

**GÖMÜLÜ DALGA KILAVUZU YAPISINDA ÇOKLU  
BANT GEÇİREN FİLTRE TASARIMI**

**SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE MULTIBAND  
BANDPASS FILTER DESIGN**

**GÖKHAN ÜNLÜ**

**PROF. DR BİRSEN SAKA TANATAR**

**Tez Danışmanı**

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak hazırlanmıştır.

Sevgili Aileme ...

# ÖZET

## GÖMÜLÜ DALGA KILAVUZU YAPISINDA ÇOKLU BANT GEÇİREN FİLTRE TASARIMI

**Gökhan ÜNLÜ**

**Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü**

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

**Eylül 2024, 61 Sayfa**

Mikrodalga Filtreler, RF/Mikrodalga sistemlerde sıklıkla kullanılan ve sadece istenilen frekanslardaki elektromanyetik sinyallerin iletilmesini sağlayan elemanlardır. Frekans tepkisine göre (alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren, bant durdurucu) ve farklı yapısal özellikleriyle (mikroşerit, toplu elemanlı, kavite, seramik ve dalga kılavuzu yapısındaki filtreler vb.) çeşitli filtre tasarımları mevcuttur. Gömülü dalga kılavuzu yapısındaki filtreler de RF/Mikrodalga sistemlerde sıklıkla kullanılan, iki yüzeyi iletken metal ile kaplanmış taban malzemeye yerleştirilmiş iletken delikler kullanmak suretiyle gerçekleştirilen filtre yapısıdır. Gömülü dalga kılavuzu yapısındaki filtreler, içerisi dielektrik malzeme ile doldurulmuş metalik dalga kılavuzu yapısındaki filtrelere benzetilebilir. Bununla birlikte gömülü dalga kılavuzu yapısındaki filtreler; üretim kolaylığı, boyut ve ağırlık açısından, metalik dalga kılavuzu yapısındaki filtrelere göre avantajlıdır. Ayrıca frekans tepkisi bakımından metalik dalga kılavuzu filtrelere benziyor olması tercih sebebidir.

Gelişen teknoloji sebebiyle gün geçtikçe daha hızlı haberleşme sistemlerine ihtiyaç duyulmaktadır. 5G/6G sistemleri ve “nesnelerin interneti” gibi uygulamaların ihtiyaçlarını karşılayabilmek için daha hızlı iletişim yöntemlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu kapsamda, çoklu bant yapılarının kullanıldığı kablosuz iletişim sistemlerine olan gereksinim de artmaktadır. Çoklu bant geçiren filtreler ise bu doğrultuda tasarlanan ve geliştirilen filtrelerdir.

Bu tezde gömülü dalga kılavuzu yapısında K frekans bandında çalışan çoklu bant geçiren filtre tasarımları amaçlanmıştır. Bu amaç doğrultusunda tek bant geçiren kanal filtrelerinin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Kanal filtrelerinin üç boyutlu elektromanyetik benzetim programlarında simülasyonları yapılarak frekans tepkileri incelenmiş ve gerekli iyileştirmeler/optimizasyonlar yapılmıştır.

Sonraki aşamalarda, kanal filtrelerinin birbirleriyle olan entegrasyonu sağlanarak çoklu bant geçiren filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu doğrultuda, öncelikle iki çıkışlı çoklayıcı (çiftleyici) tasarımı gerçekleştirilmiş ve frekans tepkisi incelenmiştir. İlâveten, gömülü dalga kılavuzu yapısındaki güç bölücü topolojileri kullanılarak, üç çıkışlı çoklayıcı yapısı tasarlanmıştır. Elektromanyetik simülasyonlar ve optimizasyonlardan sonra gömülü dalga kılavuzu yapısında çoklu bant geçiren filtrelerin üretimi yapılmış ve ölçüm sonuçları değerlendirilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** bant geçiren filtre, gömülü dalga kılavuzu, çoklayıcı, çoklu bant geçiren filtre, çiftleyici, üç çıkışlı çoklayıcı

# **ABSTRACT**

## **SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE MULTIBAND BANDPASS FILTER DESIGN**

**Gökhan ÜNLÜ**

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

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

**September 2024, 61 Pages**

Microwave filters are frequently used components in RF/Microwave systems and ensure that only desired frequencies of electromagnetic signals are transmitted. There are various kind of filters according to their frequency responses (lowpass, highpass, bandpass and band stop filters) and different structural features (microstrip, cavity, lumped element, ceramic and waveguide filters). Substrate Integrated Waveguide (SIW) filters which are designed using successive vias on a substrate whose both surfaces are plated with conductive metals are also frequently used filter type in microwave systems. Substrate Integrated Waveguide filters could be compared with dielectric filled waveguide filters. However, Substrate Integrated Waveguide filters have advantages over waveguide filters in terms of production, size and weight. In addition, Substrate Integrated Waveguide filters could be also preferred because frequency responses of this kind of filters are converges to frequency responses waveguide filters.

With the developing technology like 5G/6G and Internet of Things, faster communication systems are needed nowadays. Therefore, multiband wireless systems and apparatus are need to be developed. Multiband bandpass filters are raised because of that reason.

In this thesis, Substrate Integrated Waveguide filter designs in K frequency band are aimed. For that purpose, single channel SIW bandpass filters are designed in the light of theoretical information. The designed channel filters are simulated on a three-dimensional electromagnetic solver, and the frequency responses of the channel filters are optimized.

After that, channel filters are implemented to each other to design multiband bandpass filters. In this direction, a diplexer design is carried out, and its frequency response is examined. In addition to that, a triplexer is designed. After electromagnetic simulations and optimizations, SIW multiband bandpass filters are produced, and the measurement results are evaluated.

**Keywords:** bandpass filter, substrate integrated waveguide, multiplexer, multiband bandpass filter, diplexer, triplexer

## TEŞEKKÜR

Yüksek Lisans eğitimim boyunca desteklerini esirgemeyen ve değerli görüşleriyle eğitim hayatıma katkıda bulunan değerli tez danışmanım Prof. Dr. Birsen SAKA TANATAR'a en içten teşekkürlerimi sunarım.

Tüm hayatım boyunca beni destekleyen ve sevgilerini hiç esirgemeyen sevgili aileme teşekkürü borç bilirim, iyi ki varsınız.

Tez Savunma Sınavında kıymetli görüşleriyle tezime katkıda bulunan değerli jüri üyelerine çok teşekkür ederim.

Yüksek lisans eğitimimde sağladığı teknik altyapı ve üretim olanakları sebebiyle ASELSAN A.Ő. 'ye teşekkür ederim.

Çalışma hayatım süresince; teknik bilgi ve tecrübeleriyle desteklerini hiç esirgemeyen, motivasyon ve ilham veren kıymetli ekip arkadaşlarıma ayrıca teşekkür etmek isterim.

# İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	i
ABSTRACT .....	iii
TEŞEKKÜR .....	v
İÇİNDEKİLER.....	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	viii
ÇİZELGELER DİZİNİ .....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xii
SÖZLÜK DİZİNİ.....	xiv
1. GİRİŞ .....	1
1.1. Mikrodalga Filtreler .....	1
1.2. Çoklayıcılar ve Çoklu Bant Geçiren Mikrodalga Filtreler.....	2
1.3. Tezin Amacı ve Organizasyonu .....	3
2. GÖMÜLÜ DALGA KILAVUZU YAPISINDA BANT GEÇİREN FİLTRE TASARIMI.....	5
2.1. Gömülü Dalga Kılavuzu Yapıları .....	5
2.2. Dalga Kılavuzu Yapısında Bant Geçiren Filtre Tasarımı .....	9
2.3. Gömülü Dalga Kılavuzu Yapısında Bant Geçiren Filtre Tasarımları.....	16
3. ÇOKLU BANT GEÇİREN FİLTRELER VE ÇOKLAYICILAR .....	22
3.1. Frekans Bandı Çoklama Teknikleri.....	22
3.1.1. Paralleleme Yöntemiyle Çoklama Tekniği .....	22
3.1.2. Bağlaşık Çoklu Mod Rezonatör Yöntemi .....	27
3.1.3. Frekans Bandı Bölme Tekniği.....	29
3.1.4. Çoklu Moda Sahip Tek Rezonatör Yöntemi .....	30
3.1.5. Diğer Frekans Çoklayıcı Yaklaşımlar .....	32
3.1.6. Çoklama Yöntemleri Karşılaştırması .....	33



3.2. Gömülü Dalga Kılavuzu Yapısındaki Gç Bölücüler .....	34
3.2.1. T Bağlantı Topolojisinde Gç Bölücüler.....	35
3.2.2. Y Bağlantı Topolojisinde Gç Bölücüler .....	36
4. ÇOKLAYICI TASARIMLARI .....	38
4.1. Gömülü Dalga Kılavuzu Yapısında iftleyici Tasarımı.....	38
4.2. Gömülü Dalga Kılavuzu Yapısında  çıkışlı oklayıcı Tasarımı.....	44
5. ÜRETİM VE TEST SONUÇLARI .....	49
5.1. Bant Geçiren Kanal Filtrelerinin lm Sonuçları .....	52
5.2. iftleyici lm Sonuçları .....	54
5.3.  ıkışlı çoklayıcı lm Sonuçları .....	55
6. SONUÇ VE GELECEK ALIřMALAR .....	57
7. KAYNAKLAR .....	59

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Gömülü dalga kılavuzu yapısı.....	2
Şekil 1.2. Mikrodalga çoklayıcı blok şeması [12].....	3
Şekil 2.1. Gömülü dalga kılavuzu yapısı.....	6
Şekil 2.2. İçerisi dielektrik malzeme ile doldurulmuş dalga kılavuzu yapısı.....	6
Şekil 2.3. Mikroşerit hattın GDK yapısına geçiş.....	8
Şekil 2.4. Mikroşerit hattın GDK yapısına geçiş topolojisi. (a) mikroşerit hat, (b) mikroşerit hattın dalga kılavuz modeli, (c) geçişin üstten görünümü, (d) geçiş modeli [17].....	9
Şekil 2.5. Toplu elemanlı normalize alçak geçiren filtre topolojileri. (a) kapasitör ile başlayan model, (b) indüktör ile başlayan model [1] .....	11
Şekil 2.6. Empedans evirici blok şeması, (a) empedans evirici modeli [1], (b) Dalga kılavuzu yapısında indüktif pencere tipinde empedans evirici [18] .....	12
Şekil 2.7. Dalga kılavuzu yapısında bant geçiren filtre. (a) dalga kılavuzu ve indüktif pencere yapısı, (b) empedans evirici ve (c) empedans evirici modeli [13] ....	13
Şekil 2.8. İndüktif pencere tipindeki empedans evirici yapısı ve filtre parametreleri [14] .....	14
Şekil 2.9. Dalga kılavuzu içerisindeki indüktif pencerenin reaktans değerleri ve pencere açıklığı [18].....	15
Şekil 2.10. CST ortamında tasarlanan filtre. (a) üstten görünümü, (b) yandan görünümü .....	17
Şekil 2.11. Tasarlanan GDK 19 GHz-20 GHz filtresinin frekans tepkisi .....	18
Şekil 2.12. 19 GHz-20 GHz bandını geçiren GDK yapısındaki filtrenin (a) üstten görünümü ve (b) frekans tepkisi .....	19
Şekil 2.13. 17 GHz-18 GHz bandını geçiren GDK yapısındaki filtrenin (a) üstten görünümü ve (b) frekans tepkisi .....	20
Şekil 2.14. 21 GHz-22 GHz bandını geçiren GDK yapısındaki filtrenin (a) üstten görünümü ve (b) frekans tepkisi .....	21
Şekil 3.1. Paralleleme yöntemine ait blok şeması [12] .....	23
Şekil 3.2. Paralleleme tekniğinde farklı yaklaşımlar, (a) sirkülatör ile, (b) manifold yapısı ile tasarlanmış çoklayıcı blok şemaları [13] .....	24

Şekil 3.3. H düzlemi T bağlantı kullanılarak tasarlanmış manifold çoklayıcı yapısı [22]	25
Şekil 3.4. T bağlantıya sahip GDK yapısında çiftleyici tasarımı ve frekans tepkisi [23]	25
Şekil 3.5. Güç bölücü yapısı kullanılarak tasarlanmış GDK çoklayıcı yapısı [11]	26
Şekil 3.6. Bağlaşık çoklu mod rezonatör yapısındaki çoklu bant geçiren filtreye ait blok şema [12]	27
Şekil 3.7. Bağlaşık çoklu mod rezonatör tekniği ile tasarlanmış (a) iki bant geçiren GDK filtre yapısı ve (b) filtrenin frekans tepkisi [24]	28
Şekil 3.8. Bant bölme yöntemi için frekans spektrumu gösterimi [12]	29
Şekil 3.9. Çift bant geçiren GDK filtre yapısı ve frekans tepkisi [25]	30
Şekil 3.10. (a) GDK rezonatör yapısı ve (b) farklı modları [26]	31
Şekil 3.11. Çoklu mod rezonatör yapısı yapısındaki filtre ve frekans tepkisi [26]	31
Şekil 3.12. Spatial çoklayıcı tasarımının farklı portlarına ait frekans tepkileri s parametreleri [27]	32
Şekil 3.13. Spatial çoklayıcının çıkış portlarına yönlendirilen hüzmeler [27]	33
Şekil 3.14. T Bağlantı topolojisinde GDK güç bölücü	35
Şekil 3.15. T bağlantı topolojisine sahip GDK güç bölücü [29]	36
Şekil 3.16. Y bağlantı topolojisine sahip GDK güç bölücü [27]	36
Şekil 3.17. 16 kollu GDK güç bölücü topolojisi [29]	37
Şekil 4.1. Gömülü Dalga Kılavuzu çiftleyici modeli [30]	38
Şekil 4.2. GDK yapısında çiftleyici tasarımında kullanılacak T bağlantı topolojisi	40
Şekil 4.3. T bağlantı yapısı kullanılarak tasarlanan GDK yapısında çiftleyici	41
Şekil 4.4. GDK çiftleyici yapısının frekans tepkisi	41
Şekil 4.5. GDK çiftleyici optimizasyon parametreleri	42
Şekil 4.6. GDK çiftleyiciye ait optimize edilmiş frekans tepkisi	43
Şekil 4.7. Çiftleyici girişine uygulanan (a) 19500 MHz ve (b) 21500 MHz frekanslarındaki sinyallere ait elektrik alan yoğunluğu	43
Şekil 4.8. GDK üç kollu güç bölücü	44
Şekil 4.9. GDK üç çıkışlı çoklayıcı	45
Şekil 4.10. Optimizasyon aşamasından sonra üç çıkışlı çoklayıcı	45
Şekil 4.11. Tasarlanan üç kollu çoklayıcıya ait S parametreleri simülasyon sonucu	46

Şekil 4.12. Üç kollu çoklayıcı girişine uygulanan (a)17500 MHz, (b) 19500 MHz ve (c) 21500 MHz frekanslarındaki sinyallere ait elektrik alan gösterimleri .....	47
Şekil 5.1. Lazerle kazıma tekniğiyle üretilen GDK filtreler, çiftleyici ve üç çıkışlı çoklayıcı.....	49
Şekil 5.2. GDK filtrelerin görüntüsü, (a) 17 GHz-18 GHz filtresi, (b) 19 GHz-20 GHz filtresi, (c) 21 GHz-22 GHz filtresi.....	50
Şekil 5.3. Southwest firmasına ait 1092-01A-6 parça numaralı konnektör .....	51
Şekil 5.4. Ölçüm düzeneği .....	51
Şekil 5.5. 17 GHz-18 GHz filtresinin frekans tepkisi ölçüm sonuçları.....	52
Şekil 5.6. 19 GHz-20 GHz filtresinin frekans tepkisi ölçüm sonuçları.....	53
Şekil 5.7. 21 GHz-22 GHz filtresinin frekans tepkisi ölçüm sonuçları.....	53
Şekil 5.8. Üretilen GDK çiftleyici.....	54
Şekil 5.9. GDK çiftleyicinin frekans tepkisi ölçüm sonuçları.....	55
Şekil 5.10. Üretimi tamamlanan üç çıkışlı çoklayıcı .....	56
Şekil 5.11. Üç çıkışlı çoklayıcının iletim ve geri dönüş kayıpları ölçüm sonuçları.....	56

## ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1. Optimize edilmiş 19 GHz-20 GHz filtresi için tasarım parametreleri.....	18
Çizelge 2.2. Optimize edilmiş 17 GHz-18 GHz filtresi için tasarım parametreleri.....	19
Çizelge 2.3. Optimize edilmiş 21 GHz-22 GHz filtresi için tasarım parametreleri.....	20
Çizelge 3.1. Çoklayıcı ve çoklu bant geçiren filtre tasarımlarındaki genel yaklaşımlar [12] .....	34
Çizelge 4.1. Optimize edilmiş GDK çiftleyici parametreleri .....	42
Çizelge 4.2. Optimize edilmiş üç çıkışlı çoklayıcıya ait parametreler .....	46

## SİMGELER VE KISALTMALAR

### Simgeler

$f$	Frekans
$c$	Işığın Boşlukta Yayılma Hızı
$\lambda$	Dalga Boyu
$\lambda_g$	Kılavuzlanan Dalga Boyu
$a$	Dalga Kılavuzu Uzun Kenar Uzunluğu
$b$	Dalga Kılavuzu Kısa Kenar Uzunluğu
$a_s$	Gömülü Dalga Kılavuzu Genişliği
$h$	Alttaş Kalınlığı
$f_c$	Kesim Frekansı
$p$	Ardışık İki Via Arası Mesafe
$d$	Via Çapı
$\epsilon_r$	Dielektrik Katsayısı
$\epsilon_e$	Efektif Dielektrik Katsayısı
$w_0$	Mikroşerit Hat Genişliği
$w_g$	Mikroşerit Hattan Gömülü Dalga Kılavuzuna Geçiş Genişliği
$l_g$	Mikroşerit Hattan Gömülü Dalga Kılavuzuna Geçiş Uzunluğu
$w_e$	Mikroşerit Hattın Dalga Kılavuzu Modelindeki Efektif Genişliği
$\eta$	Boşluk Empedansı
$g_i$	Alçak Geçiren Filtre Normalize Eleman Değerleri
$L_{as}$	Bant İçi Dalgalanma
$K_{ii+1}$	Empedans Evirici Katsayıları
$X_{i i+1}$	Reaktans Değerleri

$Q_i$	Elektriksel Uzunluk
$d_i$	İndüktif Pencere Açıklığı
$d_{i_j}$	j Kanalına Ait İndüktif Pencere Açıklığı
$l_i$	Rezonatör Boyu Fiziksel Uzunluğu
$l_{i_j}$	j Kanalına Ait Rezonatör Boyu Fiziksel Uzunluğu
$\Gamma_i(f)$	f Frekansındaki Yansıma Katsayısı
$d_{TX}$	Uyumlama Via'sı x Eskeni Mesafesi
$d_{TY}$	Uyumlama Via'sı y Eskeni Mesafesi
$d_f$	Üç Kollu Bölücünün Kanal Filtresinin İlk Rezonatörüne Mesafesi
$d_d$	Üç Kollu Bölücünün Kanal Filtresinin Duvar Via'sına Mesafesi
$l_t$	T Bağlantı ve Filtreler Arasındaki İletim Hattı Mesafesi
$P_i$	i Numaralı Port

### **Kısaltmalar**

RF	Radyo Frekansı
GDK	Gömülü Dalga Kılavuzu
5G/6G	5. Nesil/ 6.Nesil
TE	Enine Elektrik Alan
dB	Desibel
BDK	Baskı Devre Kartı
CST	Computer Simulation Technology (CST Studio Suite)

## SÖZLÜK DİZİNİ

<b>Türkçe</b>	<b>İngilizce</b>
Alçak Geçiren Filtre	Lowpass Filter
Alttaş	Substrate
Araya Girme Kaybı	Insertion Loss
Bağlaşık	Coupled
Bağlaştırıcı	Coupler
Bant Geçiren Filtre	Bandpass Filter
Çiftleyici	Diplexer
Çok Modlu Rezonatör	Single Multimode Resonator
Çok Modlu Bağlaşık Rezonatör	Coupled Multimode Resonator
Çoklayıcı	Multiplexer
Çoklu Bant	Multiband
Dağıtık Elemanlar	Distributed Elements
Dalga Kılavuzu	Waveguide
Empedans Evirici	Impedance Inverter
Geri Dönüş (Yansıma) Kaybı	Return Loss
Gömülü Dalga Kılavuzu	Substrate Integrated Waveguide
Güç Bölücü	Power Divider
İletken Delik	Via
Kesim Frekansı	Cut-off Frequency
Köşe Frekansı	Corner Frequency
Sirkülatör	Circulator
T Bağlantı	T-Junction



Toplu Eleman

Lumped Element

Mikroşerit

Microstrip

Paralleleme

Shunting

Spektrum Bölme

Spectrum Splitting

Üç Çıkışlı Çoklayıcı

Triplexer



# 1. GİRİŞ

## 1.1. Mikrodalga Filtreler

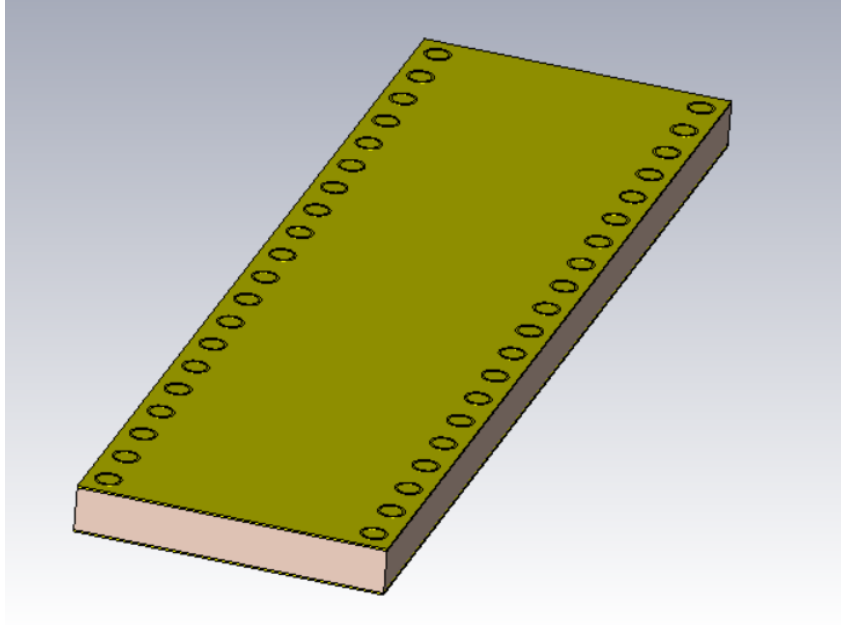
Mikrodalga filtreler Radyo Frekansı (RF) ve mikrodalga sistemlerinde sıklıkla kullanılan temel devre elemanlarından biridir. Filtreler iki portlu elemanlar olup, RF/Mikrodalga sistemlerin belirli kısımlarında frekans tepkisini kontrol etmeye yönelik kullanılırlar. Filtreler, geçirgen olduğu frekans bandında iletim yapmakta olup, geçirgen olmadığı frekans bandında ise yüksek araya girme kaybı gösterirler. Mikrodalga filtreler frekans tepkileri itibarıyla 4 şekilde gruplandırılır: alçak geçiren filtreler, yüksek geçiren filtreler, bant geçiren filtreler ve bant durduran filtreler [1].

