daki eğriye bakıldığında; hibrit bağlayıcının dar bantta en düşük iletim kaybına sahip olduğu, dalga kılavuzu güç birleştiricinin ise daha geniş bantta çalıştığı görülmektedir. Koaksiyel güç birleştirici, dalga kılavuzuna göre yüksek iletim kaybına, hibrit bağlayıcıya göre ise daha geniş çalışma frekans bandına sahiptir.



Şekil 3.39. Üretilen 2 kapılı güç birleştiricilerin iletim kaybı eğrileri

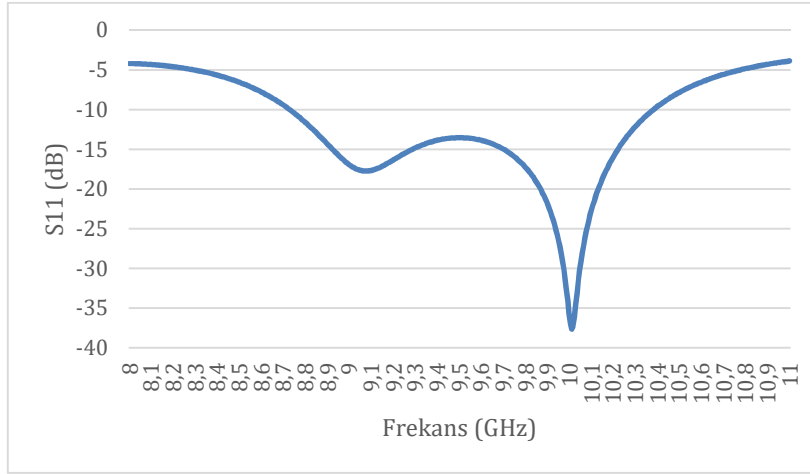
### 3.2.2. 4 Kapılı Kare Koaksiyel Hatlı Güç Birleştirici Tasarımı

Şekil 3.40'ta, 4 kapılı kare koaksiyel hat yapısına sahip güç bölücü tasarımının üç boyutlu çizimi gösterilmektedir. Yapıda iç iletkenin dış iletkene tutunması için 6 adet teflon tutucu parça kullanılmıştır. Ayrıca yapının arayüzü olan 18 mil seal, giriş ve çıkış kapılarında modellenerek tüm yapı analiz edilmiştir.

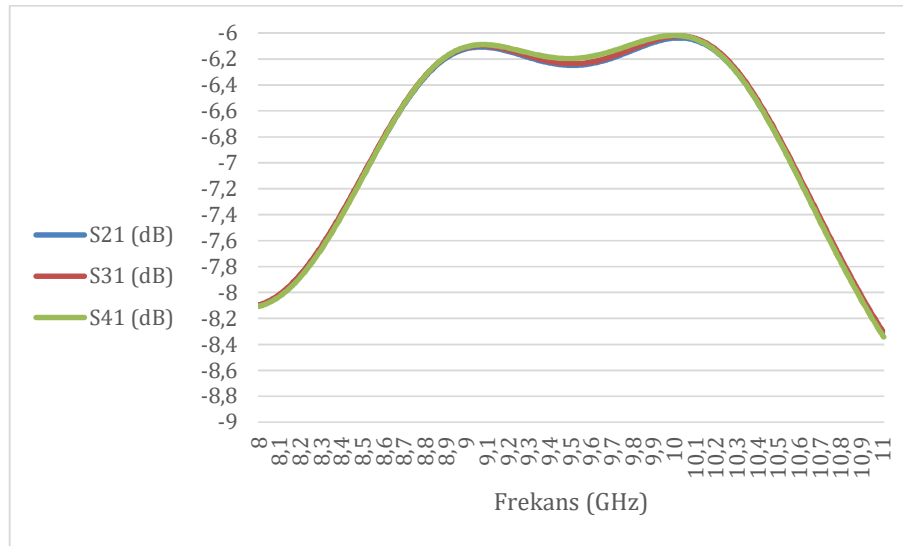


Şekil 3.40. 4 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin üç boyutlu tasarımı

Şekil 3.41 ve Şekil 3.42'de, tasarlanan 4 kapılı birleştiricinin geri dönüş kaybı gösterilmektedir. Eğriler incelendiğinde, yapının 8.5-10.5 GHz frekans bandında geri dönüş kaybının 10 dB'den iyi, iletim kaybının 0.8 dB'den düşük olduğu gözlenmektedir.