Yüksek geçiren filtreler; önceden belirlenen kesim frekansının üstündeki frekansları geçiren, kesim frekansının altındaki frekanslara yüksek araya girme kaybı uygulayan filtrelerdir. Alçak geçiren filtreler; kesim frekansının altındaki frekansları geçiren, kesim frekansının üstündeki frekansları geçirmeyen filtrelerdir. Bant geçiren filtreler; sadece belirli frekans aralığında geçirgen olan ve bant dışında yüksek araya girme kaybı uygulayarak bant dışındaki frekansları geçirmeyen filtrelerdir. Bant durduran filtreler; sadece belirli aralıktaki frekanslara yüksek araya girme kaybı uygulayan, bant dışındaki frekansları geçiren filtre türüdür [2].

Yapıları ve bileşenleri bakımından mikrodalga filtreler farklı şekilde gruplandırılabilirler. Sıklıkla kullanılan filtre yapıları mikroşerit, toplu elemanlı, kavite, seramik ve gömülü dalga kılavuzu yapısındaki filtrelerdir. Farklı filtre yapılarının; ağırlık/boyut, üretim kolaylığı ve maliyeti, frekans tepkisi performansı açısından birbirlerine göre avantajları ve dezavantajları vardır. Filtre yapısına bağlı olarak mikrodalga filtrelerin frekans tepkileri; bant içi araya girme kaybı, bant dışı bastırma değerleri ve geri dönüş kaybı gibi parametreler bakımından farklılık gösterebilmektedir.

Gömülü dalga kılavuzu (GDK) yapısı, iki yüzeyi iletken metal olan bir taban malzeme üzerine dizi halinde iletken delikler (via) açılarak tasarlanan ve elektromanyetik dalganın kılavuzlanmasını sağlayan yapılardır. Gömülü dalga kılavuzu yapısındaki filtreler düşük üretim maliyeti, düzlemsel yapıda olması, nispeten yüksek kalite faktörüne sahip olmaları

sebebiyle geçtiğimiz birkaç on yıl süresince araştırmacıların ilgisini çekmiştir [3]. Şekil 1.1’de tipik bir GDK yapısında iletim hattı gösterilmiştir.



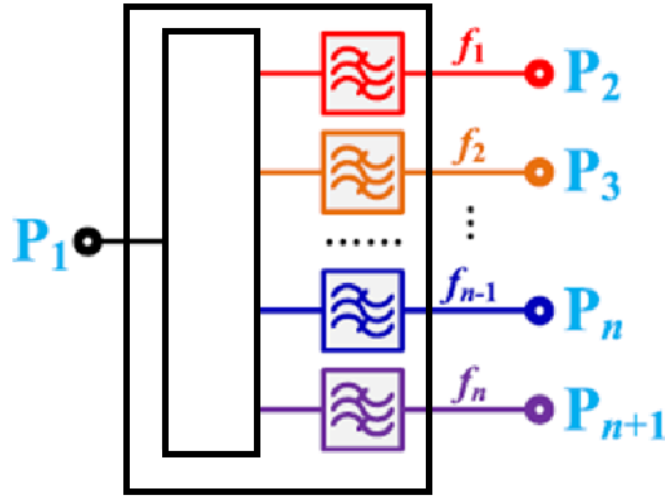
Şekil 1.1. Gömülü dalga kılavuzu yapısı

Literatürde, gömülü dalga kılavuzu yapısında farklı topolojiler kullanılarak bant geçiren filtre tasarımları gerçekleştirildiği görülmektedir [3-10]. Farklı topolojiler ile tasarlanan filtrelerin bant içi araya girme kaybı, bant dışı bastırma değerleri ve boyut gibi parametrelerinde getiri-götürü dengesi söz konusudur.

## 1.2. Çoklayıcılar ve Çoklu Bant Geçiren Mikrodalga Filtreler

Gelişen teknolojiyle birlikte daha hızlı kablosuz iletişim araçlarına olan ihtiyaç giderek artmaktadır. Bu sebeple daha yüksek kapasiteye sahip, çoklu frekans bantları kullanarak birden fazla servise hizmet edebilen çok kanallı kablosuz iletişim sistemlerine ihtiyaç duyulmuştur. Başta uydu haberleşmesi olmak üzere, savunma, sivil iletişim, sağlık gibi sektörlerde bu ihtiyacı karşılamaya yönelik çoklu bant geçiren filtreler ve çoklayıcı yapıları tasarlanmış, geliştirilmiş ve kullanılmıştır [11, 12].

Çoklayıcı yapıları ortak porta uygulanan sinyali, frekansına uygun olan kanala yönlendirebilen yapılardır. Şekil 1.2’de bir çoklayıcı mikrodalga yapısı gösterilmiştir. Geniş frekans bandına sahip elektromanyetik sinyali daha dar frekans bantlarına ayırarak ilgili kanallara yönlendirebilen çoklayıcılar, dar frekans bantlarındaki sinyalleri ise kanallardan toplayıp ortak porta yönlendirerek birleştirme işlevi de görebilirler. Bu sebeple çoklayıcılar iki yönlü olarak kullanılabilirler [13].



Şekil 1.2. Mikrodalga çoklayıcı blok şeması [12]

### 1.3. Tezin Amacı ve Organizasyonu

Bu tezde K frekans bandında çalışan gömülü dalga kılavuzu yapısında çoklu bant geçiren filtre tasarımları amaçlanmıştır. Bant genişlikleri 1 GHz olan gömülü dalga kılavuzu yapısındaki kanal filtreleri uygun topolojide birbirlerine entegre edilerek 17 GHz-18 GHz ve 19 GHz-20 GHz bantlarını geçiren çiftleyici yapısının tasarımı amaçlanmıştır. Bununla birlikte 17 GHz-18 GHz, 19 GHz-20 GHz ve 21 GHz-22 GHz bantlarını geçiren üç çıkışlı bir çoklayıcının tasarımı da amaçlanmıştır.

Tezin ikinci kısmında normalize edilmiş alçak geçiren filtre topolojisinden başlanarak gömülü dalga kılavuzu yapısında bant geçiren filtre tasarım süreci hakkında bilgi verilecektir. Teorik bilgiler ışığında 3 adet kanal filtresi (17 GHz-18 GHz, 19 GHz-20 GHz, 21 GHz- 22 GHz) için tasarım parametreleri hesaplanacak ve 3 boyutlu elektromanyetik benzetim programında tasarlanan filtrelerin simülasyonları yapılacaktır.

Tezin üçüncü kısmında frekans çoklama teknikleri ve çoklu bant geçiren filtre çeşitleri hakkında bilgi verilmiştir.

Tezin dördüncü kısmında kanal filtrelerinin birbirlerine uygun şekilde entegre edilmeleriyle çiftleyici ve üç çıkışlı çoklayıcı yapısının tasarımları anlatılmıştır. Tasarlanan çoklayıcı yapılarının simülasyonları yapılmış ve frekans tepkileri incelenmiştir.

Tezin beşinci kısmında, tasarlanan kanal filtrelerinin ve mikrodalga çoklayıcı yapılarının üretim ve test sonuçları paylaşılmış ve değerlendirilmiştir.

Tezin beşinci ve son kısmı ise sonuç ve tartışma için ayrılmıştır.

## **2. GÖMÜLÜ DALGA KILAVUZU YAPISINDA BANT GEÇİREN FİLTRE TASARIMI**

Gömülü dalga kılavuzu yapıları iki yüzeyi iletken metal olan taban malzemeye iletken delik dizileri açılarak tasarlanan yapılardır. GDK yapılarında, taban malzemenin alt ve üst yüzeyinde yer alan iletken metal yüzeyler ve bu yüzeyleri birbirine bağlayan iletken delik dizileri metalik dalga kılavuzlarını oluşturan duvarlar gibi davranırlar [14].

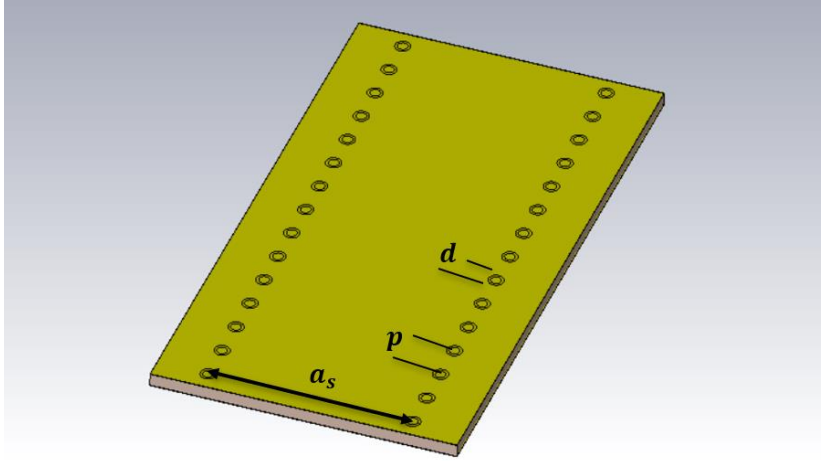
Gömülü dalga kılavuzu yapıları, çalışma prensibi ve yapısal özellikleri bakımından, içerisi dielektrik malzeme ile doldurulmuş metalik dalga kılavuzu yapılarına benzetilebilir. Bununla birlikte, GDK yapıları düzlemsel bir yüzeyde olması ve bir taban malzeme üzerine baskı devre kartı (BDK) üretim teknolojileri kullanılarak üretilmeleri sebebiyle mikroşerit yapıların boyut, ağırlık ve üretim kolaylığı gibi avantajlarını da barındırırlar [14].

Tezin bu kısmında gömülü dalga kılavuzu yapıları hakkında bilgilendirme yapıldıktan sonra bu yapılar kullanılarak bant geçiren filtre tasarım süreci sunulacaktır.

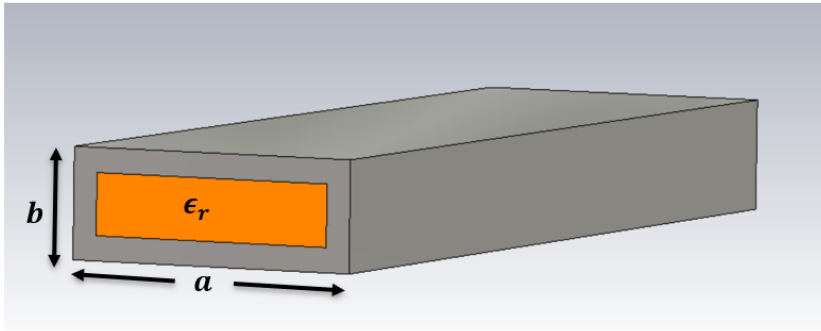
### **2.1. Gömülü Dalga Kılavuzu Yapıları**

Gömülü dalga kılavuzu yapıları, içerisi dielektrik malzeme ile doldurulmuş metalik dalga kılavuzlarına benzetilebilirler. Şekil 2.1 de GDK yapısı, Şekil 2.2’de ise içerisi dielektrik doldurulmuş dalga kılavuzu yapısı gösterilmiştir.

Dalga kılavuzu yapıları doğal birer yüksek geçiren filtre gibi davranırlar ve fiziksel boyutları ile belirlenen kesim frekansının üzerindeki frekanslarda iletim özelliği göstermeye başlarlar. Aynı şekilde gömülü dalga kılavuzu yapısı da doğal bir yüksek geçiren filtre gibi davranır. Gömülü dalga kılavuzunda kesim frekansı, karşılıklı yerleştirilen iletken delikler arasındaki mesafe ile belirlenir.



Şekil 2.1. Gömülü dalga kılavuzu yapısı



Şekil 2.2. İçerisi dielektrik malzeme ile doldurulmuş dalga kılavuzu yapısı

Şekil 2.2’de gösterilen uzun kenar uzunluğu  $a$ , kısa kenar uzunluğu  $b$  olan içerisi dielektrik malzeme ile doldurulmuş dalga kılavuzu için kesim frekansı:

$$f_c = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.1)$$

formülü ile hesaplanır. Burada  $c$  ışığın boşluktaki hızını,  $\epsilon_r$  dielektrik katsayısını,  $m$  ve  $n$  ise mod numaralarını ifade eder. Kullanılacak dalga kılavuzunun baskın modu eğer  $TE_{10}$  ise kesim frekansı sadece uzun kenar uzunluğuna ve dielektrik sabitinin değerine bağlı olacak şekilde Denklem (2.2)’de verilen haline sadeleşebilir [14].



$$f_c = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.2)$$

İçerisi dielektrik malzeme doldurulmuş dalga kılavuzu ile aynı kesim frekansına sahip olması istenen bir gömülü dalga kılavuzu yapısında karşılıklı iletken delikler arasındaki  $a_s$  değeri Denklem (2.3) ile hesaplanabilir [15].

$$a_s = a + \frac{d^2}{0.95p} \quad (2.3)$$

Denklem (2.3)'te kullanılan  $d$  parametresi iletken delik çapını,  $p$  parametresi ise ardışık iki iletken delik arasındaki mesafeyi temsil etmektedir. Genel kabul görmüş kurala göre iletken delik çapı ( $d$ ) ve ardışık iki iletken delik arasındaki mesafe Denklem (2.4) ve Denklem (2.5)'teki gibi olmalıdır [15].

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad (2.4)$$

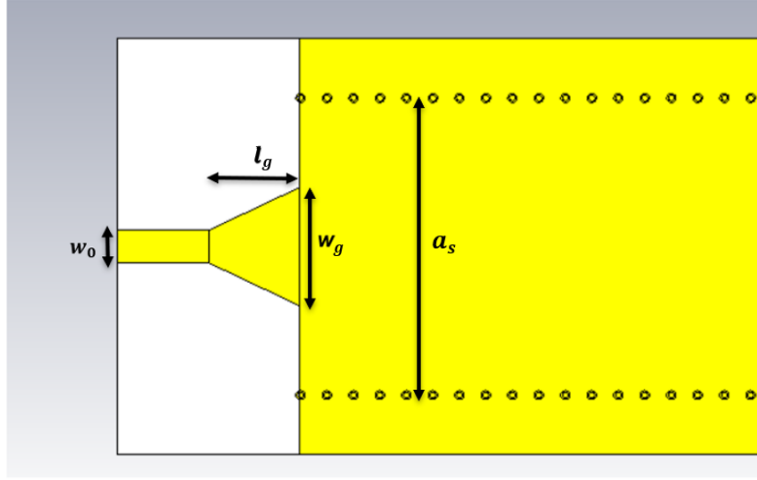
$$p < 2d \quad (2.5)$$

Denklem (2.4)'teki  $\lambda_g$  ifadesi kılavuzlanan dalga boyunu temsil etmektedir ve baskın  $TE_{10}$  modu için değeri Denklem (2.6) ile hesaplanır [2].

$$\lambda_g = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} \sqrt{f^2 - f_c^2}} \quad (2.6)$$

Üzerinde mikrodalga frekanslarda sinyallerin taşındığı baskı devre kartlarında mikroşerit hatlar sıklıkla tercih edilen iletim hatlarıdır. GDK yapılarının baskı devre kartlarında kullanılabilmesi için mikroşerit hatlar ile GDK yapısı arasında bir geçiş yapısı olmalıdır. Mikroşerit hat ile GDK yapısı arasındaki bu geçişin düşük araya girme kaybına ve geri dönüş kaybına sahip olması gerekmektedir. Şekil 2.3'te gösterilen yapı ile mikroşerit hattın gömülü dalga kılavuzu yapısına empedans uyumunu da sağlayacak bir geçiş yapmak mümkündür.

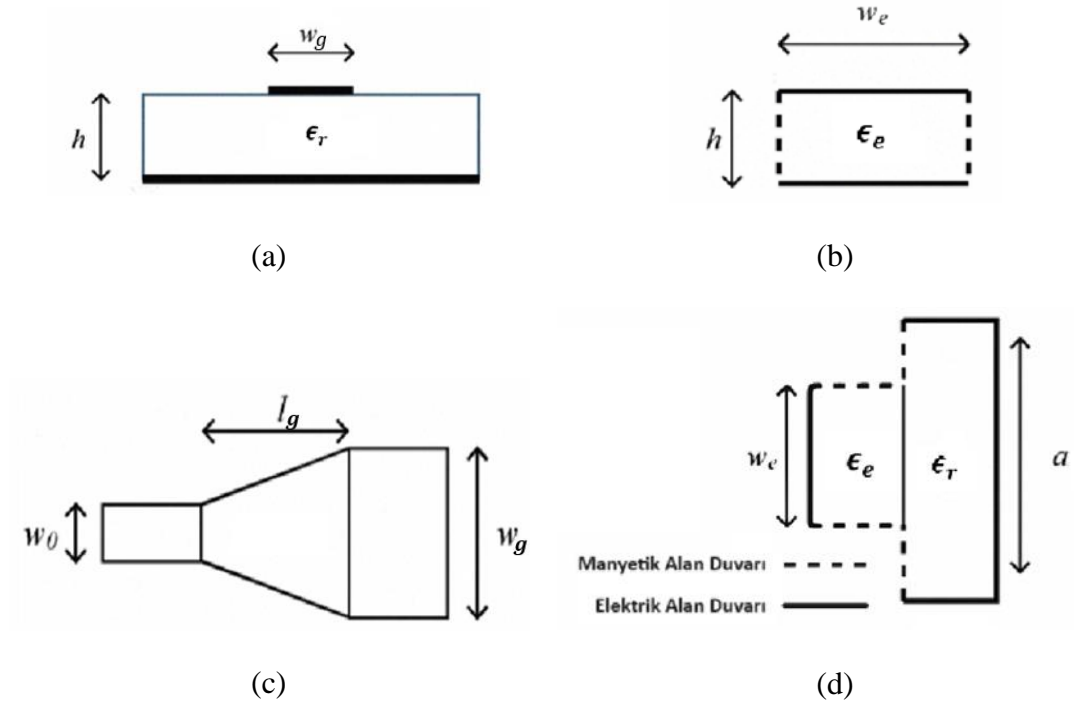
Şekil 2.3'teki görselde  $w_0$  terimi 50 ohm değerindeki mikroşerit hattın genişliğini temsil ederken,  $l_g$  ve  $w_g$  değerleri mikroşerit hattın  $a_s$  genişliğindeki GDK yapısına geçişin uzunluğunu ve genişliğini temsil etmektedir.



Şekil 2.3. Mikroşerit hattın GDK yapısına geçiş

Mikroşerit hattın GDK yapısına geçiş esnasında geri dönüş kaybını en aza indirebilmek için  $l_g$  uzunluğunun ve  $w_g$  genişliğinin uygun ölçülerde tutulması gerekmektedir. Buna göre  $l_g$  değeri iletimi sağlanan mikrodalga sinyalin çeyrek dalga boyunun tamsayı katları olacak şekilde seçilebilir [16]. Bununla birlikte,  $w_g$  değerini belirlemek için mikroşerit hattın dalga kılavuzu modeline ve GDK yapısının eşdeğer dalga kılavuzu modeline ihtiyaç duyulmaktadır. Şekil 2.4'te eşdeğer modeller ve kullanılacak geçişin uzunluk bilgileri gösterilmiştir.

Mikroşerit hattın gömülü dalga kılavuzuna geçiş için kullanılacak yapının  $w_g$  genişliği ve  $l_g$  uzunluğu Denklem (2.7)- (2.9) kullanılarak hesaplanır [17]. Denklemlerde kullanılan  $w_e$  parametresi mikroşerit hattın dalga kılavuzu modelindeki efektif genişliğini temsil etmektedir. Dielektrik sabitinin efektif değerini ise  $\epsilon_e$  parametresi temsil etmektedir.



Şekil 2.4. Mikroşerit hattın GDK yapısına geçiş topolojisi. (a) mikroşerit hat, (b) mikroşerit hattın dalga kılavuz modeli, (c) geçişin üstten görünümü, (d) geçiş modeli [17]

$$\frac{1}{w_e} = \begin{cases} \frac{60}{\eta h} \ln \left( \frac{8h}{w_g} + \frac{0.25w_g}{h} \right), & \frac{w_g}{h} < 1 \\ \frac{120\pi}{\eta h \left[ \frac{w_g}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{w_g}{h} + 1.444 \right) \right]}, & \frac{w_g}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.7)$$

$$\frac{1}{w_e} = \frac{4.38}{a} e^{-0.627 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_e}} \quad (2.8)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12h/w_g}} \quad (2.9)$$

## 2.2. Dalga Kılavuzu Yapısında Bant Geçiren Filtre Tasarımı

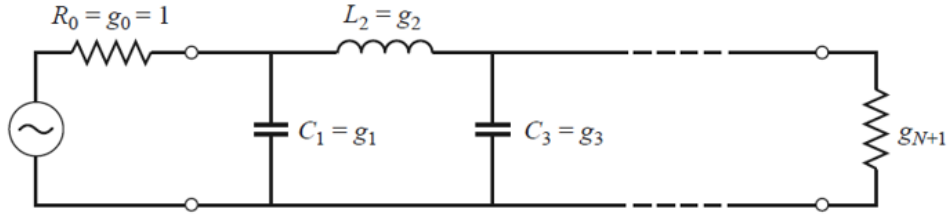
Seçiciliği yüksek, araya girme kaybı düşük, boyutları küçük ve üretim maliyeti az olan filtreler; mikrodalga sistemler için her zaman temel bir ihtiyaç olmuştur. Ancak tüm bu özellikleri aynı anda sağlayabilen ideal mikrodalga filtreler ulaşmak pek mümkün olmamakla birlikte bu parametreler arasında bir getiri-götürü dengesi söz konusudur.

Mikrodalga filtre tasarımında kullanılan farklı teknolojilerin ve topolojilerin birbirlerine karşı avantajları ya da dezavantajları vardır. Örneğin, metalik dalga kılavuzu yapısındaki filtrelerin araya girme kaybının oldukça düşük, frekans seçiciliğinin ise yüksek olması bu yapıdaki filtrelerin tercih edilme sebeplerinden başlıcalarıdır. Ancak bu filtrelerin düzlemsel olmayan yapısı baskı devre kartlarda kolaylıkla kullanılmasına engel olmaktadır. Bununla birlikte metal gövdeleri sebebiyle boyut ve ağırlığının yüksek olması gibi dezavantajları da mevcuttur. Buna karşın mikroşerit yapısındaki filtreler boyut, ağırlık ve üretim maliyeti açısından metalik dalga kılavuzu yapısındaki filtrelere kıyasla daha avantajlıyken; frekans seçiciliği, kalite faktörü ve araya girme kaybı gibi parametrelerde dalga kılavuzu filtrelere göre dezavantajlı konumda bulunmaktadır. Gömülü dalga kılavuzu yapısındaki filtreler ise mikroşerit yapıdaki filtreler gibi baskı devre kartlara kolayca entegre edilebilen, bununla birlikte frekans tepkisi metalik dalga kılavuzu filtrelere yakınsayan filtre çeşitleridir.

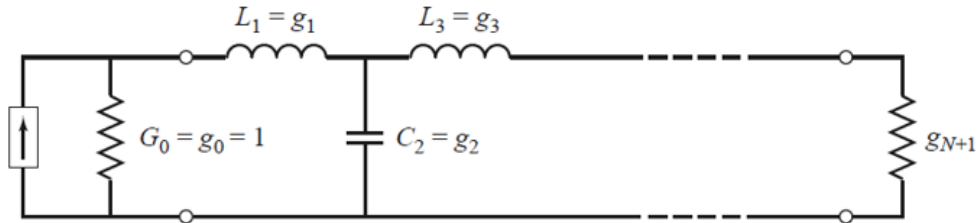
Tezin bu kısmında, indüktif pencere açıklıklarına sahip gömülü dalga kılavuzu yapısında bant geçiren kanal filtrelerinin tasarım adımları aktarılmıştır. Dalga kılavuzu yapısındaki bant geçiren filtre parametreleri ve bu parametrelerin teorik olarak hesaplanma yöntemleri bu aşamada anlatılmıştır.

Gömülü dalga kılavuzu yapısındaki bant geçiren filtrelerin tasarım süreci ile metalik dalga kılavuzu yapısındaki bant geçiren filtrelerin tasarım süreci oldukça benzerdir. Tasarım, toplu elemanlı alçak geçiren filtre topolojisinde normalize edilmiş eleman değerlerinin hesaplanmasıyla başlar. Hesaplanan normalize edilmiş eleman değerleri kullanılarak empedans evirici katsayıları bulunur. Empedans evirici katsayı değerlerine karar verildikten sonra, empedans evirici yapısı olarak kullanılacak olan indüktif pencere açıklıklarına ve pencereler arasındaki mesafelere ulaşılır. Bu sayede, gömülü dalga kılavuzu yapısında bant geçiren filtre tasarımı için gerekli olan tüm parametrelere teorik hesaplamalar vasıtasıyla ulaşılır.

Toplu elemanlı normalize edilmiş alçak geçiren filtre topolojisi Şekil 2.5'te gösterilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 2.5. Toplu elemanlı normalize alçak geçiren filtre topolojileri. (a) kapasitör ile başlayan model, (b) indüktör ile başlayan model [1]

Basamak sayısı  $n$  olan Chebyshev tipindeki filtreler için eleman değerleri ( $g_i$ ) Denklem (2.10)-(2.13) kullanılarak hesaplanır [14].

$$g_0 = 1 \quad (2.10)$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \quad (2.11)$$

$$g_k = \frac{4a_k a_{k-1}}{b_{k-1} g_{k-1}}, \quad k = 2, 3, 4 \dots n \quad (2.12)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1, & n = \text{tek sayı} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right), & n = \text{çift sayı} \end{cases} \quad (2.13)$$

$a_k$ ,  $b_k$ ,  $\gamma$ ,  $\beta$  değerleri de Denklem (2.14)-(2.17) kullanılarak hesaplanır.  $L_{as}$  terimi filtrenin bant içi dalgalanma değerini göstermektedir.

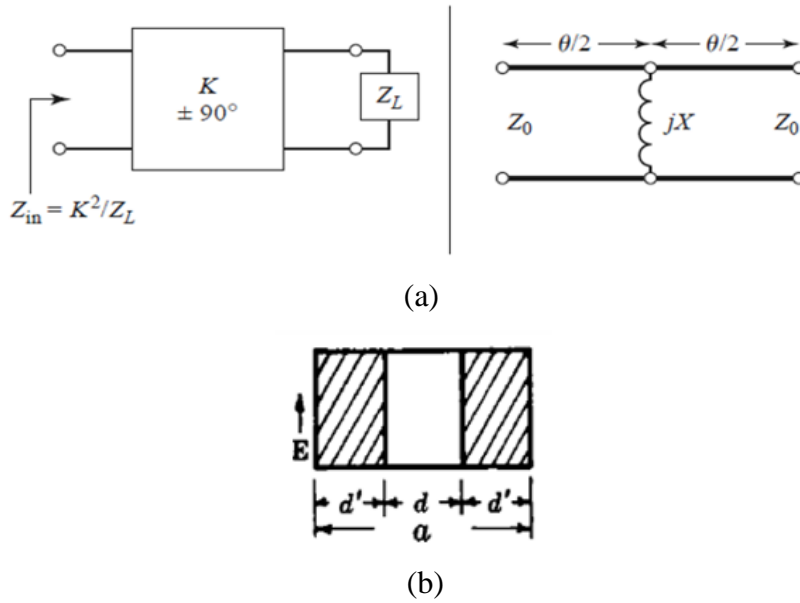
$$a_k = \frac{\sin(2k-1)\pi}{2n}, \quad k = 1, 2, 3 \dots, n \quad (2.14)$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right), \quad k = 1, 2, 3, \dots, n \quad (2.15)$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \quad (2.16)$$

$$\beta = \ln\left(\coth\left(\frac{|L_{as}|}{17.37}\right)\right) \quad (2.17)$$

Toplu elemanlar ile tasarlanan filtrelerin çalışabilecekleri frekanslar sınırlıdır. Bu sebeple özellikle yüksek frekanslara çıkıldıkça (genellikle 1 GHz ve üzeri frekanslarda) dağıtık elemanlı filtre yapıları tercih edilir. Dağıtık yapıdaki filtrelerde, kapasitör ve indüktör gibi davranacak yapılar elde edebilmek için empedans eviricilerden yararlanır. Dalga kılavuzu filtrelerde kullanılan empedans evirici yapısına en iyi örneklerden birisi indüktif pencere (indüktif açıklık) yapısıdır. Şekil 2.6'da indüktif pencere tipindeki empedans evirici yapısı görülmektedir [1, 2].

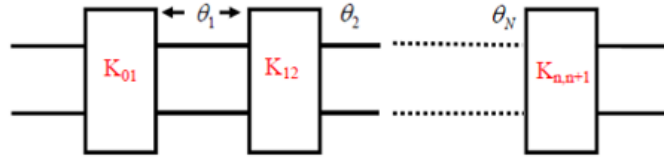


Şekil 2.6. Empedans evirici blok şeması, (a) empedans evirici modeli [1], (b) Dalga kılavuzu yapısında indüktif pencere tipinde empedans evirici [18]

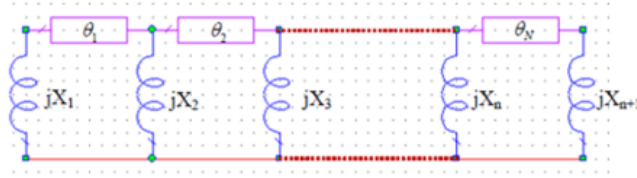
Şekil 2.7'de ise indüktif pencereler kullanılarak tasarlanan metalik dalga kılavuzu yapısında bant geçiren filtre modeli ve empedans evirici modeli verilmiştir [13].



(a)



(b)

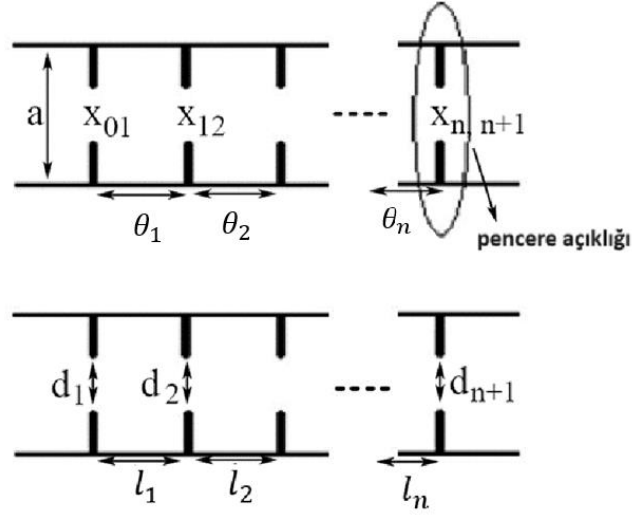


(c)

Şekil 2.7. Dalga kılavuzu yapısında bant geçiren filtre. (a) dalga kılavuzu ve indüktif pencere yapısı, (b) empedans evirici ve (c) empedans evirici modeli [13]

Şekil 2.8'de ise gömülü dalga kılavuzu yapısında bant geçiren filtre tasarımında kullanılacak olan indüktif pencere tipindeki empedans evirici yapısı ve parametreleri gösterilmiştir. Resmedilen indüktif pencere açıklığı yapısındaki  $d_i$  terimi indüktif pencere açıklığını,  $l_i$  terimi ise pencereler arasındaki uzaklığı temsil etmektedir.

İndüktif pencere açıklıklarını ve pencereler arasındaki mesafeleri hesaplayabilmek için öncelikle empedans evirici katsayı değerlerinin hesaplanması gerekmektedir. Hesaplanan empedans evirici katsayıları kullanılarak reaktans ( $X_i$ ) değerleri ve empedans eviriciler arasındaki elektriksel uzaklık ( $\theta_1$ ) değerleri hesaplanacaktır. Nihayetinde, gömülü dalga kılavuzu yapısındaki indüktif pencerelere ait açıklık ( $d_i$ ) ve pencereler arası uzaklık ( $l_i$ ) değerleri hesaplanacaktır [14].



Şekil 2.8. İndüktif pencere tipindeki empedans evirici yapısı ve filtre parametreleri [14]

Empedans evirici değerleri Denklem (2.18)-(2.21) kullanılarak hesaplanır [19]:

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\omega_\lambda}{g_0 g_1}} \quad (2.18)$$

$$\frac{K_{i i+1}}{Z_0} = \frac{\frac{\pi}{2} \omega_\lambda}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}, i = 1, 2 \dots (n - 1) \quad (2.19)$$

$$\frac{K_{n n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\omega_\lambda}{g_n g_{n+1}}} \quad (2.20)$$

$$\omega_\lambda = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} \quad (2.21)$$

$\lambda_{g1}$ ,  $\lambda_{g2}$  değerleri bant geçiren filtrenin köşe frekanslarındaki kılavuzlanan dalga boylarını ifade etmektedirler.  $\lambda_{g0}$  değeri merkez frekansa ait kılavuzlanan dalga boyudur. Kılavuzlanan dalga boyları Denklem (2.6) kullanılarak hesaplanabilir.

Hesaplanan empedans evirici katsayıları kullanılarak  $X_{i i+1}$  reaktans değerleri Denklem (2.22) kullanılarak hesaplanır [19].



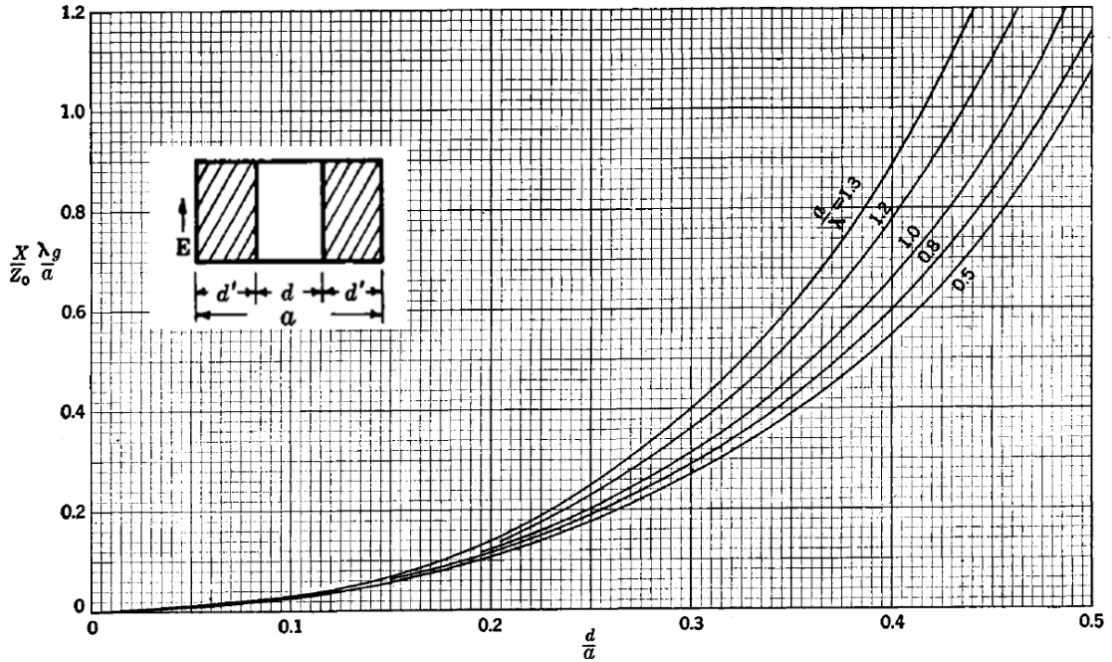
$$\frac{X_{i+1}}{Z_0} = \frac{\frac{K_{i+1}}{Z_0}}{1 - \left(\frac{K_{i+1}}{Z_0}\right)^2}, i = 0, 1, 2, \dots, n \quad (2.22)$$

Nihayet, her indüktif pencere arasındaki elektriksel ve fiziksel uzunluklar sırasıyla Denklem (2.23) ve Denklem (2.24) kullanılarak hesaplanır [13].

$$\theta_i = \pi - \frac{1}{2} \left[ \tan^{-1} \left( 2 \frac{X_{i-1}}{Z_0} \right) + \tan^{-1} \left( 2 \frac{X_{i+1}}{Z_0} \right) \right], i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (2.23)$$

$$l_i = \frac{\theta_i \lambda_{g0}}{2\pi}, i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (2.24)$$

Pencere açıklığını bulmak için de Şekil 2.9'da verilen grafikten faydalanılabilir. Dalga kılavuzu yapısında bant geçiren filtre tasarımında sıklıkla başvurulan ve Markuvitz [18] tarafından yakınsanan Şekil 2.9'daki grafik, indüktif pencere açıklığı parametresi için kesin nümerik değerleri vermemekle birlikte oldukça iyi bir başlangıç noktasıdır.



Şekil 2.9. Dalga kılavuzu içerisindeki indüktif pencerenin reaktans değerleri ve pencere açıklığı [18]

İndüktif pencere açıklık değerlerinin de Şekil 2.9'da verilen grafik yardımıyla hesaplanması sonrası dalga kılavuzu yapısında bant geçiren filtre tasarımında kullanılacak bütün parametreler elde edilmiş olur.

### 2.3. Gömülü Dalga Kılavuzu Yapısında Bant Geçiren Filtre Tasarımları

Bu aşamada GDK yapısında bant geçiren filtre tasarım parametreleri teorik bilgiler kullanılarak hesaplanacaktır. Hesaplanan parametreler kullanılarak tasarlanan GDK bant geçiren filtre, 3 boyutlu elektromanyetik benzetim programında (CST Studio Suite) simüle edilerek frekans tepkisi gözlemlenecektir. Uygun optimizasyon işlemlerinden sonra filtre tasarımı nihayete erdirilecektir. Tasarlanacak olan GDK yapısındaki bant geçiren kanal filtresinin frekans bandı 19 GHz-20 GHz olarak seçilmiştir. 5 basamaklı olarak tasarlanacak filtrenin bant içi dalgalanma değeri 0.5 dB olarak seçilmiştir. Kullanılacak olan taban malzeme 0.508 mm (20mil) kalınlığında RO4003C alttaşı olup, dielektrik sabiti değeri 3,55'tir [20]. Seçilen taban malzeme ile 50ohm değerindeki mikroşerit hattın genişliği ( $w_0$ ) 1.1 mm olarak hesaplanmıştır.

Buna göre Denklem (2.10)-(2.17) kullanılarak hesaplanan normalize edilmiş alçak geçiren filtre eleman değerleri şöyledir:  $g_0 = g_6 = 1$ ,  $g_1 = g_5 = 1.7058$ ,  $g_2 = g_4 = 1.2296$ ,  $g_3 = 2.5409$ .

Gömülü dalga kılavuzunun uzun kenarı  $a_s = 6.25$  mm seçilerek kesim frekansı ( $f_c$ ) Denklem (2.2) kullanılarak 12.27 GHz'e ayarlanmıştır. Kullanılacak via çapı 0.2 mm olup, ardışık iki via arasındaki mesafe 0.5 mm'dir. Mikroşerit hattın GDK yapısına geçiş için kullanılacak empedans uyumlama yapısının genişliği ( $w_g$ ) Denklem (2.7)-(2.10) kullanılarak 2.05 mm şeklinde hesaplanmıştır. Geçiş yapısının uzunluğu ( $l_g$ ) ise kılavuzlanan dalga boyunun dörtte biri olacak şekilde 3.32 mm seçilmiştir.

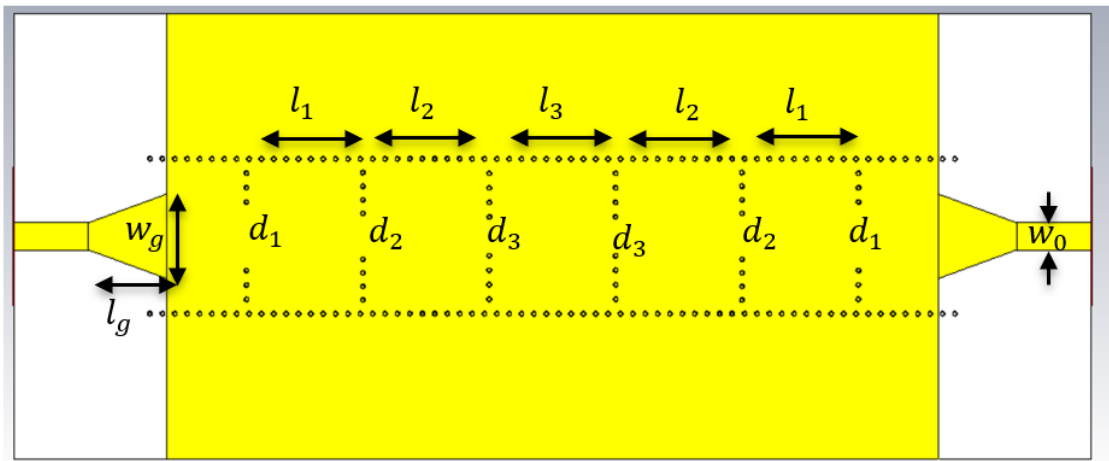
Denklem (2.18)-(2.22) kullanılarak hesaplanan reaktans ( $X_{i+1}$ ) değerleri de şöyledir:

$$X_{01} = X_{56} = 118.098, X_{12} = X_{45} = 37.0250, X_{23} = X_{34} = 30.2418.$$

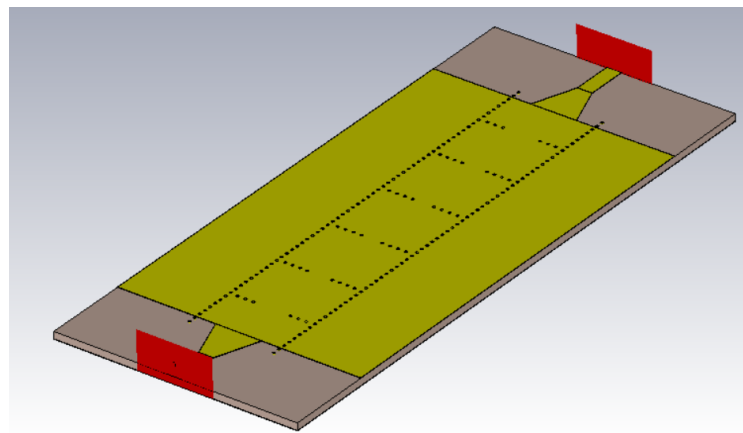
Hesaplanan reaktans değerlerinden, ardışık indüktif pencereler arasındaki mesafeler Denklem (2.24)-(2.25) kullanılarak hesaplanır. Buna göre ardışık pencereler arasındaki mesafeler:  $l_1 = l_5 = 4.7 \text{ mm}$ ,  $l_2 = l_4 = 5.1 \text{ mm}$ ,  $l_3 = 5.1 \text{ mm}$  şeklindedir.