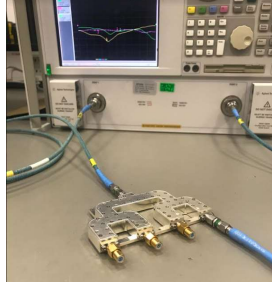


Şekil 3.41. Tasarlanan 4 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin geri dönüş kaybı eğrisi

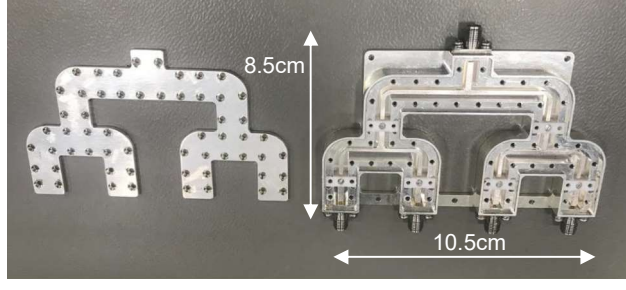


Şekil 3.42. Tasarlanan 4 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin iletim kaybı eğrisi

Tasarlanan 4 kapılı koaksiyel güç birleştiricinin üretilmiş hali Şekil 3.43'te gösterilmiştir. Yapının yüksekliği 1 cm'dir. Güç birleştiricinin giriş ve çıkışlarında SMA konektör kullanılmıştır. Ölçüm alınırken, yapının ölçüm alınmayan çıkış kapıları 50  $\Omega$  yük ile sonlandırılmıştır.



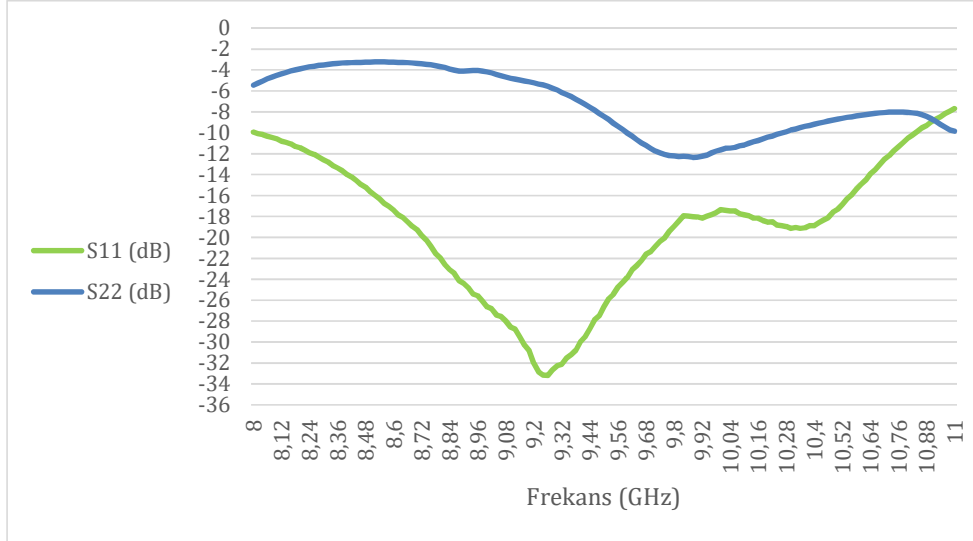
a)



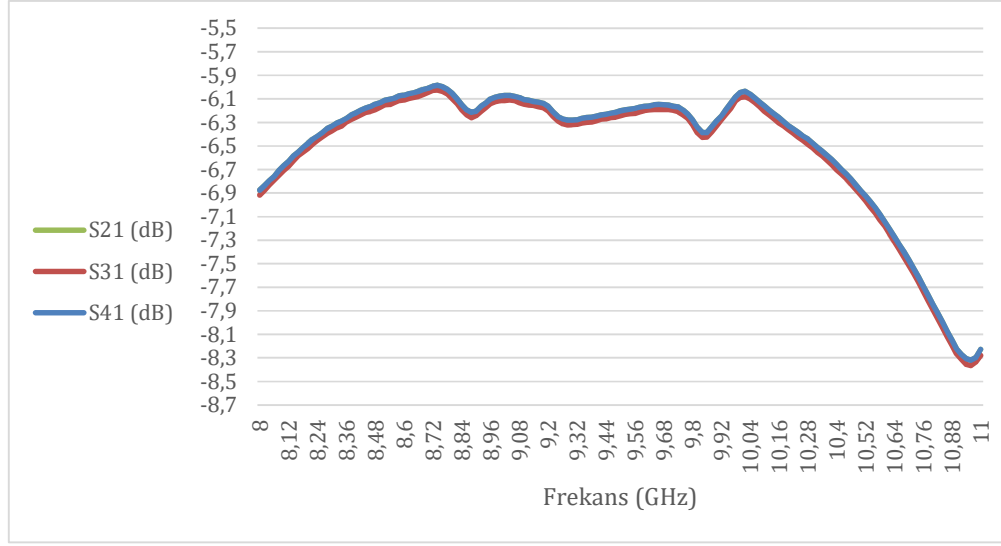
b)