Pencere açıklıklarını bulmak için de Şekil 2.9'da gösterilen grafikteki bilgiler kullanılır. Bu durumda pencere açıklık değerleri sırasıyla şöyledir:  $d_1 = d_6 = 2.56 \text{ mm}$ ,  $d_2 = d_5 = 1.65 \text{ mm}$ ,  $d_3 = d_4 = 1.37 \text{ mm}$ .

Hesaplanan teorik değerler ile tasarlanan GDK yapısındaki filtrenin 3 boyutlu elektromanyetik benzetim programındaki (CST Studio Suite) modeli Şekil 2.10'da, simüle edilen filtrenin frekans tepkisi ise Şekil 2.11'de gösterilmiştir.

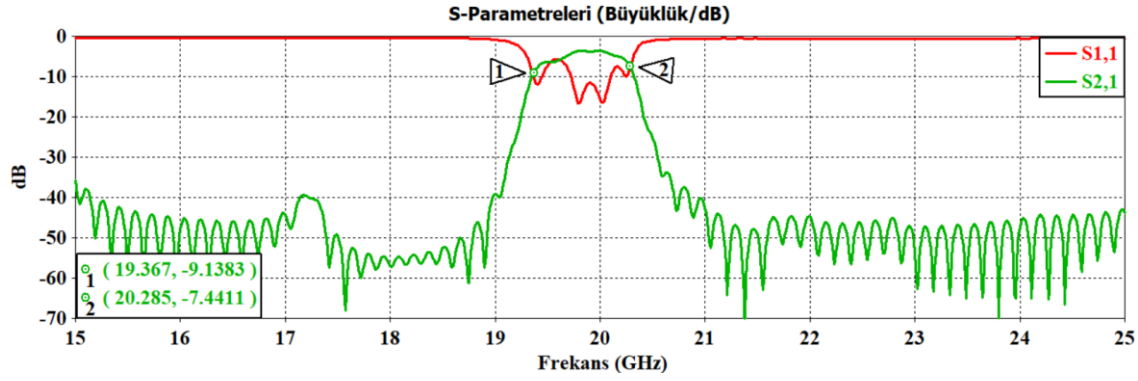


(a)



(b)

Şekil 2.10. CST ortamında tasarlanan filtre. (a) üstten görünümü, (b) yandan görünümü

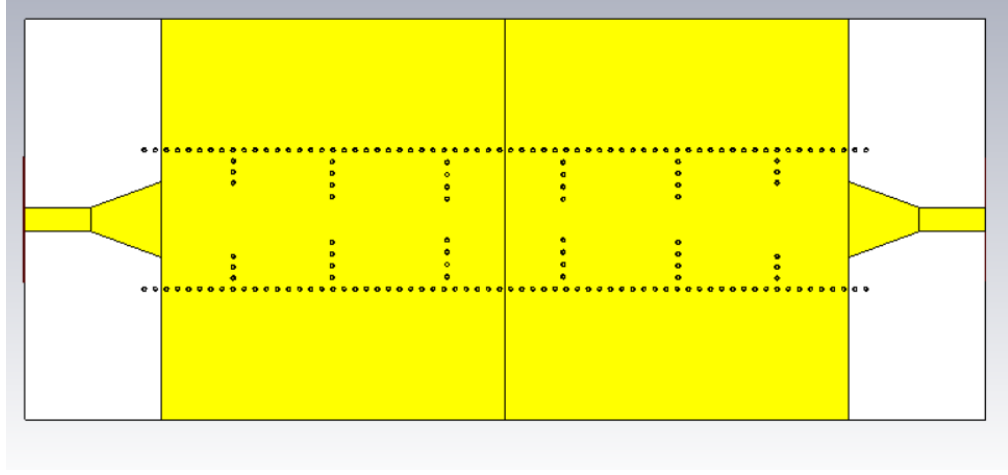


Şekil 2.11. Tasarlanan GDK 19 GHz-20 GHz filtresinin frekans tepkisi

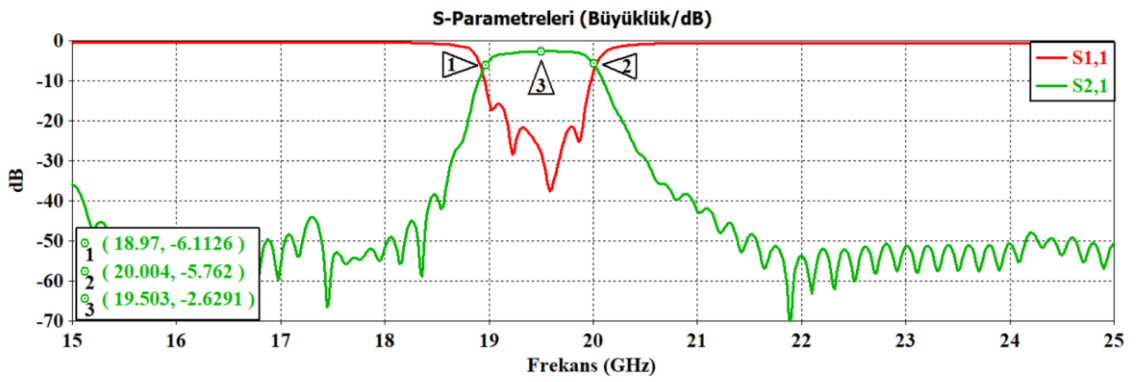
Tasarlanan filtrenin frekans tepkisi incelendiğinde köşe frekanslarının yaklaşık 300 MHz kaydığı görülmektedir. Bununla birlikte filtrenin yansıma kaybının da hayli yüksek olduğu göze çarpmaktadır. Buna rağmen teorik olarak hesaplanan parametre değerlerinin CST programındaki optimizasyon işlemi için iyi bir başlangıç noktası olduğu düşünülebilir. Çizelge 2.1’de optimizasyon sonucu elde edilen yeni tasarım parametreleri mevcuttur. Şekil 2.12’de ise tasarlanan filtrenin optimize edilmiş parametreler ile frekans tepkisi görülebilir.

Çizelge 2.1. Optimize edilmiş 19 GHz-20 GHz filtresi için tasarım parametreleri

Parametre	$d_1 = d_6$	$d_2 = d_5$	$d_3 = d_4$
Optimize değer	3.1 mm	1.86 mm	1.63 mm
Parametre	$l_1 = l_5$	$l_2 = l_4$	$l_3$
Optimize değer	4.46 mm	5.17 mm	5.22 mm
Parametre	$l_g$	$w_g$	
Optimize değer	3.15 mm	3.4 mm	



(a)



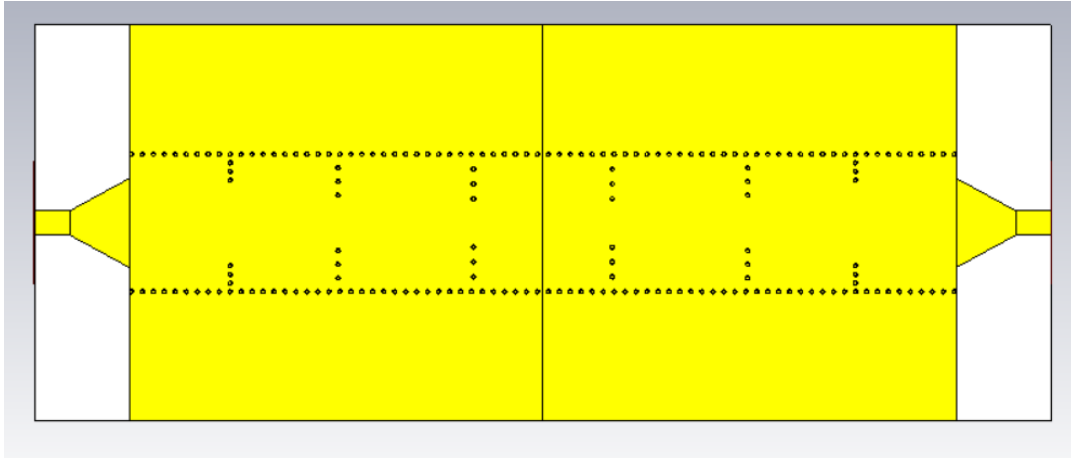
(b)

Şekil 2.12. 19 GHz-20 GHz bandını geçiren GDK yapısındaki filtrenin (a) üstten görünümü ve (b) frekans tepkisi

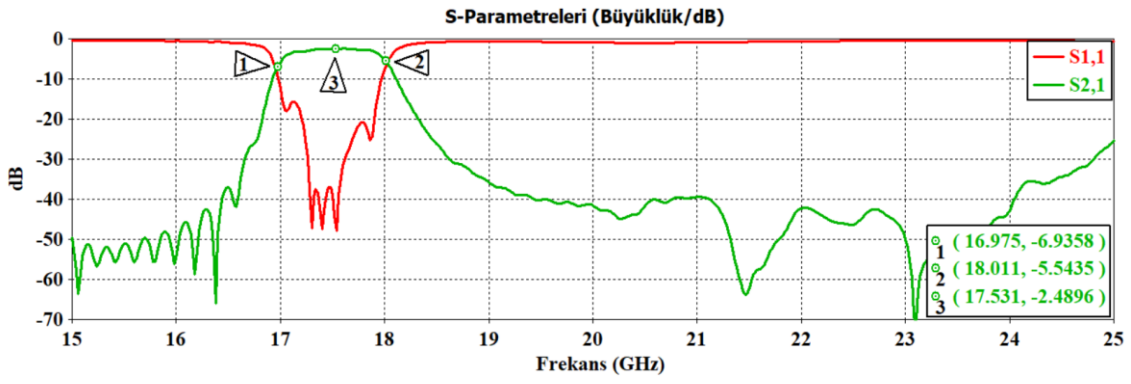
Benzer tasarım süreçleri 17 GHz-18 GHz ve 21-22GHz filtreleri için de uygulanabilir. Bu filtreler için optimize edilmiş parametre değerleri sırasıyla Çizelge 2.2 ve Çizelge 2.3'te gösterilmiştir. Optimize edilmiş filtrelerin frekans tepkileri ise sırasıyla Şekil 2.13 ve 2.14'te gösterilmiştir.

Çizelge 2.2. Optimize edilmiş 17 GHz-18 GHz filtresi için tasarım parametreleri

Parametre	$d_1 = d_6$	$d_2 = d_5$	$d_3 = d_4$
Optimize değer	3.68 mm	2.32 mm	2.0 mm
Parametre	$l_1 = l_5$	$l_2 = l_4$	$l_3$
Optimize değer	4.91 mm	6.17 mm	6.32 mm
Parametre	$l_g$	$w_g$	
Optimize değer	2.72 mm	4 mm	



(a)

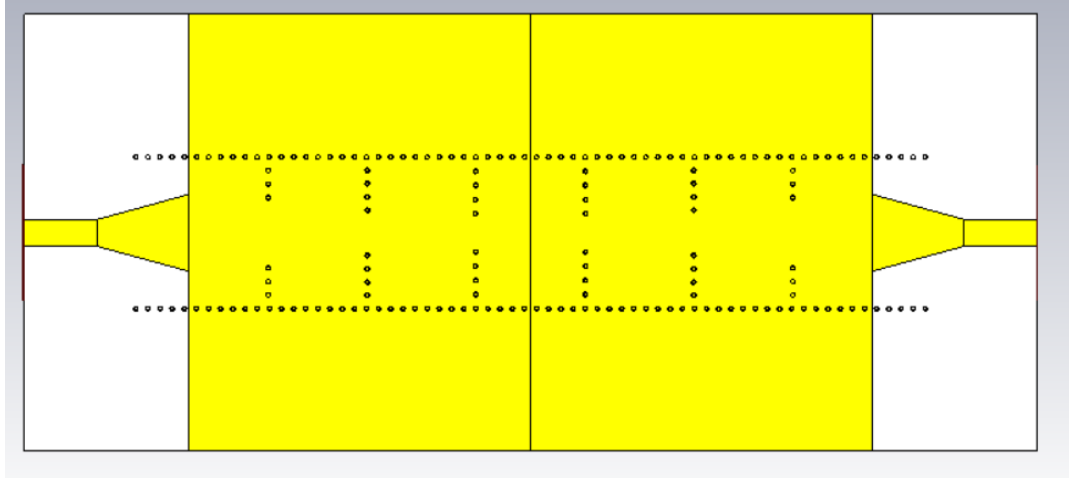


(b)

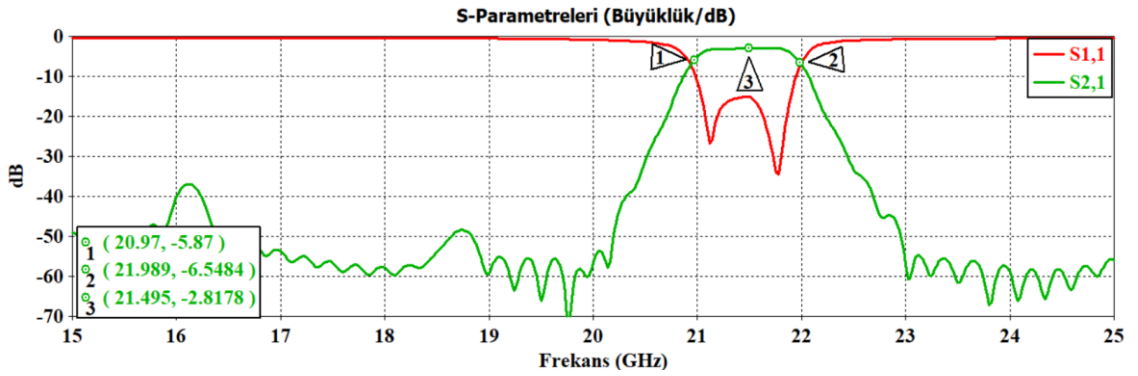
Şekil 2.13. 17 GHz-18 GHz bandını geçiren GDK yapısındaki filtrenin (a) üstten görünümü ve (b) frekans tepkisi

Çizelge 2.3. Optimize edilmiş 21 GHz-22 GHz filtresi için tasarım parametreleri

Parametre	$d_1 = d_6$	$d_2 = d_5$	$d_3 = d_4$
Optimize değer	2.68 mm	1.67 mm	1.37 mm
Parametre	$l_1 = l_5$	$l_2 = l_4$	$l_3$
Optimize değer	4.08 mm	4.45 mm	4.52 mm
Parametre	$l_g$	$w_g$	
Optimize değer	3.78 mm	3.16 mm	



(a)



(b)

Şekil 2.14. 21 GHz-22 GHz bandını geçiren GDK yapısındaki filtrenin (a) üstten görünümü ve (b) frekans tepkisi

Tasarlanan filtrelerde giriş yansıma kaybı, -20 dB seviyesinin altında tutulmaya çalışılmıştır. Bununla birlikte filtrelerin köşe frekanslarından 1 GHz ötedeki bastırma değerlerinin 40 dB seviyesinin üzerinde olduğu göze çarpmaktadır. Filtrelerin bant içi araya girme kayıplarının beklenenden fazla olduğu, buna rağmen yine de 3 dB seviyesinden daha iyi görülmektedir. Daha az araya girme kaybına sahip filtrelerin tasarımı için dielektrik kaybı düşük taban malzemeler tercih edilebilir. Ancak elde edilen araya girme kaybının tasarım için yeterli seviyede olduğu düşünülerek taban malzeme değişikliğine gidilmemiştir.

### 3. ÇOKLU BANT GEÇİREN FİLTRELER VE ÇOKLAYICILAR

#### 3.1. Frekans Bandı Çoklama Teknikleri

Literatürde çoklu bant geçiren filtre tasarımında kullanılan çeşitli çoklama (Multiplexing/Multiband) teknikleri mevcuttur. Bu çoklama çeşitlerinin birbirlerine göre bazı avantajları ve dezavantajları vardır. Tezin bu kısmında çeşitli çoklama teknikleri tartışılmış ve K frekans bandında çalışan gömülü dalga kılavuzu yapısında çoklayıcı tasarımları için kullanılması uygun olabilecek topolojiler değerlendirilmiştir.

Çoklayıcı topolojileri genel hatlarıyla 4 ana grupta incelenebilir: paralelleme yöntemiyle çoklama (shunting), bağlaşıklık çoklu mod rezonatör yöntemi (coupled multimode resonator), çoklu moda sahip tek rezonatör yöntemi (single multimode resonator), bant bölme yöntemi (splitting) [12]. Parallelleme yöntemiyle tasarlanan yapılarda, her frekans bandı için farklı bir çıkış portu tahsis edilebilir. Bu sayede çiftleyiciler ve çok çıkışlı çoklayıcılar kolaylıkla tasarlanabilirken, tercih edilmesi durumunda iki portlu yapıdaki çoklu bant geçiren filtreler de tasarlanabilir. Diğer frekans bandı çoklama yöntemleri ise genellikle iki portlu yapıdaki çoklu bant geçiren filtrelerin tasarımında tercih edilirler.

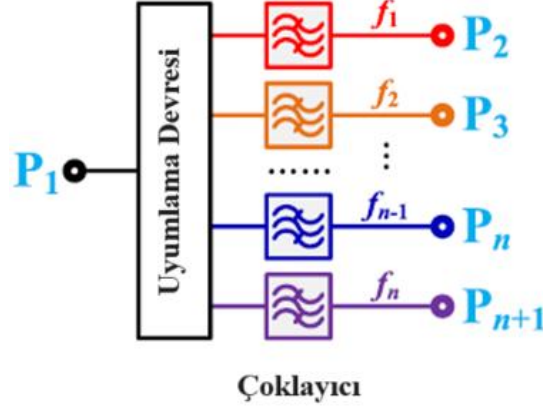
##### 3.1.1. Parallelleme Yöntemiyle Çoklama Tekniği

Parallelleme yöntemi, çoklayıcı yapılarında sıklıkla kullanılan ve uygulaması nispeten daha kolay olan yöntemdir. Şekil 3.1'de paralelleme tekniğine ait blok şema bulunmaktadır. Blok şemada da görülebileceği üzere çoklanacak frekans bantları için kullanılan kanal filtreleri bir uyumlama devresiyle birbirlerine entegre edilmiştir.

Parallelleme yönteminde ortak porttan ( $P_1$ ) uygulanan sinyaller, uygun frekans bandındaki kanal filtreleri tarafından süzüldükten sonra çıkış portlarına kanalize edilmektedir. Örneğin, Şekil 3.1'deki yapıda  $P_1$  portuna  $f_2$  frekansında bir sinyal uygulandığında, sinyalin sadece  $P_3$  portuna ulaşması amaçlanmaktadır. Diğer portlara ise  $f_2$  frekansındaki sinyalin ulaşmaması gerekir. Ancak, kanallar arası izolasyon değerine bağlı olarak düşük seviyelerde de olsa  $f_2$  sinyali diğer portlara da sızabilir.



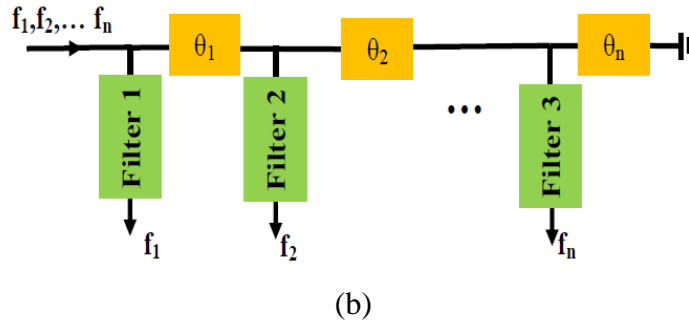
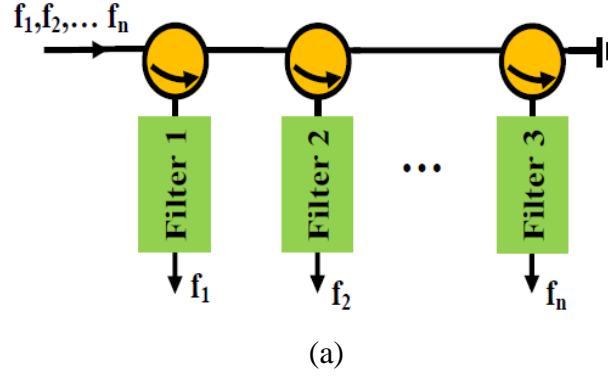
Çoklayıcı yapısının iki yönlü çalışabilmesi sebebiyle,  $P_2, P_3 \dots, P_{n+1}$  kanal portlarından uygulanan sırasıyla  $f_1, f_2 \dots, f_n$  frekansındaki sinyallerin ise tamamının  $P_1$  portuna ulaşabilmesi beklenmektedir.



Şekil 3.1. Paralleleme yöntemine ait blok şeması [12]

Paralleleyerek çoklama yönteminde ortak porttan uygulanan elektromanyetik sinyali frekansına uygun şekilde kanal filtrelerine yönlendirebilmek için çeşitli yaklaşımlar geliştirilmiş veya yardımcı elemanlar kullanılmıştır. Bunun için manifold yapıları, güç bölücü topolojileri, RF anahtar ve sirkülatör gibi yardımcı elemanlar sıklıkla kullanılır. Şekil 3.2’de paraleleyerek frekans bandı çoklamak için kullanılan bazı yaklaşımlar görülebilir [13, 21-23].

Şekil 3.2.a’da gösterilen paraleleme tekniğinde yardımcı eleman olarak sirkülatörler kullanılmıştır. Bant dışı sinyalleri yansıtan kanal filtreleri sirkülatör aracılığıyla ortak kanala entegre edilmiştir. Sirkülatörün tek yönde iletim sağlayan bir eleman olması, ortak porttan uygulanan sinyalin uygun çıkış portuna ulaşana kadar yönlendirilmesini sağlar. Bu sayede her frekans bandı için ayrı bir çıkış portunun tahsis edildiği bir çoklayıcı yapısı gerçekleşmiş olur. Sirkülatörlerin boyut olarak büyük malzemeler olmaları sebebiyle bu yöntemle tasarlanan çoklayıcıların boyutları da genellikle büyük olmaktadır. Ayrıca sirkülatörlerin araya girme kayıpları da çoklayıcı yapısının toplam araya girme kaybına olumsuz etki etmektedir.

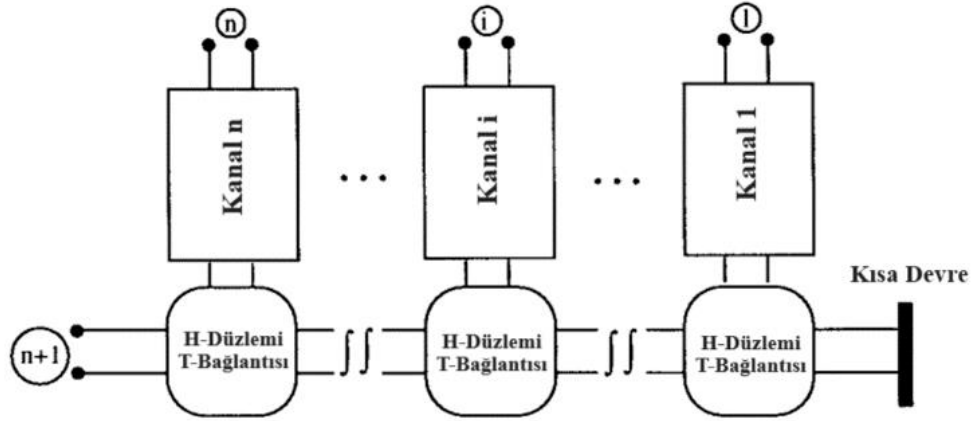


Şekil 3.2. Paralleleme tekniğinde farklı yaklaşımlar, (a) sirkülatör ile, (b) manifold yapısı ile tasarlanmış çoklayıcı blok şemaları [13]

Şekil 3.2.b ile gösterilen manifold yapısı ise literatürde sıklıkla kullanılan bir başka paraleleme yöntemidir. Özellikle dalga kılavuzu yapılarında E-düzlemi ve H-düzlemindeki T bağlantı yapıları ile tasarlanan manifold yapıları sıkça tercih edilmektedir. Bu gibi tasarımlarda dikkat edilmesi gereken en önemli konu ise kanallar arasındaki faz farkının etkileridir.

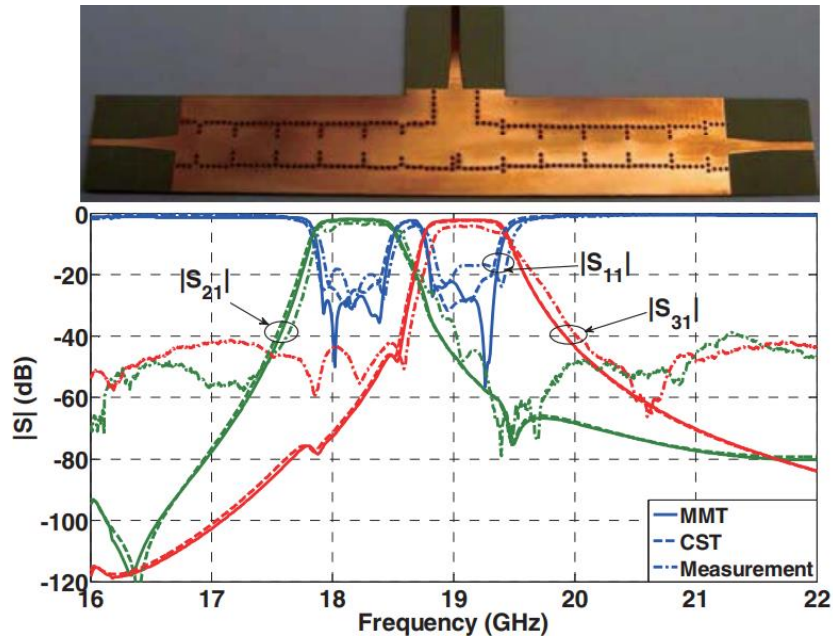
Manifold yapısı kullanılarak tasarlanan çoklayıcıların ortak portundan uygulanan sinyal, frekans bandı uygun olmayan kanal filtrelerinden yansıyarak frekans bandı uygun olan kanal filtresine ulaşmak için ortak kanalda ilerlemesi gerekmektedir. Kanal filtrelerinden yansıyarak ortak kanala geri dönen sinyaller arasında ise faz farkı oluşur. Yansıyarak geri dönen sinyaller arasında oluşan faz farkı ortak kanaldaki sinyaller üzerinde yıkıcı ya da güçlendirici etkilere sebep olmaktadır. Yıkıcı etkileri en aza indirebilmek için kanal filtrelerinden yansıyarak ortak kanala dönen sinyaller arasındaki faz farkının iyi ayarlanması gerekmektedir.

Şekil 3.3'te ise H düzlemindeki T bağlantı yapıları ve manifold topolojisi kullanılarak tasarlanan çoklayıcıya ait blok şema mevcuttur [22]. T bağlantı yapıları kanal filtreleri ile ortak kanalı birbirlerine kolayca entegre edebilirler, bu sebeple dalga kılavuzu yapılarında manifold topolojisinde sıklıkla kullanılırlar.



Şekil 3.3. H düzlemi T bağlantı kullanılarak tasarlanmış manifold çoklayıcı yapısı [22]

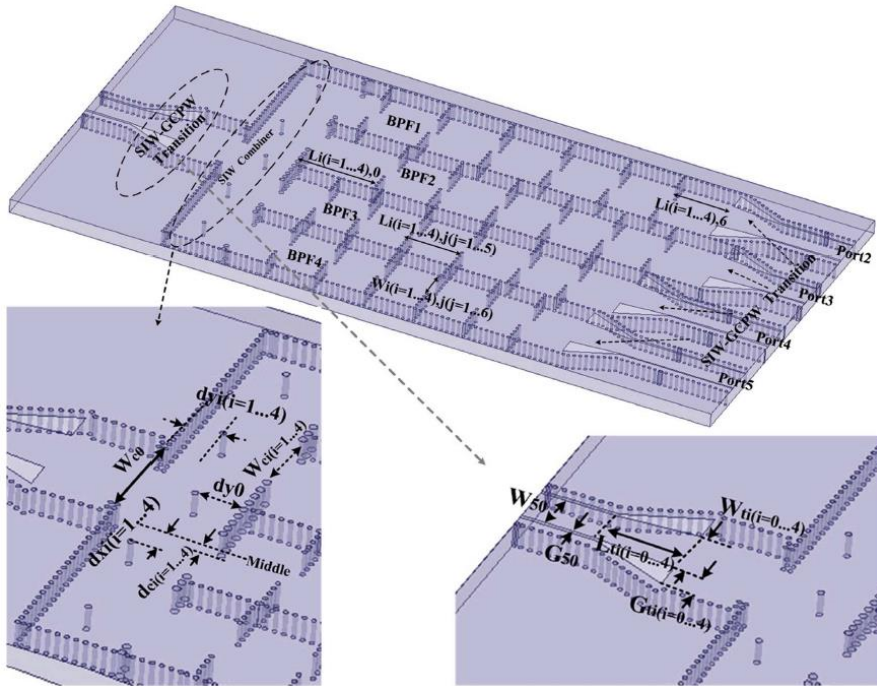
Şekil 3.4'te ise T bağlantı yapısı ile tasarlanan GDK çiftleyici (diplexer) yapısı gösterilmiştir [23].



Şekil 3.4. T bağlantıya sahip GDK yapısında çiftleyici tasarımı ve frekans tepkisi [23]

Bunlarla birlikte güç bölücü/birleştirici yapıları kullanılarak tasarlanan çoklayıcı yapıları da mevcuttur. Şekil 3.5'te gömülü dalga kılavuzu yapısında güç bölücü kullanılarak tasarlanmış bir çoklayıcı gösterilmiştir [11].

Güç bölücü yapıları kullanılarak tasarlanan çoklayıcılar çalışma prensibi olarak manifold topolojisindeki çoklayıcılarla benzerlik göstermektedir. Bu yöntemle tasarlanan çoklayıcıların ortak portundan uygulanan sinyal, uygun çıkış kanalına ulaşana kadar kanal filtrelerinden yansır ve ortak kanalda ilerler. Bu sebeple kanal filtrelerinden yansıyarak ortak kanala dönen sinyaller arasında faz farkı oluşur. Oluşan faz farkından kaynaklı yıkıcı etkileri en aza indirebilmek tasarım için önemli bir aşamadır.

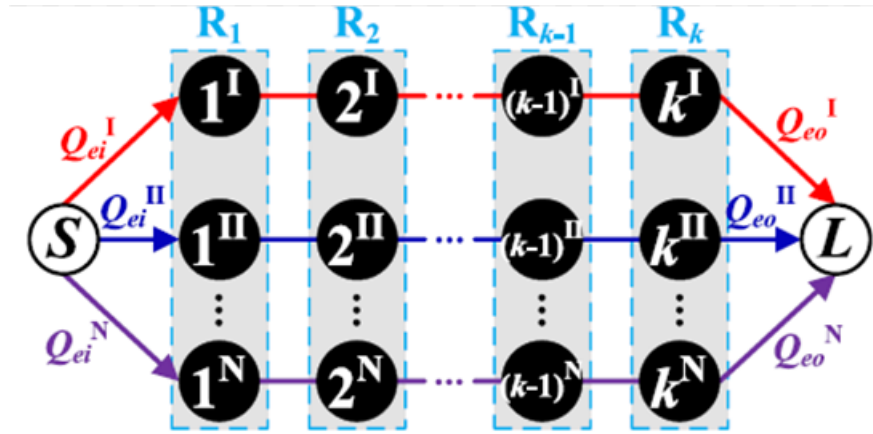


Şekil 3.5. Güç bölücü yapısı kullanılarak tasarlanmış GDK çoklayıcı yapısı [11]

Kanal filtrelerinin merkez frekansları ve bant genişliklerinin birbirlerine bağımlı olmaması, paralelleme tekniğinin en büyük avantajlarından birisidir. Bununla birlikte, paralelleme tekniği ile tasarlanan çoklayıcıların diğer yöntemlerle tasarlanan çoklayıcılara kıyasla daha büyük boyutlarda olması ise bir dezavantaj olarak karşımıza çıkmaktadır. Parallelleme tekniği ile tasarlanan çoklayıcıların araya girme kayıplarının da diğer yöntemlerle tasarlanan çoklayıcılara göre yüksek olduğu bildirilmiştir [12].

### 3.1.2. Bağlaşık Çoklu Mod Rezonatör Yöntemi

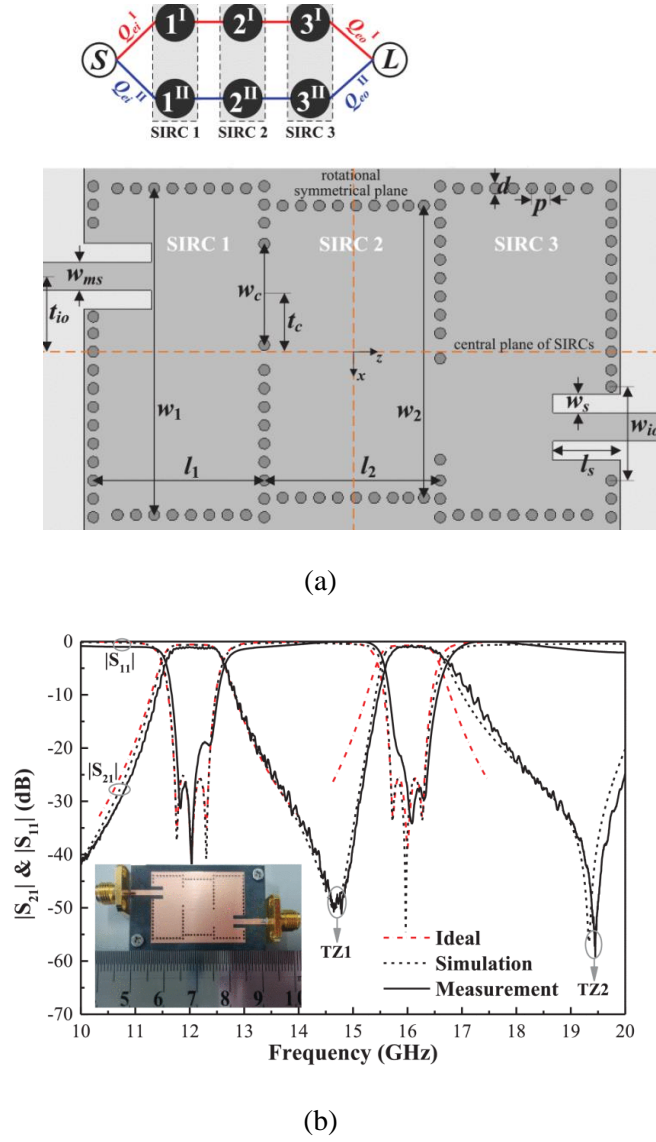
Bağlaşık çoklu mod rezonatör yapıları, çoklu bant geçiren filtre tasarımlarında sıklıkla kullanılan bir başka yöntemdir. Şekil 3.6’da bağlaşık çoklu mod rezonatör yapıları kullanılarak inşa edilen çoklu bant geçiren filtre yapılarının blok şeması verilmiştir. Şekil 3.6’daki  $R_i$  terimleri bağlaşık rezonatörleri temsil ederken, rezonatörler üzerindeki “ $I, II, \dots, N$ ” üst bilgileri de bağlaşık rezonatörlerin farklı modlarını temsil etmektedir [12].



Şekil 3.6. Bağlaşık çoklu mod rezonatör yapısındaki çoklu bant geçiren filtreye ait blok şema [12]

Bağlaşık rezonatörlerin farklı modlarının kullanılması, çoklu bant geçiren filtrelerin oldukça küçük boyutlarda tasarlanabilmesine olanak sunmaktadır. Bu sebeple özellikle minyatürize edilmiş çoklu bant geçiren filtrelerin tasarımında tercih edilen bir yöntemdir [12].

Şekil 3.7’de, bağlaşık çoklu mod rezonatörler kullanılarak tasarlanmış olan gömülü dalga kılavuzu yapısında çoklu bant geçiren filtre örneği gösterilmiştir. Birden fazla rezonatörün farklı modlarının bağlaştırılmasıyla tasarlanan çift bantlı filtrenin frekans tepkisi de Şekil 3.7’de mevcuttur [24]. Örnek tasarımdaki filtre iki portlu bir yapıdadır. Filtrenin geçirdiği frekans bantları ise benzer araya girme kaybı ve bastırma tepkilerini göstermemektedir, çünkü kullanılan rezonans modlarının kalite faktörleri farklıdır.



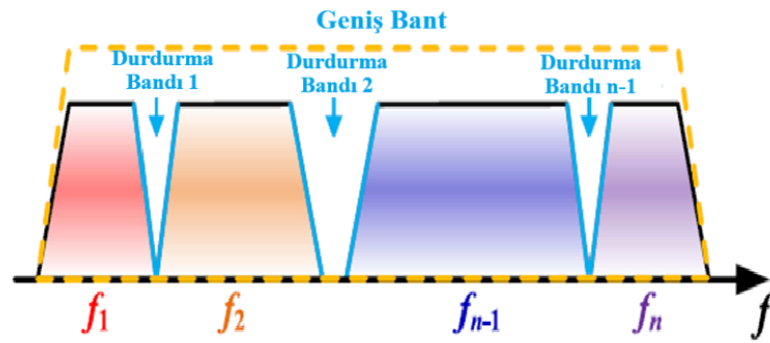
Şekil 3.7. Bağlaşık çoklu mod rezonatör tekniği ile tasarlanmış (a) iki bant geçiren GDK filtre yapısı ve (b) filtrenin frekans tepkisi [24]

Bağlaşık çoklu mod rezonatör yönteminin paralelleme yönteminden temel farkı paralellenmiş çok sayıda kanal filtrelerine sahip olmamasıdır. Bu sebeple bağlaşık çoklu mod rezonatör yöntemiyle daha küçük boyutlarda çoklayıcılar tasarlanabilir.

Bağlaşık çoklu mod rezonatör yöntemindeki en büyük dezavantaj ise aynı rezonatörlerin bağlaştırılması ve farklı modlarının kullanılması sebebiyle, çoklanan bantların merkez frekanslarının ve bant genişliklerinin birbirlerine oldukça bağımlı olmasıdır [12].

### 3.1.3. Frekans Bandı Bölme Tekniği

Frekans bandı bölme yöntemi, isminin de çağrıştırdığı üzere, geniş banda sahip bir filtrenin frekans bandının daha küçük frekans bantlarına bölünmesi esasına göre çalışır. Bu yöntemde geniş frekans bandını bölebilmek için bant durdurucu yapıların kullanılması gerekmektedir. Bant bölme yöntemiyle frekans bandının çoklanmasını gösteren spektrum çizimi Şekil 3.8’de verilmiştir [12]. Şekil 3.8’de görülebileceği üzere geniş bant, bant durdurucu yapılar kullanılarak çoklu bantlara bölünmüştür.

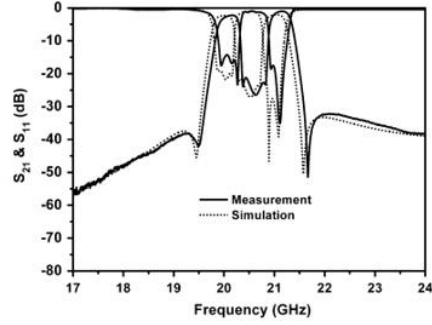
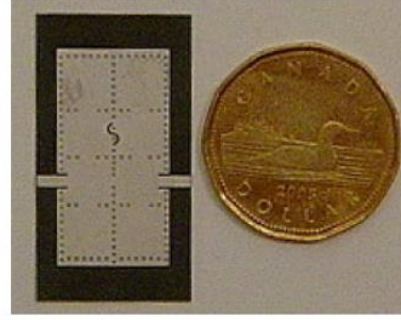
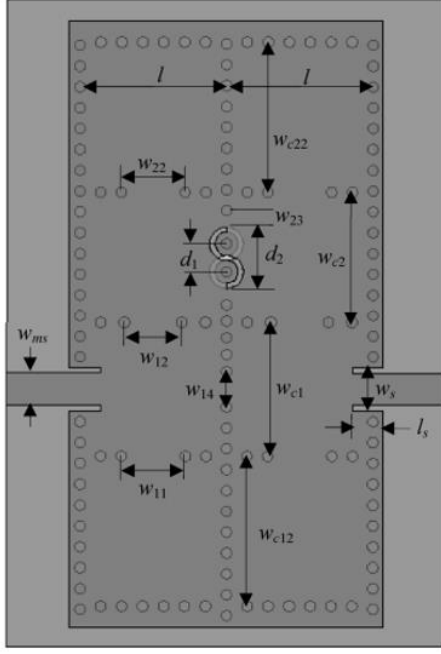


Şekil 3.8. Bant bölme yöntemi için frekans spektrumu gösterimi [12]

Frekans bandı bölme tekniği ile gömülü dalga kılavuzu yapısında kaviteler kullanılabildiği gibi, yarım mod gömülü dalga kılavuzu yapıları da kullanılabilmektedir. Bu sayede hem iki portlu yapıdaki çoklu bant geçiren filtre yapıları hem de çok portlu çoklayıcı yapıları elde edilebilmektedir.