Şekil 3.43. 4 kapılı koaksiyel güç birleştirici a) kapalı hali ile ölçüm düzeneği b) kapağı açık hali

Üretilen 4 kapılı güç birleştiricinin ölçüm sonuçları Şekil 3.44 ve Şekil 3.45'teki gibidir. Birleştirici 8.5-10.5 GHz frekans bandında en fazla 0.971 dB iletim kaybı ve 15 dB'den iyi giriş geri dönüş kaybı ile çalışmaktadır. Yapının çıkış kapıları arasında izolasyon bulunmaması, çıkış yansımalarının düşük olmasına neden olmuştur.

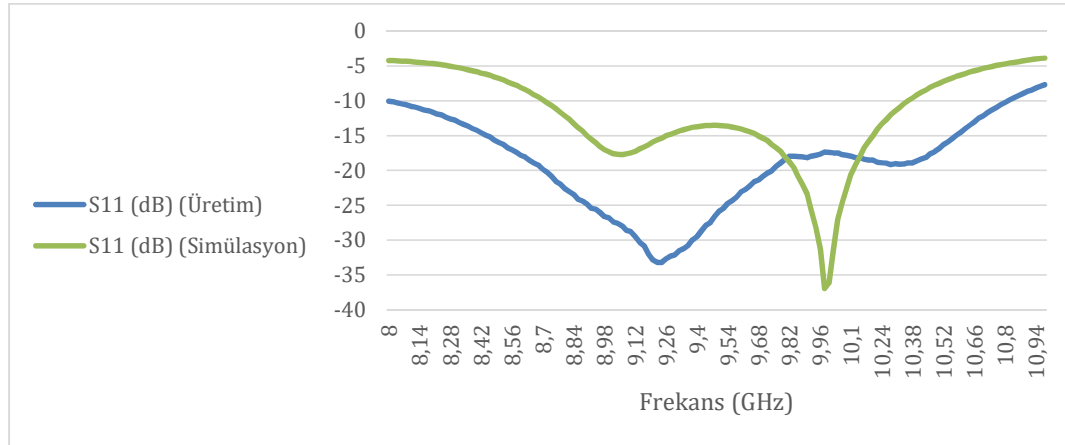


Şekil 3.44. Üretilen 4 kapılı koaksiyel güç birleştirici geri dönüş kaybı eğrisi



Şekil 3.45. Üretilen 4 kapılı koaksiyel güç birleştirici iletim kaybı eğrisi

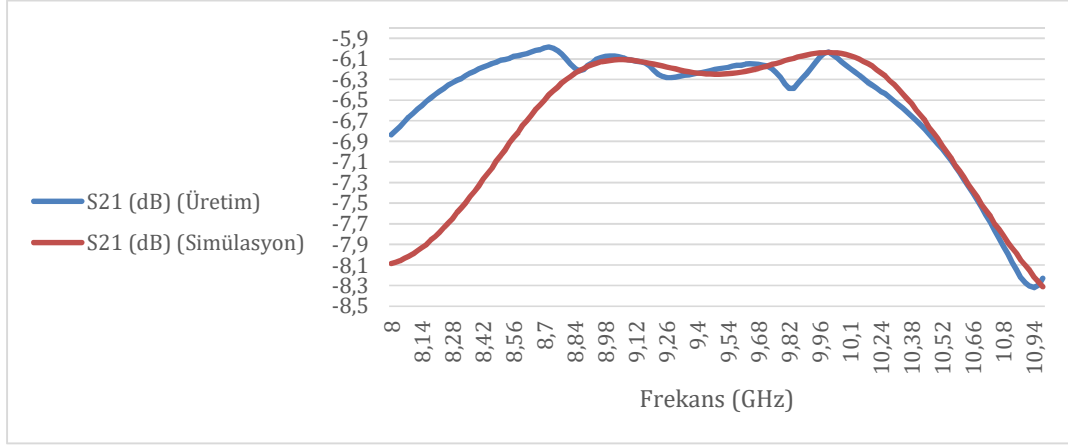
Şekil 3.46’da, yapının benzetim ve üretim sonucu elde edilen geri dönüş kaybı eğrilerinin karşılaştırması yapılmıştır. Benzetim sonucunda yapının en iyi geri dönüş kaybı 9.96 GHz frekansında yaklaşık -37 dB iken, üretilen yapıda bu frekansın 9.26 GHz frekansında yaklaşık -34 dB olduğu görülmüştür.



Şekil 3.46. 4 kapılı koaksiyel güç birleştiricinin benzetim ve üretim geri dönüş kaybı eğrilerinin karşılaştırılması

Şekil 3.47’de, yapının benzetim ve üretim sonucu elde edilen geri dönüş kaybı eğrilerinin karşılaştırması yapılmıştır. Benzetim sonucunda yapının iletim kaybı 8.5-10.5 GHz

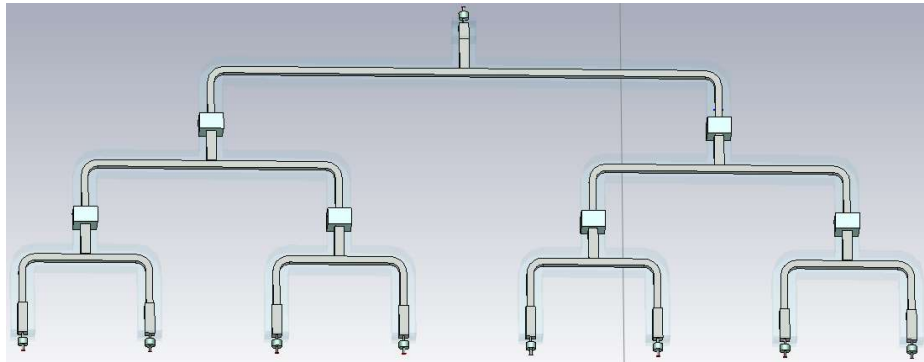
bandında 0.8 dB'den düşük iken, üretilen yapıda bu frekans bandındaki iletim kaybının en fazla 0.971 dB olduğu görülmüştür..



Şekil 3.47. 4 kapılı koaksiyel güç birleştiricinin benzetim ve üretim iletim kaybı eğrilerinin karşılaştırılması

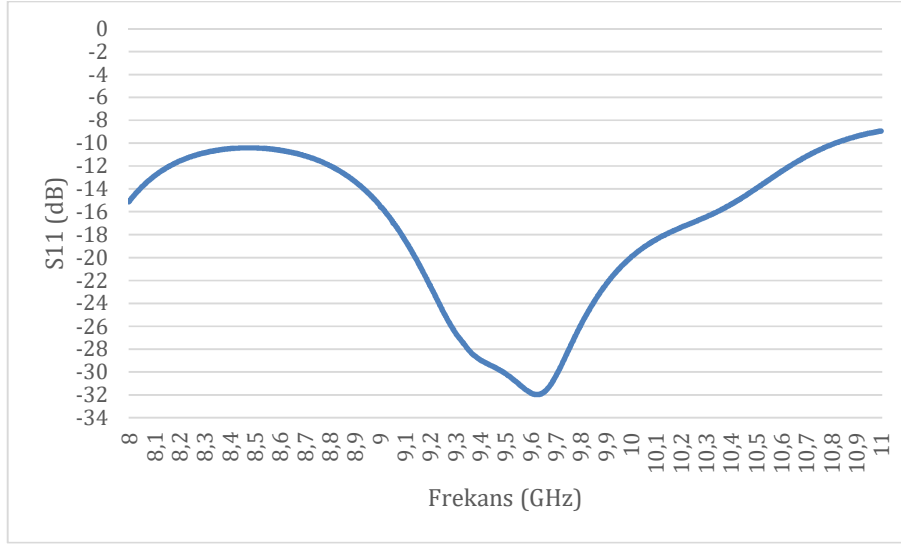
### 3.2.3. 8 Kapılı Kare Koaksiyel Hatlı Güç Birleştirici Tasarımı

Şekil 3.48'de, 8 kapılı kare koaksiyel hat yapısına sahip güç birleştirici tasarımı gösterilmektedir. Bu yapı da 2 ve 4 kapılı koaksiyel güç birleştirici yapılarına benzer şekilde, giriş ve çıkış kapılarında 18 mil seal modellenerek analiz edilmiştir. İç iletkenin dış iletkene tutunması için 6 adet teflon tutucu parça kullanılmıştır.