Geniş frekans bandının bant durdurucu yapılar kullanılarak çoklu bant yapısına dönüştürüldüğü örnek bir tasarım Şekil 3.9’da verilmiştir. İlgili tasarımda gömülü dalga kılavuzu yapısında çift bant geçiren bir filtrenin simülasyon ve ölçüm sonuçları da paylaşılmıştır [25].





Şekil 3.9. Çift bant geçiren GDK filtre yapısı ve frekans tepkisi [25]

Bant bölme tekniğiyle tasarlanan çoklayıcılar, paralelleme yöntemiyle tasarlanan çoklayıcılara göre boyut olarak çok daha küçük olmakla birlikte bağlaşıklık çoklu mod rezonatör yöntemiyle tasarlanan çoklayıcıların boyutlarıyla benzerdir.

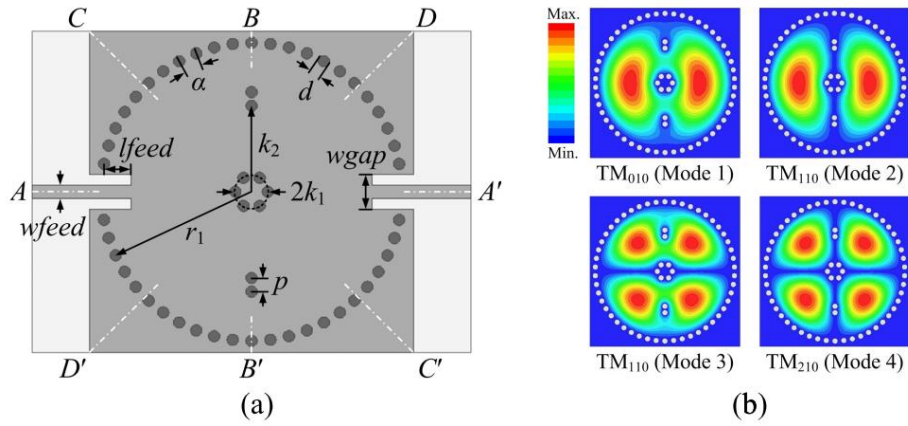
Bant bölme tekniğiyle frekans bandı çoklama yönteminde çoklu bantların merkez frekansları ve bant genişlikleri birbirlerine oldukça bağımlıdır. Bu sebeple paralelleme yöntemindeki kanal filtrelerinin seçiminde sahip olunan özgürlük, bant bölme yönteminde de yoktur [12].

### 3.1.4. Çoklu Moda Sahip Tek Rezonatör Yöntemi

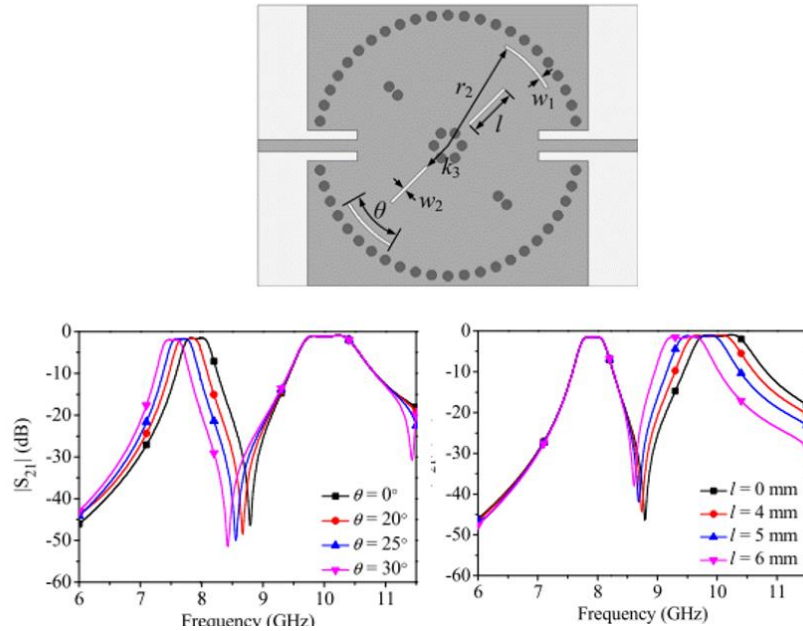
Bu yöntemle birlikte bir rezonatör yapısının farklı modları kullanılarak çoklu bant geçiren filtre tepkisi elde edilmektedir. Ortak rezonatörün farklı modları kullanılarak elde edilmeye çalışılan çoklu bant geçiren filtrelerde, çoklu bantların merkez frekanslarını ve bant genişliklerini özgürce seçebilmek çok zordur.



Şekil 3.10’da ve Şekil 3.11’de çoklu moda sahip tek rezonatör ile tasarlanmış çoklu bant geçiren filtre örnekleri gösterilmiştir. Tasarlanan GDK rezonatörün farklı modları Şekil 3.10.a’da gösterilmiştir. Bu yöntemle tasarlanan filtrelerde, çoklu bantların merkez frekansları ve bant genişlikleri kullanılan ortak rezonatör dolayısıyla birbirlerine bağımlılık gösterirler [26]. Ayrıca kullanılan rezonatörün kalite faktörünün farklı modlarda farklılık göstermesi de bant genişliği seçimi konusunda kısıtlayıcı bir faktördür.



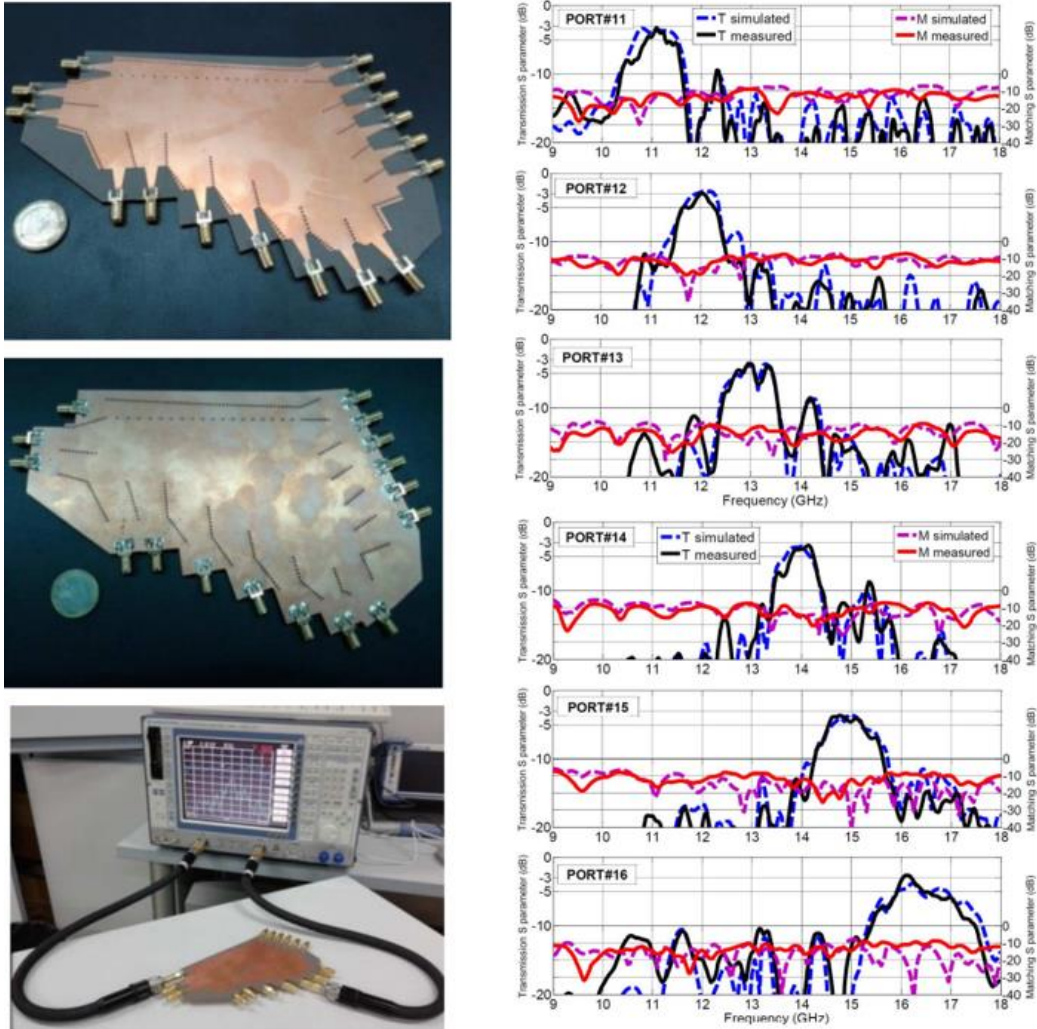
Şekil 3.10. (a) GDK rezonatör yapısı ve (b) farklı modları [26]



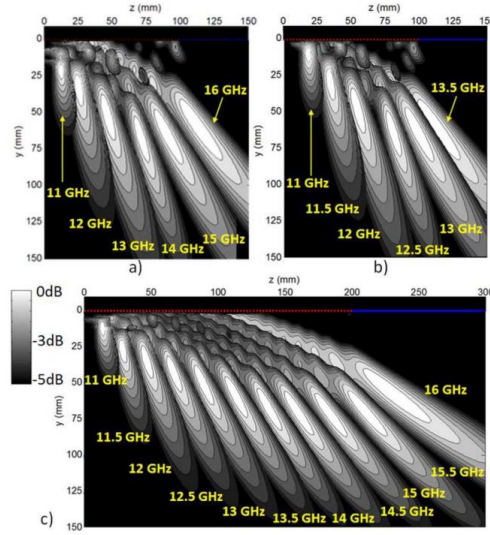
Şekil 3.11. Çoklu mod rezonatör yapısı yapısındaki filtre ve frekans tepkisi [26]

### 3.1.5. Diğer Frekans Çoklayıcı Yaklaşımlar

Önceki kısımlarda çoklu bant geçiren filtreler için kullanılabilecek temel yöntemler ve örnekler aktarılmıştır. Ancak literatürdeki tasarımlar sadece bu yöntemler ile tasarlanmış örneklerle sınırlı değildir. Aktarılan yöntemlerin hibrit yaklaşımları başta olmak üzere çok çeşitli tasarımlar da mevcuttur. Örneğin, Şekil 3.12’de Rotman Lens yapısına benzer bir yapı gömülü dalga kılavuzu yapısı ile gerçekleştirilmiş ve bir frekans bandı çoklayıcı (spatial çoklayıcı) tasarımı yapılmıştır [27]. İlgili tasarımda farklı çıkış portlarına kanalize edilen elektromanyetik sinyal hüzmelerinin dağılımını gösteren görsel Şekil 3.13’te verilmiştir.



Şekil 3.12. Spatial çoklayıcı tasarımının farklı portlarına ait frekans tepkileri s parametreleri [27]



Şekil 3.13. Spatial çoklayıcının çıkış portlarına yönlendirilen hüzmeler [27]

### 3.1.6. Çoklama Yöntemleri Karşılaştırması

Çoklu bant geçiren filtreler veya çoklayıcı yapıları için farklı tasarım yöntemleri önceki bölümlerde detaylıca aktarılmıştır. Aktarılan çoklama yöntemlerinin birbirlerine göre avantajlarından ve dezavantajlarından da bahsedilmiştir. Bu aşamada ise gömülü dalga kılavuzu yapısında çoklu bant geçiren filtre tasarımı için kullanılabilir en uygun yöntem karar verilecektir. Uygun yöntemin seçilmesi esnasında göz önünde bulundurulması gereken önemli kriterler şunlardır:

- Çoklu frekans bantlarının birbirinden bağımsız olması (kanal filtrelerinin merkez frekanslarını/bant genişliklerinin özgürce seçebilme kabiliyeti)
- Boyut olarak küçük ve kompakt bir filtre tasarımını sağlayabilir olması
- Araya girme kaybının düşük olması

Bu kriterlere ek olarak, tasarlanmak istenen çoklu bant geçiren filtre yapısının çok çıkışlı bir yapıda olması ve gömülü dalga kılavuzu yapısına kolayca entegre edilebilir olması istenmektedir.

Tüm bu kriterler göz önünde bulundurularak yapılan özet bir karşılaştırma Çizelge 3.1’de mevcuttur [12].

Çizelge 3.1. Çoklayıcı ve çoklu bant geçiren filtre tasarımlarındaki genel yaklaşımlar [12]

Yöntem	Avantaj	Dezavantaj
Paralleleme	Tasarımı kolaydır	Boyutu büyüktür, araya girme kaybı nispeten fazladır
	Birbirinden bağımsız filtreler çoklanabilir	Kanal filtrelerinin ortak kanal empedansına uyumlanması gerekir
Bağlaşık Çoklu Mod Rezonatör	Boyut küçüktür	Çoklu frekans bantları birbirine bağımlıdır
	Araya girme kaybı azdır	
Frekans Bandı Bölme	Boyutu oldukça küçüktür	Sentezi ve tasarımı zordur
	Araya girme kaybı azdır	Çoklu frekans bantları birbirlerine bağımlıdır
Çoklu Moda Sahip Tek Rezonatör	Minyatür özelliğindedir	Frekans bandı sayısı sınırlıdır, frekans bantları arasında bağımlılık vardır
	Araya girme kaybı azdır	

Çizelge 3.1'deki avantajlar ve dezavantajlar tartıldığında gömülü dalga kılavuzu yapısında frekans çoklama yapmak için paraleleme yönteminin uygun olacağına karar verilmiştir. Paralleleme yöntemi için ise T bağlantı yapıları ve güç bölücü yapılarının kullanılması uygun görülmüştür.

### 3.2. Gömülü Dalga Kılavuzu Yapısındaki Güç Bölücüler

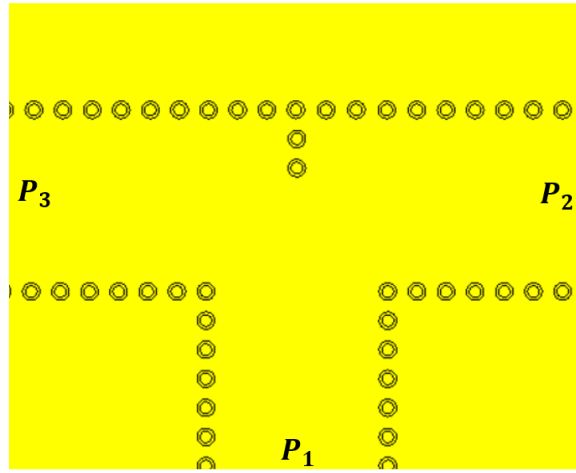
Tezin bu kısmında paraleleme yöntemiyle çoklu bant geçiren GDK yapısındaki filtre tasarımında kullanılması öngörülen güç bölücüler hakkında bilgiler aktarılacaktır.

Güç bölücüler/birleştiriciler çok portlu yapılardır. Güç bölücüler ortak porttan giren RF/Mikrodalga sinyali çıkış portlarına eş ya eş olmayan şekilde dağıtan yapılardır. Gömülü dalga kılavuzu yapısındaki güç bölücüler ise, özellikle anten alanında çalışmalarını yürüten araştırmacılar tarafından hüzmeye oluşturma ve dizi anten elemanlarını besleme amaçlı sıklıkla kullanılmaktadır.

GDK güç bölücü tasarımı için geliştirilmiş çeşitli topolojiler mevcuttur. Bu topolojilerin birbirlerine göre anahtar parametreler özelinde avantajları ve dezavantajları mevcuttur. Bu anahtar parametreler şunlardır: araya girme kaybı, izolasyon, faz ve genlik dengesizliği, bant genişliği, fiziksel boyutlar.

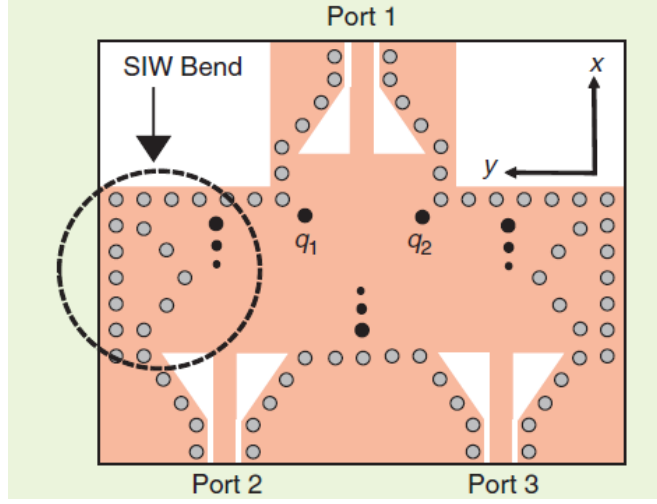
### 3.2.1. T Bağlantı Topolojisinde Güç Bölücüler

GDK güç bölücü tasarımında sıklıkla kullanılan bir topolojidir. Şekil 3.14'te bu topoloji kullanılarak tasarlanmış bir güç bölücü mevcuttur.



Şekil 3.14. T Bağlantı topolojisinde GDK güç bölücü

Bu topolojideki güç bölücüler düşük araya girme kaybı, yüksek faz ve genlik dengesi ile ön plana çıkmaktadır. Fiziksel olarak küçük boyutlara sahip olan T bağlantıya sahip güç bölücüler, araya girme kaybının düşük, tasarımının kolay olması sebebiyle sıklıkla tercih edilen yapılarıdır [28]. Bununla birlikte, Şekil 3.15'te görülebileceği üzere farklı uyumlama tekniklerine sahip, T bağlantı yapısında gömülü dalga kılavuzu güç bölücü tasarımları da mevcuttur [29].

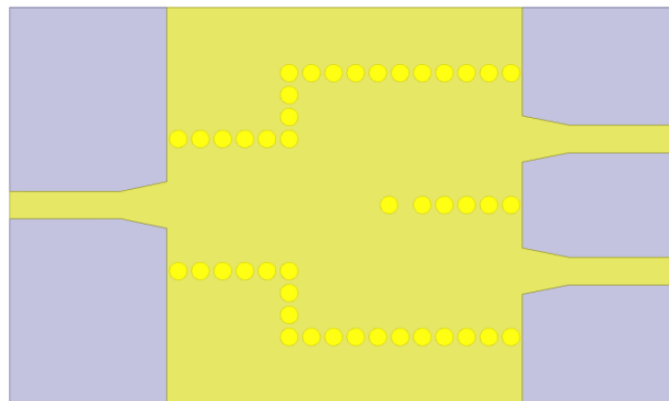


Şekil 3.15. T bağlantı topolojisine sahip güç bölücü [29]

### 3.2.2. Y Bağlantı Topolojisinde Güç Bölücüler

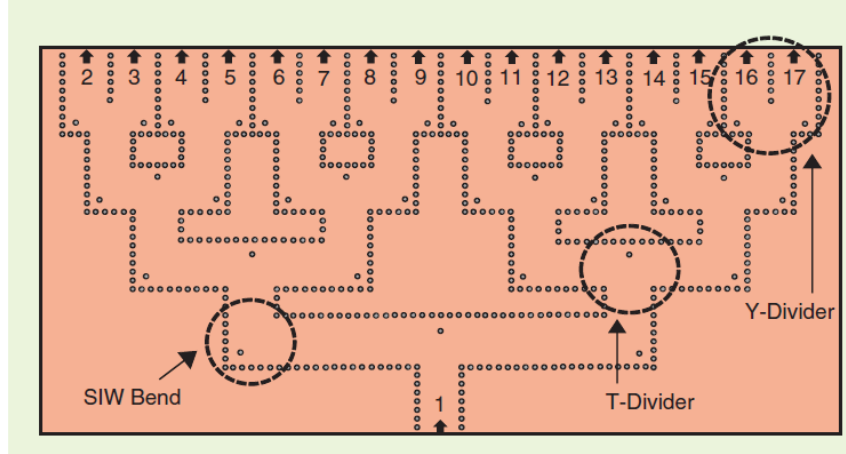
T bağlantıya sahip güç bölücülere oldukça benzer yapıda olan bu topolojide göze çarpan ilk fark bölücü kollarının ikiye ayrıldığı ve “Y” şeklini andıran yapıdır. Şekil 3.16’da bu topolojiye ait güç bölücü tasarımına ait görsel mevcuttur [27].

T Bağlantıya sahip güç bölücüler ile Y Bağlantıya sahip güç bölücüler, ulaşılabilecek bant genişliği ve geri dönüş kaybı açısından karşılaştırılabilir. T bağlantıya sahip güç bölücülerin geri dönüş kaybının daha iyi seviyede olduğu, Y bağlantıya sahip güç bölücülerde ise görece daha geniş banda sahip tasarımlar yapılabildiği literatürde kaydedilmiştir [28].



Şekil 3.16. Y bağlantı topolojisine sahip GDK güç bölücü [27]

Gömülü dalga kılavuzu yapılar kullanılarak sadece farklı çıkış sayısına sahip güç bölücüler de tasarlanabilir. Bu kapsamda akla ilk gelen yöntemlerden birisi güç bölücülerini ardışık bağlamaktır.