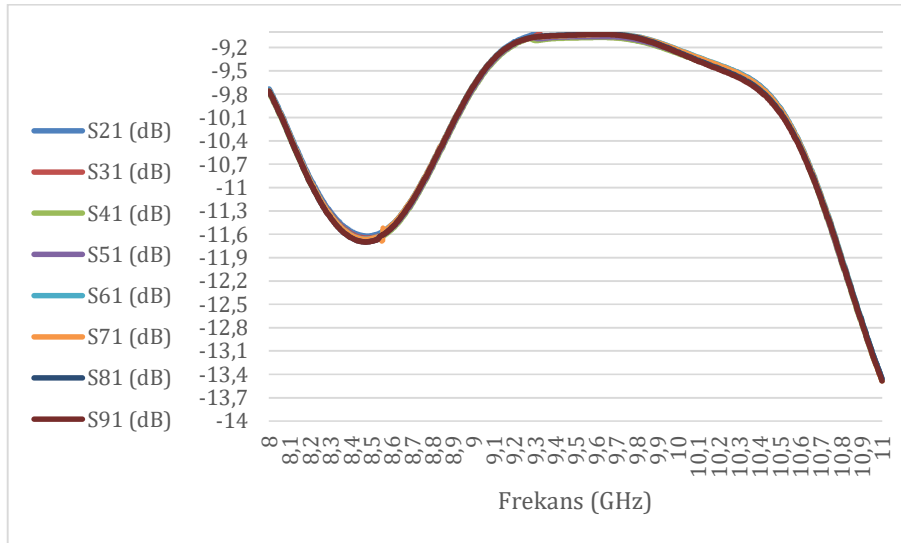


Şekil 3.48. 8 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin üç boyutlu tasarımı

Şekil 3.49'da, 8 kapılı güç birleştiricinin geri dönüş kaybı ve Şekil 3.50'de ise iletim kaybı gösterilmiştir. 8.5-10.5 GHz frekans bandında güç birleştiricinin geri dönüş kaybının 10 dB'den iyi olduğu gözlenmektedir. Bu frekans bandında elde edilen en yüksek iletim kaybı 1.6 dB'dir. İletim hatlarının daha uzun olması, bu yapının iletim kaybını arttırmıştır.



Şekil 3.49. Tasarlanan 8 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin geri dönüş kaybı eğrisi



Şekil 3.50. Tasarlanan 8 kapılı koaksiyel hat güç birleştiricinin iletim kaybı eğrisi



#### 4. SONUÇLARIN İRDELENMESİ

Bu tezde, ilk olarak girişlerine 1 W RF güç uygulanan mikroşerit, şerit ve kare iletkenli kare koaksiyel iletim hatlarının güç dayanım analizleri yapılarak sonuçları karşılaştırılmıştır. Sonuçlar incelendiğinde, kare koaksiyel iletim hattının güç dayanımının en yüksek olduğu görülmüştür. Bunun nedeni olarak bu hatta elektromanyetik dalganın havada yayılım göstermesi, yapısında başka bir dielektrik malzeme bulunmaması gösterilmektedir.

Tez kapsamında; 8.5-10.5 GHz bandında çalışan hibrit bağlayıcı yapısındaki, kare koaksiyel iletim hattına sahip ve dalga kılavuzu yapısındaki 2 kapılı güç birleştiriciler tasarlanmış ve üretilmiştir. Ayrıca kare koaksiyel iletim hattı yapısında 4 kapılı ve 8 kapılı güç birleştirici yapısı tasarlanmış, 4 kapılı birleştiricinin üretimi gerçekleştirilmiştir.

2 kapılı güç birleştirici yapıları karşılaştırıldığında; dalga kılavuzu güç birleştiricinin 8.5-10.5 GHz frekans bandında en düşük iletim kaybına (en fazla 0.313 dB) sahip olduğu görülmüştür. Dalga kılavuzu güç birleştiricide elektromanyetik dalganın içerisindeki havada yayılım göstermesi, bu yapının iletim kaybını azaltmaktadır. Koaksiyel güç birleştiriciye göre daha yüksek iletim kaybına sahiptir. Ancak koaksiyel güç birleştirici, frekanstan bağımsız çalışması ve boyutlarının dalga kılavuzuna göre daha küçük, dış arayüzünün daha kolay kullanılabilir olması gibi avantajlara sahiptir. Koaksiyel güç birleştirici ile hibrit bağlayıcı yapısı karşılaştırıldığında, dar bantta (8.74-9.78 GHz) hibrit bağlayıcının iletim kaybı daha düşüktür (en fazla 0.8 dB). Ancak koaksiyel güç birleştiricinin daha geniş bantta (8.5-10.5 GHz) daha düşük iletim kaybına (en fazla 0.97 dB) sahip olduğu görülmüştür. Hibrit bağlayıcı çıkış kapıları arasındaki izolasyonlu yapısıyla avantaj sağlamaktadır, ancak bu yapı mikroşerit iletim hattına sahiptir ve bu durum hibrit bağlayıcının yüksek güç uygulamalarında kullanımını sınırlamaktadır. Koaksiyel hat birleştiricide alüminyum iletkenler kullanılmıştır, bu nedenle yapının güç dayanımı yüksektir.

Özet olarak; üretilen farklı yapılardaki 2 kapılı güç birleştiricilerinin üretim sonuçları incelendiğinde, kare koaksiyel hat güç birleştirici, dalga kılavuzuna göre boyut olarak ve frekans bağımsızlığı ile avantaj sağlarken, hibrit bağlayıcıya göre ise güç dayanımının yüksek olması ve daha geniş bantlı çalışması ile avantaj sağlamaktadır. 2 kapılı kare

koaksiyel hat güç birleştirici yapısı, 8.5-10.5 GHz frekans bandında 0.6-0.97 dB iletim kaybı ve 20dB'den iyi geri dönüş kaybı ile çalışmaktadır.

4 kapılı kare koaksiyel hat yapısına sahip güç birleştiricinin CST benzetim ortamındaki analizi ile elde edilen 0.8 dB iletim kaybının, üretim sonucunda en fazla 0.971 dB olduğu görülmüştür. Bu farkın üretilen iç ve dış iletken çaplarının üretim toleranslarından kaynaklandığı düşünülmektedir. Ayrıca yapının giriş yansımalarının 15 dB'den iyi olduğu gözlenmiştir.

CST benzetim ortamında analiz edilen 8 kapılı kare koaksiyel iletim hattı yapısının iletim kaybı 8.5-10.5 GHz frekans bandında en fazla 1.6 dB, geri dönüş kaybı ise 10 dB'den iyi elde edilmiştir. Bu yapı fiziksel olarak 2 ve 4 kapılı koaksiyel birleştiricilere göre daha büyük olduğundan, yapının iletim kaybı da daha yüksektir.

Kare koaksiyel iletim hattı güç birleştirici yapılarından beklenen geniş frekans bandında çalışma ve küçük boyuta sahip olma özelliklerinin sağlandığı gözlenmiştir. Ayrıca bu yapılarda kullanılan iç ve dış iletkenlerinin alüminyum olması ve yayılım ortamının hava olması, bu yapıların yüksek güç dayanımı özelliği göstermelerini ve iletim kayıplarının düşük olmasını sağlamaktadır.

Tasarlanan kare koaksiyel iletim hattı güç birleştirici yapılarında gözlenen dezavantajlardan biri olarak çıkış kolları arasında izolasyon bulunmaması gösterilebilir. Bu özellik, bu birleştiricilerin kullanıldığı yüksek güçlü yapılarda izolasyonun artırılması için izolatör, sirkülatör gibi ek yapıların kullanılmasını gerektirmektedir. Bu durum da bu yapıların kullanıldığı sistemlerin boyutunun artmasına neden olabilmektedir. Bir diğer dezavantaj olarak, iç ve dış alüminyum iletkenlerin birbirine tutunması için kullanılan teflon malzemelerin, bu yapıların toplam iletken kaybını arttırması gösterilebilir. İletim kaybının azaltılması için dielektrik sabiti daha düşük olan malzemelerin geliştirilmesi değerlendirilebilir.