Şekil 3.17. 16 kollu GDK güç bölücü topolojisi [29]

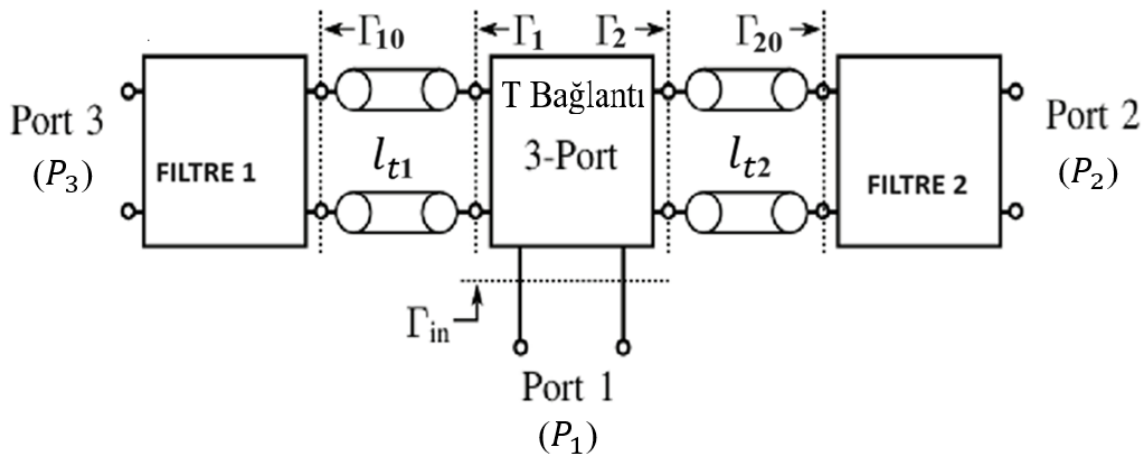
T ve Y bağlantıya sahip güç bölücüler birbirlerine ardışık bağlanarak bölücü kol sayısı artırılabilir. Böylece  $2^n$  çıkış sayısına sahip bölücüler tasarlanabilir. Şekil 3.17'de 16 çıkışlı bir GDK güç bölücü tasarımı bulunmaktadır [29].

## 4. ÇOKLAYICI TASARIMLARI

### 4.1. Gömülü Dalga Kılavuzu Yapısında Çiftleyici Tasarımı

Çiftleyici yapıları 3 portlu yapılardır. Giriş portundan uygulanan mikrodalga sinyalin, kanal filtresi tarafından süzülerek ilgili çıkış portuna ulaşması amaçlanmıştır. Çiftleyici tasarımında Şekil 4.1’de gösterildiği gibi iki adet filtre kullanılabilir. Giriş portundan ( $P_1$ )  $f_1$  frekansında ( $f_1$  frekansı filtre 1’den geçerken, filtre 2’den yansır) bir sinyal uygulandığında, sinyalin güç seviyesi T bağlantı noktasında ikiye bölünür. Gücü yarıya düşen özdeş sinyaller çiftleyicinin iki kolunda ilerlemeye devam eder.  $P_3$  portuna doğru ilerleyen sinyal filtre 1’den geçerek  $P_3$  çıkış portuna ulaşırken;  $P_2$  portuna doğru ilerleyen sinyal filtre 2’den geçemeyerek geri yansır. Filtre 2’den yansıyan sinyal T bağlantı noktasına tekrar ulaşır ve  $P_3$  portuna doğru kanalize olur. Böylece, giriş portundan uygulanan sinyalin yarısı direkt olarak, diğer yarısı da gecikmeli olarak  $P_3$  portuna ulaşır. Böylece,  $P_1$  portundan uygulanan  $f_1$  frekansındaki sinyalin tamamının  $P_3$  portuna ulaşması beklenir. Benzer şekilde  $P_1$  giriş portundan  $f_2$  frekansında sinyal uygulandığında ise sinyalin tamamının sadece  $P_2$  çıkış portuna ulaşması beklenir.

Filtre 2’den yansıyarak T bağlantı noktasına dönen sinyalin  $P_3$  portunda sönümleme etkisi yapmaması için tüm iletim, yansımaya ve T bağlantı noktasına tekrar ulaşması süresince faz olarak bir tam dalga boyu ve tamsayı katları şeklinde gecikmeye uğramış olması gerekmektedir.



Şekil 4.1. Gömülü Dalga Kılavuzu çiftleyici modeli [30]



Çiftleyici yapısının çalışma mekanizması filtrelerden kaynaklı geri yansımalara dayalı olduğu için 3 portlu T bağlantı yapısındaki yansımalar önem arz etmektedir. Bununla birlikte faz farkını etkileyeceği için T bağlantı noktasından kanal filtrelerine kadar olan mesafeler ( $l_{t1}$ ,  $l_{t2}$ ) de önemli bir parametredir [30].

Giriş portundan filtre 1'in geçireceği ve filtre 2'nin yansıtacağı frekansta ( $f_1$ ) sinyalin uygulanması durumunda T bağlantı noktasının 2. Portundan gerçekleşecek yansıma Denklem (4.1)'de verilmiştir.

$$\Gamma_2(f_1) = \Gamma_{20}(f_1)e^{-2j\beta_1 l_{t2}} \quad (4.1)$$

Burada;

$\Gamma_2(f_1)$ :  $f_1$  frekansındaki sinyalin T bağlantı noktasından filtre 1'e doğru olan yansıma katsayısı

$\Gamma_{20}(f_1)$ :  $f_1$  frekansındaki sinyalin filtre 2'den T bağlantı noktasına doğru yansıma katsayısı

$l_{t2}$ : T bağlantı noktası ile filtre 2 arasındaki mesafe

$\beta_1$ : Kılavuzlanan elektromanyetik dalganın  $f_1$  frekansındaki faz sabiti şeklinde tanımlanmıştır

Giriş portundan  $f_1$  frekansında uygulanan sinyalin filtre 2'den tamamen yansımaları ve Port 3'e kanalize olması gerekmektedir. Bu sebeple  $\Gamma_{20}$  yansıma katsayısının mutlak büyüklük olarak 1'e yakın olması gerekir. Ayrıca, filtre 2'den yansiyarak tekrar T bağlantı noktasına ulaşan  $f_1$  frekansındaki elektromanyetik sinyalin Port 3'e kanalize olurken fazının bir tam dalga boyu ve tamsayı katları kadar değişmiş olmasını sağlamak için;

$$e^{-2j\beta_1 l_{t2}} = e^{-2j\left(\frac{2\pi}{\lambda_{g1}}\right)\left(\frac{n\lambda_{g1}}{2}\right)} \quad (4.2)$$

ifadesindeki  $l_{t2}$  uzunluğu:

$$l_{t2} = n\frac{\lambda_{g1}}{2}, n = 1,2,3 \dots \quad (4.3)$$

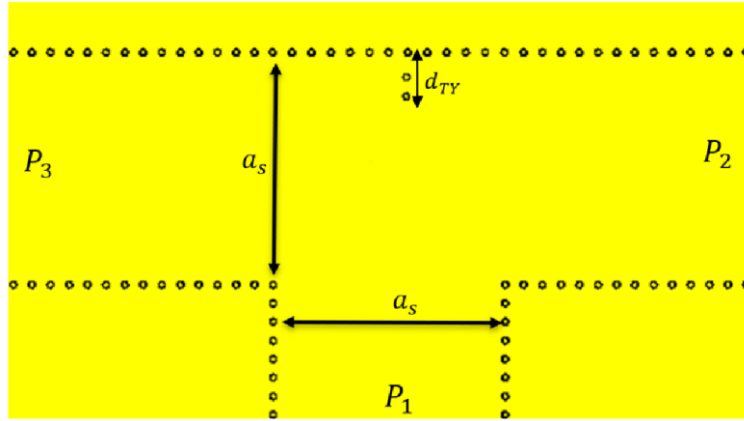
şeklinde seçilmelidir.

Benzer şekilde  $l_{t1}$  uzunluğu;

$$l_{t1} = n \frac{\lambda_{g2}}{2}, n = 1, 2, 3 \dots \quad (4.4)$$

şeklinde seçilmelidir [11, 21].

Bu çalışmada 19 GHz-20 GHz ve 21 GHz-22 GHz frekanslarında süzme işlevi görebilen bir çiftleyici tasarımının gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Tezin 2. kısmında tasarlanan 19 GHz-20 GHz filtresi ve 21 GHz-22 GHz filtreleri çiftleyicinin kanal filtreleri olarak kullanılacaktır. Tasarlanacak çiftleyici yapısı için kullanılacak olan T bağlantı yapısı ise Şekil 4.2’de gösterilmiştir.

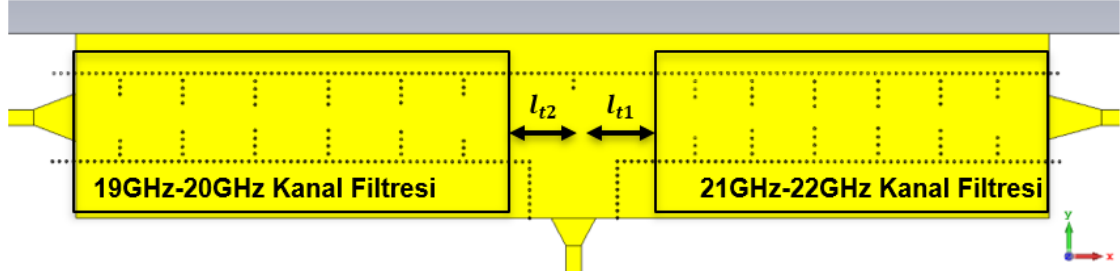


Şekil 4.2. GDK yapısında çiftleyici tasarımında kullanılacak T bağlantı topolojisi

T bağlantı noktasında  $a_s$  değeri kanal filtrelerindeki ile aynı olacak şekilde uygun kesim frekansı için 6.25 mm seçilmiştir.  $d_{TY}$  değeri 1 mm olacak şekilde iletken delikler yerleştirilmiştir.

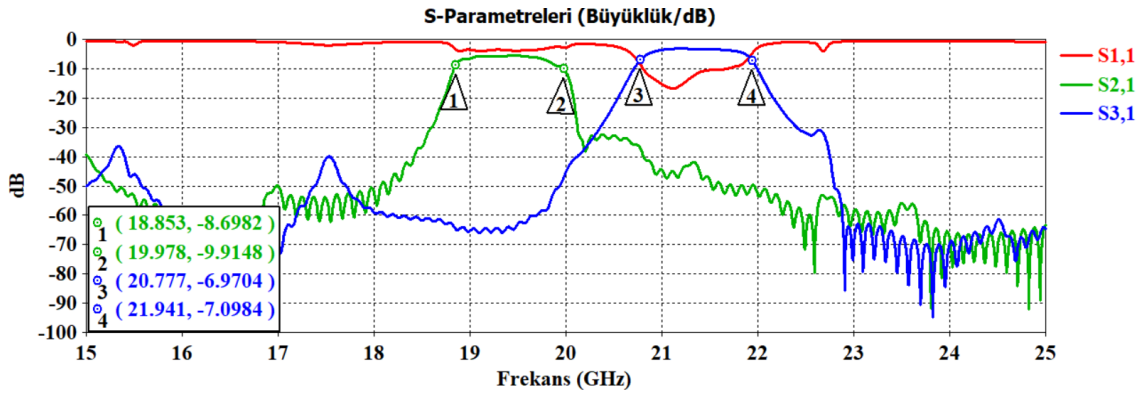
Çiftleyici tasarımındaki kanal filtreleri olan 19 GHz-20 GHz ve 21 GHz-22 GHz filtreleri için sırasıyla Çizelge 2.2 ve Çizelge 2.1’de verilen değerler kullanılmıştır.  $\lambda_{g1}$  ve  $\lambda_{g2}$  kılavuzlanan dalga boyları Denklem (2.6) kullanılarak kanal filtrelerinin merkez frekanslarında sırasıyla 10.8 mm ve 9.2 mm olarak hesaplanmıştır. Kanal filtrelerinin T bağlantı noktasına olan uzaklığını hesaplamak için Denklem (4.3) ve Denklem (4.4)’ten faydalanılmıştır. Buna göre  $l_{t1}$  ve  $l_{t2}$  uzunlukları için 5.4 mm ve 4.6 mm değerleri ( $n=1$ )

hesaplanmıştır. Bu noktada, kanal filtreleri ve T bağlantı yapısı birbirlerine entegre edilerek çiftleyici yapısının tasarımı tamamlanmıştır.



Şekil 4.3. T bağlantı yapısı kullanılarak tasarlanan GDK yapısında çiftleyici

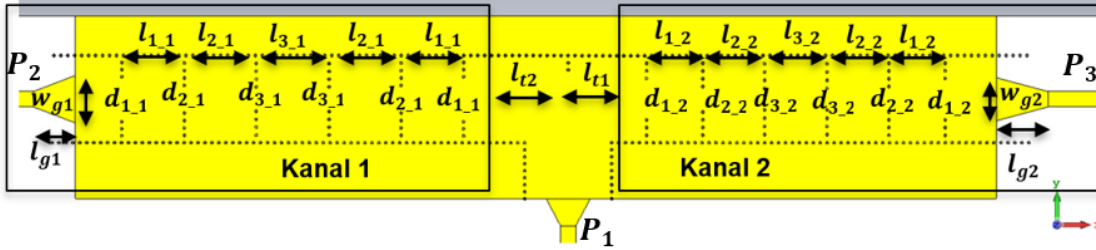
Teorik olarak hesaplanan değerler kullanılarak tasarlanan çiftleyici yapısı Şekil 4.3'te gösterilmiştir. Tasarlanan çiftleyici CST ortamında simüle edilmiş ve Şekil 4.4'te gösterilen frekans tepkisine ulaşılmıştır. Hesaplanan değerler ile ulaşılan frekans tepkisinde araya girme kayıpları ve geri dönüş kayıpları istenilen düzeyde olmamakla birlikte, hesaplanan değerler optimizasyon işlemi için iyi bir başlangıç noktası teşkil etmektedir.



Şekil 4.4. GDK çiftleyici yapısının frekans tepkisi

Şekil 4.4'te gösterilen frekans tepkisinde araya girme kayıpları ve geri dönüş kayıplarını iyileştirebilmek adına CST programında optimizasyon işlemi uygulanmıştır. Optimizasyon parametreleri olarak kanal filtrelerinin pencere açıklıkları ( $d_{i,j}$ ), rezonatör uzunlukları ( $l_{i,j}$ ) ve kanal filtrelerinin T bağlantı noktasına olan mesafeleri ( $l_{tj}$ )

kullanılmıştır. GDK çiftleyici yapısının optimizasyon parametreleri Şekil 4.5'te gösterilmiştir. Optimizasyon sonrasında Çizelge 4.1'deki optimize değerlere ulaşmıştır.



Şekil 4.5. GDK çiftleyici optimizasyon parametreleri

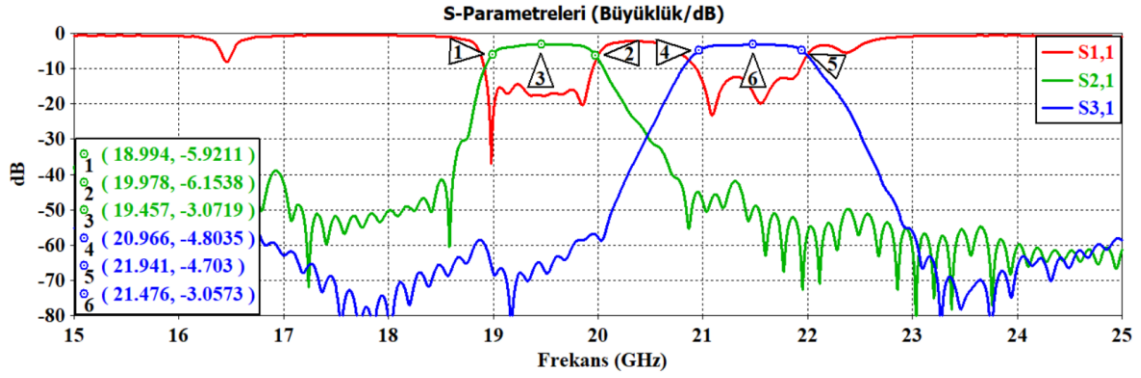
Çizelge 4.1. Optimize edilmiş GDK çiftleyici parametreleri

Parametre*	$d_{1,1}$	$d_{2,1}$	$d_{3,1}$	$l_{1,1}$	$l_{2,1}$	$l_{3,1}$
Değer (mm)	3.02	1.78	1.54	4.49	5.17	5.25
Parametre**	$d_{1,2}$	$d_{2,2}$	$d_{3,2}$	$l_{1,2}$	$l_{2,2}$	$l_{3,2}$
Değer (mm)	2.78	1.63	1.33	4.04	4.44	4.49
Parametre	$l_{t1}$	$l_{t2}$	$l_{g1}$	$l_{g2}$	$w_{g1}$	$w_{g2}$
Değer (mm)	2.37	4.29	3.02	3.72	3.40	3.09

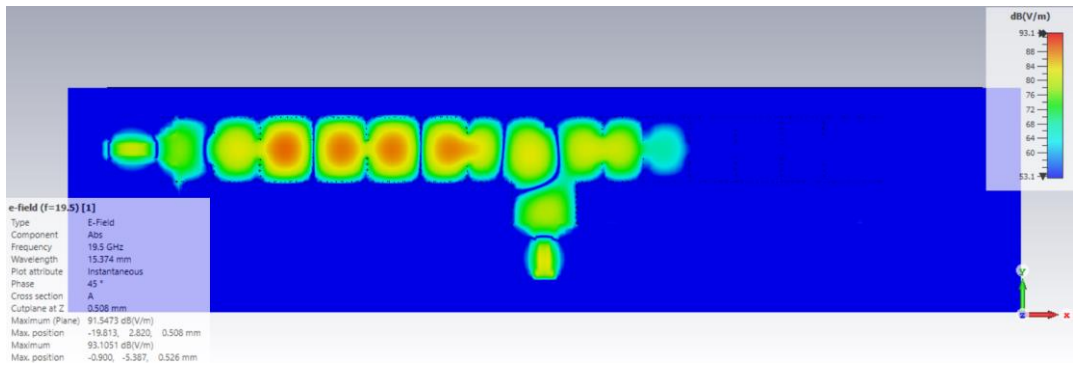
\*: 19 GHz-20 GHz kanalına (Kanal 1) ait filtrenin indüktif pencere açıklıkları ve rezonatör uzunlukları

\*\* : 21 GHz-22 GHz kanalına (Kanal 2) ait filtrenin indüktif pencere açıklıkları ve rezonatör uzunlukları

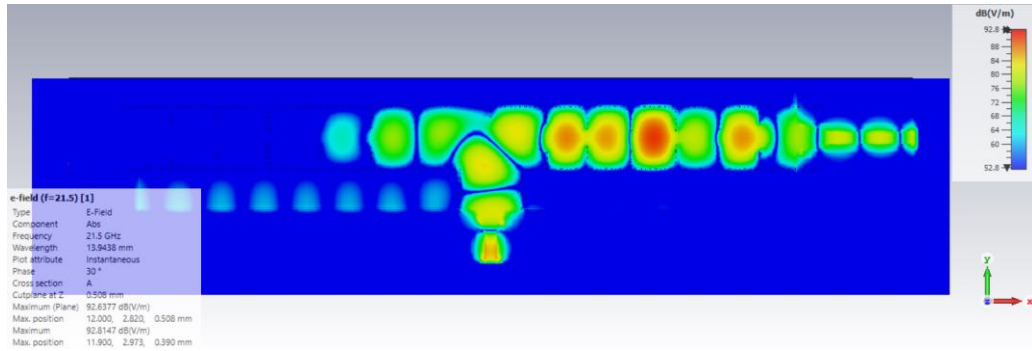
Optimizasyon sonrası çiftleyiciye ait frekans tepkisi Şekil 4.6'da verilmiştir. Ulaşılan sonuçlara göre çiftleyicinin kanallarında 3 dB araya girme kaybı olduğu görülmektedir. Bu kaybın büyük kısmı kanal filtrelerinden kaynaklı olmakla birlikte, mikroşerit ve gömülü dalga kılavuzu yapısındaki iletim hatları da bir miktar araya girme kaybına neden olmaktadır. Giriş geri dönüş kaybı 12 dB seviyesinin altında tutulmuştur.



Şekil 4.6. GDK çiftleyiciye ait optimize edilmiş frekans tepkisi



(a)



(b)

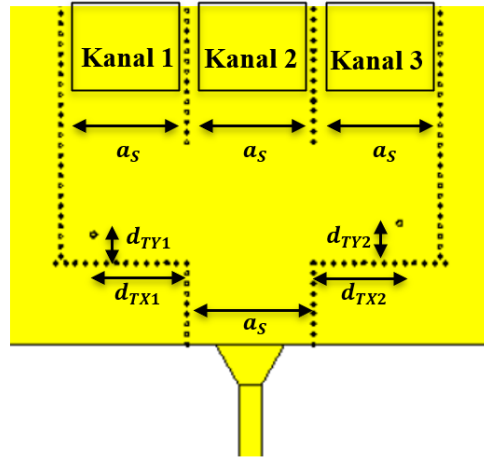
Şekil 4.7. Çiftleyici girişine uygulanan (a) 19500 MHz ve (b) 21500 MHz frekanslarındaki sinyallere ait elektrik alan yoğunluğu

Çizelge 4.1’de verilen optimize edilmiş parametre değerleri incelendiğinde, hesaplanan teorik değerlerden bir nebze olsun saptığı gözlemlenmektedir. Bu farklılığın çiftleyici kollarında bulunan filtrelerin bant dışı frekansları yansıtma özelliklerinden kaynaklandığını söylemek mümkündür.

Kanal filtrelerinin bant dışı frekansları Denklem (4.1)'de kabul edildiği gibi filtre girişinden yansıtması bu farklılığa neden olmaktadır. Şekil 4.7'de çiftleyicinin giriş portundan 19500 MHz ve 21500 MHz frekanslarında elektromanyetik sinyaller uygulandığında çiftleyici üzerinde oluşan elektrik alan gösterimleridir.