Sonuç olarak; bu tez kapsamında 8.5-10.5 GHz frekans bandında, en fazla 0.97 dB iletim kaybı ve 20 dB'den iyi geri dönüş kaybı ile çalışan 2 kapılı bir koaksiyel güç birleştirici ve en fazla 0.971 dB iletim kaybı ve 15 dB'den iyi geri dönüş kaybı ile çalışan 4 kapılı bir koaksiyel güç birleştirici elde edilmiştir.

## 5. KAYNAKLAR

1. D. Passi, A. Leggieri, F. Di Paolo, A. Tafuto, M. Bartocci, Spatial Power Combiner Technology, Proc. of PIERS 2015, Prague, CZ, 2015.
2. S. M. Sze, Kwok K.Ng, Physics of Semiconductor Devices, New York: J. Wiley & Sons, Chapter 10, 1981.
3. Michele Caruso, Andrea Bevilacqua, and Andrea Neviani, An X-Band Lumped-Element Wilkinson Combiner With Embedded Impedance Transformation, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 24, No: 10, page 689, October 2014.
4. I. Llamas-Garro, M.J. Lancaster and P.S. Hall, Air-filled square coaxial transmission line and its use in microwave filters, IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Vol. 152, No. 3, June 2005.
5. D.M. Pozar, Microwave engineering, 2nd ed., John Wiley & Sons, USA, pp. 56-57, 1998.
6. Michael Steer, Microwave and RF Design, A System Approach, SciTech Publishing, Raleigh, NC.,pp. 179-180, 2010.
7. Krishna Naishadham, The Electrical Engineering Handbook, Wai-Kai Chen, pp.525, 2005.
8. Michael Steer, Microwave and RF Design, A System Approach, SciTech Publishing, Raleigh, NC.,pp. 223, 2010.
9. I.J. Bahl and D.K. Trevedi, A Designer's Guide to Microstrip Line, Microwaves, pp. 175, May 1977.
10. M. V. Schneider, Dielectric Loss in Integrated Microwave Circuits, The Bell System Technical Journal, pp. 2324 – 2331, September 1969.
11. Seth J. Normyle, Thomas F. McCarthy, David L. Wynants, The Impact of Conductor Profile (Rrms) on Total Circuit Attenuation in Microstrip and Stripline Transmission Lines, Taconic Advanced Dielectric Division, Petersburg, NY 12318, USA.
12. B. C. Wadell, Transmission Line Design Handbook, Artech House, Inc., p. 99, 1991.
13. Ramesh Garg, Inder Bahl, Maurizio Bozzi, Microstrip Lines and Slotlines, 3rd ed., Artech House, 2013.

14. Tzong-Lin Wu, Microwave Filter Design, Department of Electrical Engineering National Taiwan University, Chp4., Transmission Lines and Components.
15. Clive Poole, Izzat Darwazeh, Microwave Active Circuit Analysis and Design, Academic Press, 1st edition, 27th October 2015.
16. Heping Yue, Kathleen L. Virga, John L Prince, Dielectric Constant and Loss Tangent Measurement Using a Stripline Fixture, Center for Electronic Packaging Research, Department of Electrical and Computer Engineering, Electronic Components and Technology Conference, 1998.
17. Cohn, Seymour, Problems in Strip Transmission Lines, IRE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-3, no. 2, pp. 119-126, March 1955.
18. D.M. Pozar, Microwave engineering, 4th ed., John Wiley & Sons, USA, pp. 143, 2011.
19. Junyu Shen, Dishit P. Parekh, Michael D. Dickey, David S. Ricketts, 3D Printed Coaxial Transmission Line Using Low Loss Dielectric and Liquid Metal Conductor, North Carolina State University, Raleigh, NC, USA, 27695.
20. I. Llamas-Garro, M. J. Lancaster, and P. S. Hall, Air-filled square coaxial transmission line and its use in microwave filters, IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Vol. 152, No. 3, pg.155, June 2005.
21. K.H. Lau, Loss calculations for rectangular coaxial lines, IEE Proc. H, Microw. Antennas Propag., 135, (3), pp. 207–209, 1998,.
22. I. Llamas-Garro, M. J. Lancaster, and P. S. Hall, A Low-Loss Wideband Suspended Coaxial Transmission Line, Microwave and Optial Technology Letters, vol. 43, no. 2, October 20, 2004.
23. <https://www.qwed.com.pl/CircularWaveguides.pdf>
24. D.M. Pozar, Microwave engineering, 4th ed., John Wiley & Sons, USA, pp. 113-117, 2011.
25. D. K. Cheng, B. Saka, A. Köksal, Mühendislik Elektromanyetiğinin Temelleri, Palme Yayıncılık, Ankara, pp. 410, 2006.
26. V. A. Dolgashev, S. G. Tantawi and C. D. Nantista, Design of Compact Multi-Megawatt Mode Converter, SLAC, Menlo Park, CA, 94025, USA.
27. Muhammad Fathi Yakan Musthofa , Achmad Munir, Design of Rectangular to Circular Waveguide Converter for S-Band Frequency, 2011 International

- Conference on Electrical Engineering and Informatics , Bandung, Indonesia ,17-19 July 2011.
28. D.M. Pozar, Microwave Engineering, 2nd Edition, John Wiley & Sons Inc., pp. 174, New York, 1998.
  29. Ni Feng, Fang Jianhong, Feng Hao, Wang Chaoyang, Liu Jianwei, Design of an X-band High Power Solid State Power Amplifier Based on GaN HEMT, Radar and Avionics Institute of AVIC, Wuxi, China, 214063, 978-1-4244-5708-3/10/\$26.00 ©2010 IEEE.
  30. Ali M. Darwish, Amr A. Ibrahim, Joe X. Qiu, Edward Viveiros, and H. Alfred Hung, A Broadband 1-to- Power Divider/Combiner With Isolation and Reflection Cancellation, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, no. 7, July 2015.
  31. Ryno D., Villiers, I. L. Dirk, A General Isolation Network for N -way Power Combiners Dividers, Department of Electrical and Electronic Engineering, Stellenbosch University, Stellenbosch, 7600, South Africa, 978-1-4799-8275-2/15/ /\$31.00 ©2015 IEEE.
  32. Okan Ünlü, Ultra Wideband Tapered Power Combiner/Designer, Master Thesis , Bilkent University Electrical Electronics Engineering, October 2014.
  33. G. Kalpanadevi, Nishaw , M.K.Nillopher ; Priyamalli, E. ; Radhika, V.; Priyanga; V.Shenbaga, Design and Analysis of Wilkinson Power Divider Using Microstrip Line and Coupled Line Techniques, International Conference on Electrical, Information and Communication Technologies (ICEICT), 2017.
  34. D.M. Pozar, Microwave Engineering, 4th Edition, John Wiley & Sons Inc., pp. 324-328, New York, 2012.
  35. Logan J. Berens, Design, Analysis, and Construction of An Equal Split Wilkinson Power Divider, Master Thesis, Faculty of the Graduate School, Marquette University, August 2012.
  36. Chongzhe Li, David S. Ricketts, A Low-loss, Impedance Matched  $\lambda/4$  Compact T-Junction Power Combiner, European Microwave Association, Amsterdam, The Netherlands, 2012.
  37. E. J. Wilkinson, An n-Way Hybrid Power Divider, IRE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 8, January 1960, pp. 116–118.

38. Gabriel Salazar, Raul Haro-Baez, and Diego S. Benitez, On the Design of Single and Dual Band Wilkinson Power Dividers for C-band Applications using Microstrip Technology, Chilecon, October 29-31, 2019.
39. Daniel D. Harty, Novel Design of A Wideband Ribcage-Dipole Array and Its Feeding Network, Faculty of the Worcester Polytechnic Institute, Degree of Master of Science in Electrical and Computer Engineering, December 17th, 2010.
40. J. Stiles, The Wilkinson Power Divider, University of Kansas, Dept. of EECS, 2009.
41. A. Wentzel, V. Subramanian, A. Sayed, and G. Boeck, Novel Broadband Wilkinson Power Combiner, Proceedings of the 36th European Microwave Conference, pp. 212- 215, 2006.
42. D.M. Pozar, Microwave engineering, 2nd ed., John Wiley & Sons, USA, pp. 56-57, 1998.
43. D. K. Cheng, B. Saka, A. Köksal, Mühendislik Elektromanyetiğinin Temelleri, Palme Yayıncılık, Ankara, pp. 108, 2006.
44. Iulian Rosu, Microstrip, Stripline, and CPW Design, [https://www.qsl.net/va3iul/Microstrip\\_Stripline\\_CPW\\_Design/Microstrip\\_Stripline\\_and\\_CPW\\_Design.pdf](https://www.qsl.net/va3iul/Microstrip_Stripline_CPW_Design/Microstrip_Stripline_and_CPW_Design.pdf).

## **6. EKLER**

EK 1 - Tez Çalışması Orjinallik Raporu