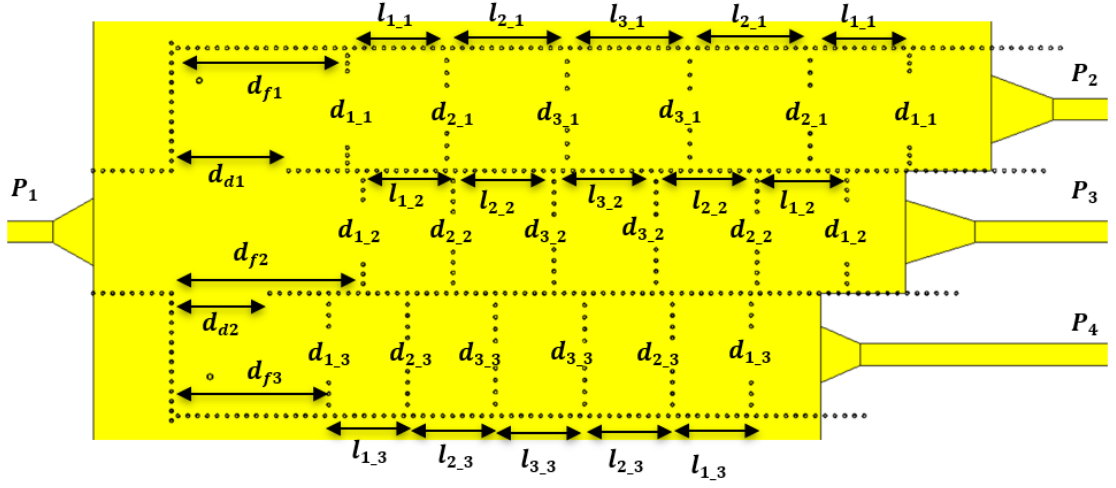
#### 4.2. Gömülü Dalga Kılavuzu Yapısında Üç Çıkışlı Çoklayıcı Tasarımı

Çiftleyici tasarımından edinilen bilgiler ışığında üç kollu bir çoklayıcı tasarımı gerçekleştirilmiştir. 2. Kısımda tasarlanan üç adet kanal filtresi (17 GHz-18 GHz, 19 GHz-20 GHz ve 21 GHz-22 GHz) gömülü dalga kılavuzu yapısındaki üç kollu güç bölücünün kollarına yerleştirilmiştir. Üç kollu güç bölücüne ait tasarım Şekil 4.8'de gösterilmiştir. GDK yapıda üç kollu güç bölücünün iletim hattı genişliklerinin ( $a_s$ ) kanal filtreleri ile aynı olmasına (6.25 mm) özen gösterilmiştir. Bununla birlikte üç kollu güç bölücünün köşelerine uyumlama via'ları yerleştirilmiştir. Uyumlama via'larının konumları  $d_{TX1}$ ,  $d_{TY1}$  ve  $d_{TX2}$ ,  $d_{TY2}$  parametreleri ile Şekil 4.8'de gösterilmiştir.



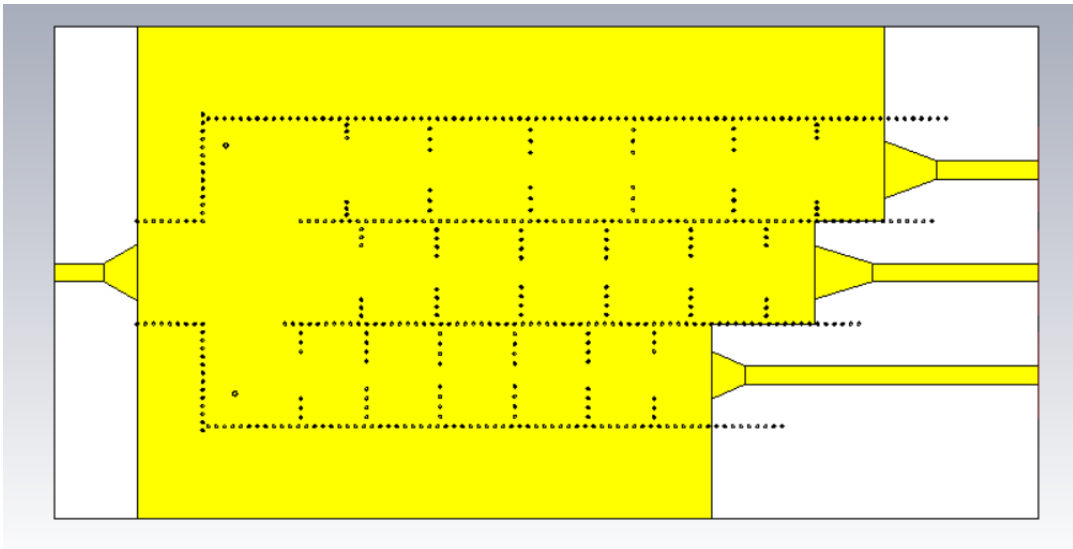
Şekil 4.8. GDK üç kollu güç bölücü

Üç kollu güç bölücünün çıkış kollarına yerleştirilen kanal filtreleri ile oluşturulan gömülü dalga kılavuzu yapısındaki üç çıkışlı çoklayıcı ve tasarım parametreleri Şekil 4.9'da görülebilir.



Şekil 4.9. GDK üç çıkışlı çoklayıcı

Üç çıkışlı çoklayıcı tasarımında da çiftleyici tasarımında olduğu gibi kanal filtrelerinin buldukları konum önem arz etmektedir. Üç adet kanal filtresi, birbirlerine yarım dalga boyu ve tamsayı katları uzaklıklarda yerleştirilmelidir. Bununla birlikte kanal filtrelerinin sayısının artması, nümerik olarak yapılacak hesaplamayı zorlaştırmaktadır. Bu sebeple kanal filtrelerinin konumu, üç boyutlu elektromanyetik benzetim programında yapılan ardışık simülasyonlarla birlikte yineleyerek yakınsama yöntemi kullanılarak bulunmuş ve optimizasyon aşaması için uygun başlangıç değerleri elde edilmiştir. Optimizasyon sonrasında ise üç çıkışlı çoklayıcı için istenilen frekans tepkisine ulaşılmıştır.



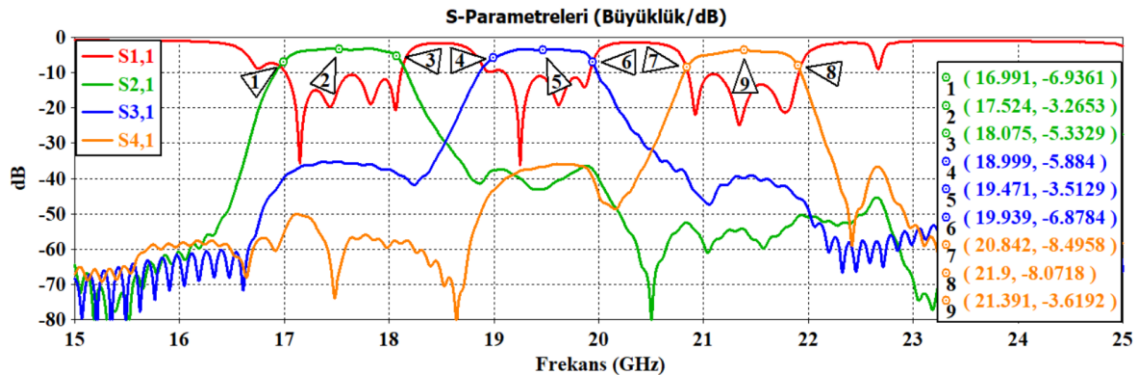
Şekil 4.10. Optimizasyon aşamasından sonra üç çıkışlı çoklayıcı

Optimizasyon işlemi ile kanal filtrelerinin güç bölücü kollarındaki konumları en uygun değerlere getirilmiştir. Şekil 4.10'da optimizasyon aşaması tamamlanan gömülü dalga kılavuzu yapısındaki üç çıkışlı çoklayıcıya ait tasarım görseli mevcuttur. Çizelge 4.2'de ise üç çıkışlı çoklayıcıya ait tasarım parametrelerinin optimize değerleri verilmiştir.

Çizelge 4.2. Optimize edilmiş üç çıkışlı çoklayıcıya ait parametreler

Parametre	$d_{1,1}$	$d_{2,1}$	$d_{3,1}$	$l_{1,1}$	$l_{2,1}$	$l_{3,1}$
Değer (mm)	3.70	2.25	2.02	5.06	6.13	6.26
Parametre	$d_{1,2}$	$d_{2,2}$	$d_{3,2}$	$l_{1,2}$	$l_{2,2}$	$l_{3,2}$
Değer (mm)	3.09	1.85	1.59	4.59	5.14	5.20
Parametre	$d_{1,3}$	$d_{2,3}$	$d_{3,3}$	$l_{1,3}$	$l_{2,3}$	$l_{3,3}$
Değer (mm)	2.67	1.49	1.18	4.02	4.48	4.54
Parametre	$d_{f1}$	$d_{f2}$	$d_{f3}$	$d_{d1}$	$d_{d2}$	$d_{TX1}$
Değer (mm)	8.79	9.68	5.98	5.97	5.02	4.59
Parametre	$d_{TY1}$	$d_{TX2}$	$d_{TY2}$			
Değer (mm)	1.41	4.25	1.96			

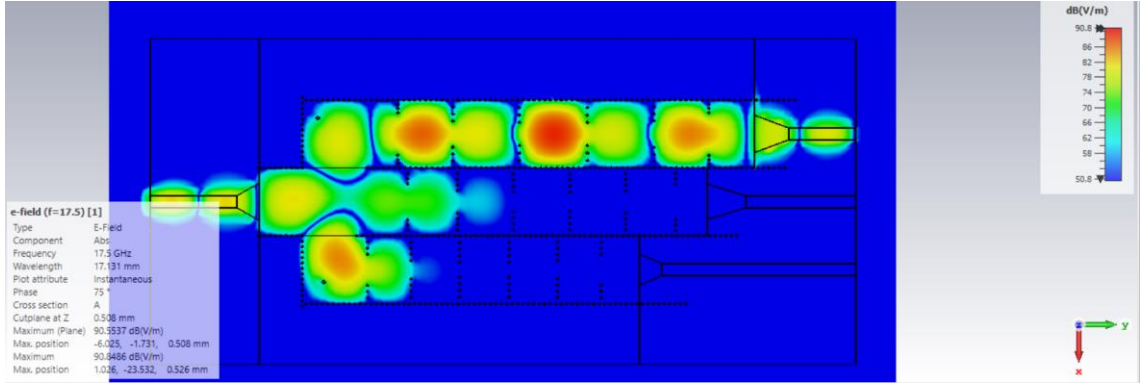
Optimizasyon aşaması sonrası gömülü dalga kılavuzu yapısındaki üç çıkışlı çoklayıcıya ait frekans tepkisi Şekil 4.11'de gösterilmiştir.



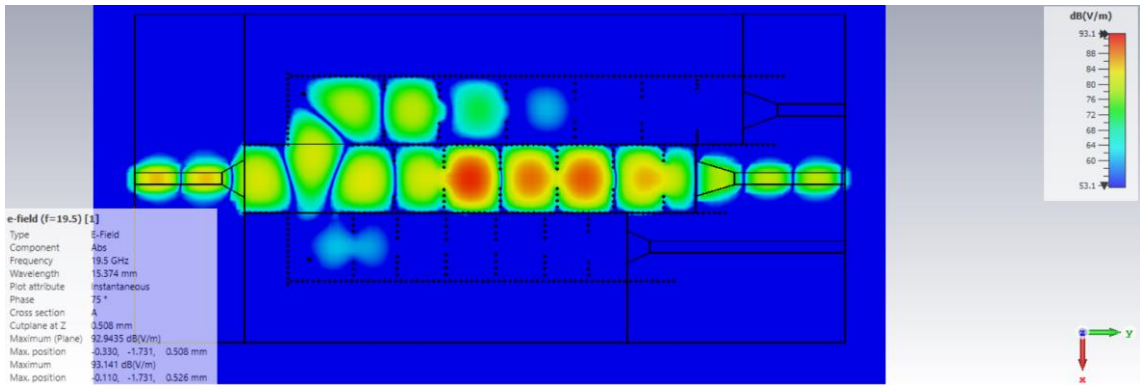
Şekil 4.11. Tasarlanan üç kollu çoklayıcıya ait S parametreleri simülasyon sonucu



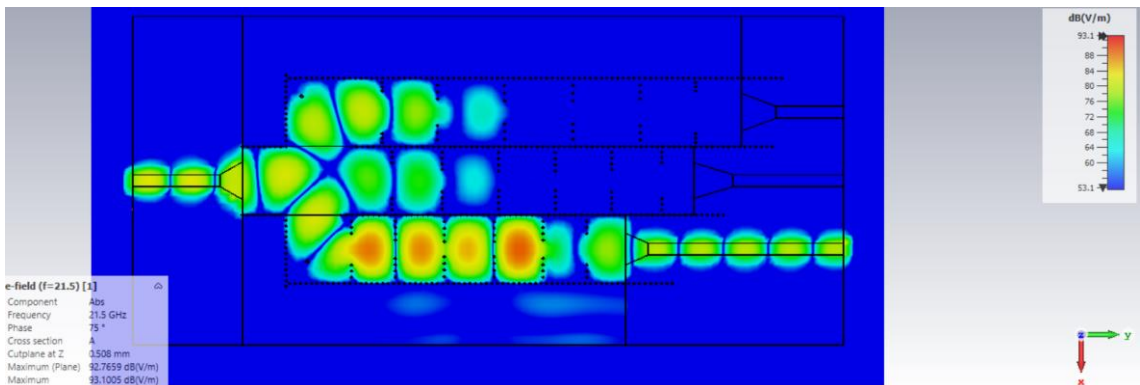
Kanal filtrelerinin çıkışlarında bant içinde yaklaşık 3.5 dB araya girme kaybı gözlemlenmektedir. Bununla birlikte, geri dönüş kayıpları 10 dB seviyesinin altında tutulmuştur. Kanal filtrelerin bant dışı bastırma değerleri merkez frekansın 1 GHz ötesinde 40 dB düzeyinden daha iyidir.



(a)



(b)



(c)

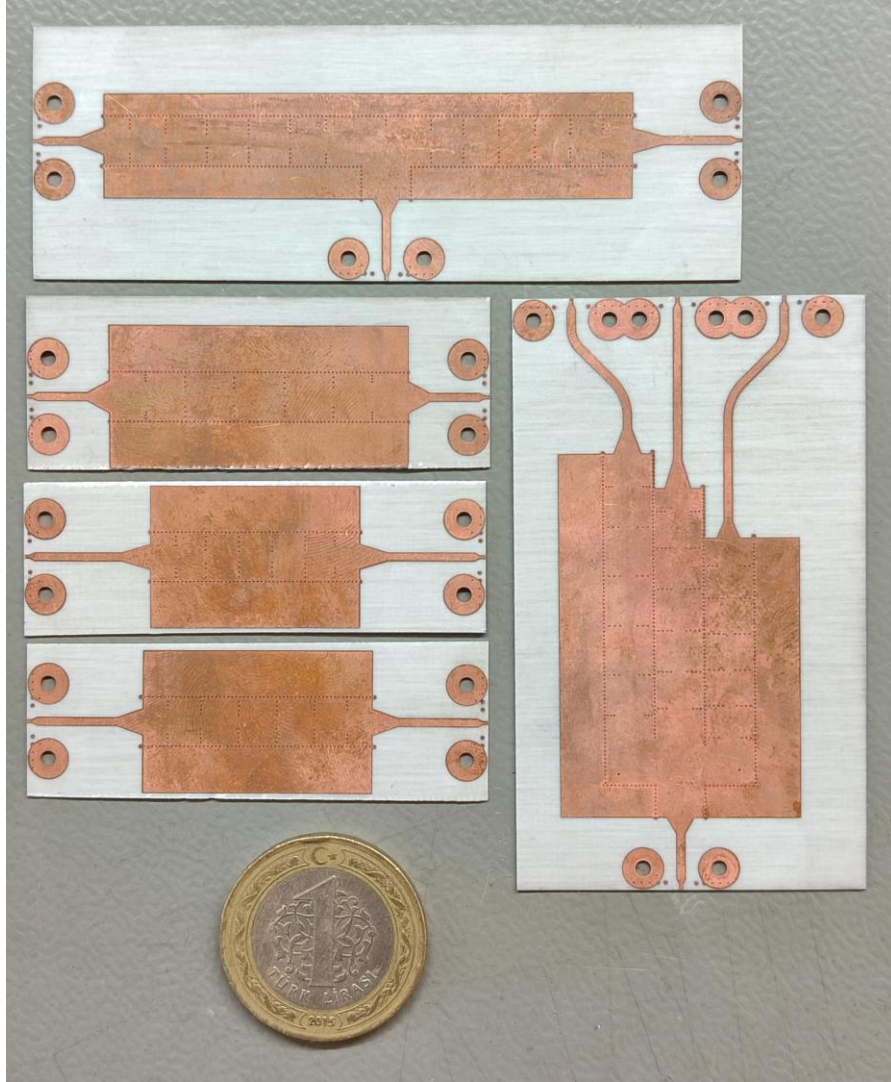
Şekil 4.12. Üç kollu çoklayıcı girişine uygulanan (a)17500 MHz, (b) 19500 MHz ve (c) 21500 MHz frekanslarındaki sinyallere ait elektrik alan gösterimleri

Bununla birlikte, üç kollu çoklayıcı yapısının, giriş portuna uygulanan 17500 MHz, 19500 MHz ve 21500 MHz frekansındaki sinyallerin üç çıkışlı çoklayıcı üzerinde oluşturduğu elektrik alan dağılımı Şekil 4.12’de gösterilmiştir. Çiftleyici yapısında olduğu gibi kanal filtrelerinin bant dışındaki elektromanyetik sinyalleri geri yansıtma filtrelerin rezonatörleri vasıtasıyla gerçekleşmektedir. Bu davranış, çoklayıcı yapısındaki kanal filtrelerinin konumlarının matematiksel olarak belirlenmesini zorlaştırmaktadır.

Tasarımları tamamlanan kanal filtreleri, çiftleyici yapısı ve üç çıkışlı çoklayıcı yapısı üretilerek test edilmiştir.

## 5. ÜRETİM VE TEST SONUÇLARI

Gömülü dalga kılavuzu yapısında tasarlanan bant geçiren filtreler, çiftleyici ve üç çıkışlı çoklayıcı yapısının üretim ve test sonuçları bu kısımda incelenecektir. Tasarlanan kanal filtreleri, çiftleyici ve üç çıkışlı çoklayıcı yapısı; 18 mikron bakır kalınlığına sahip, 20 mil kalınlığında RO4003C alttaşı kullanılarak üretilmiştir [20]. Lazerle kazıma tekniği ile üretilen kanal filtreleri, çiftleyici ve üç çıkışlı çoklayıcı yapısı Şekil 5.1’de gösterilmiştir.

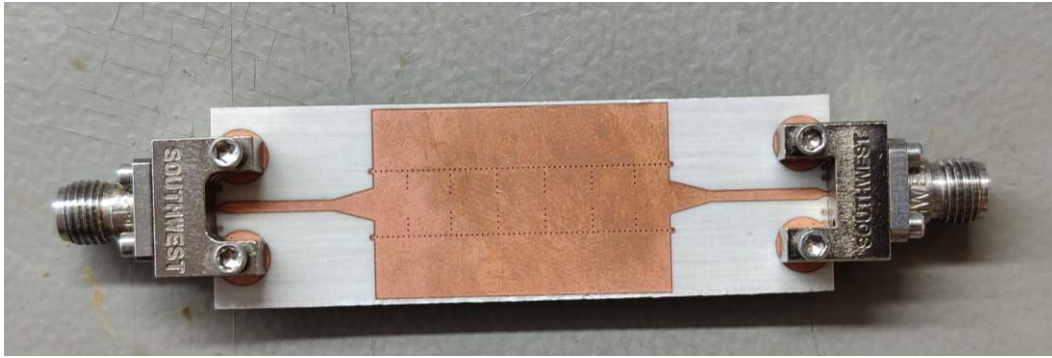


Şekil 5.1. Lazerle kazıma tekniğiyle üretilen GDK filtreler, çiftleyici ve üç çıkışlı çoklayıcı

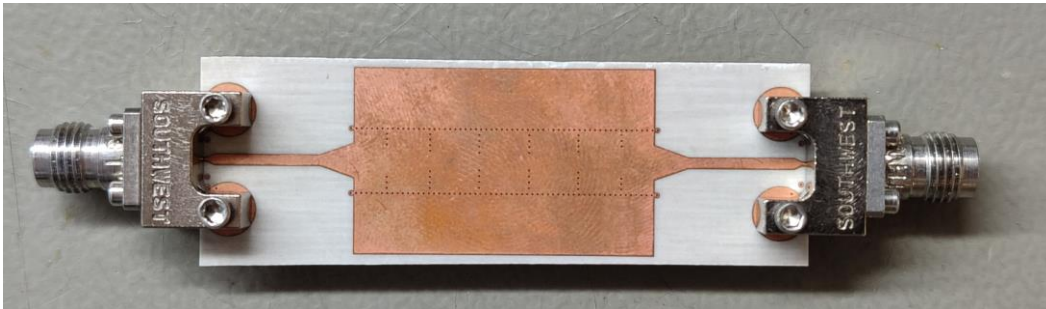
Şekil 5.2’de ise üretilen kanal filtreleri, takılan konnektörleriyle birlikte gösterilmiştir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 5.2. GDK filtrelerin görüntüsü, (a) 17 GHz-18 GHz filtresi, (b) 19 GHz-20 GHz filtresi, (c) 21 GHz-22 GHz filtresi

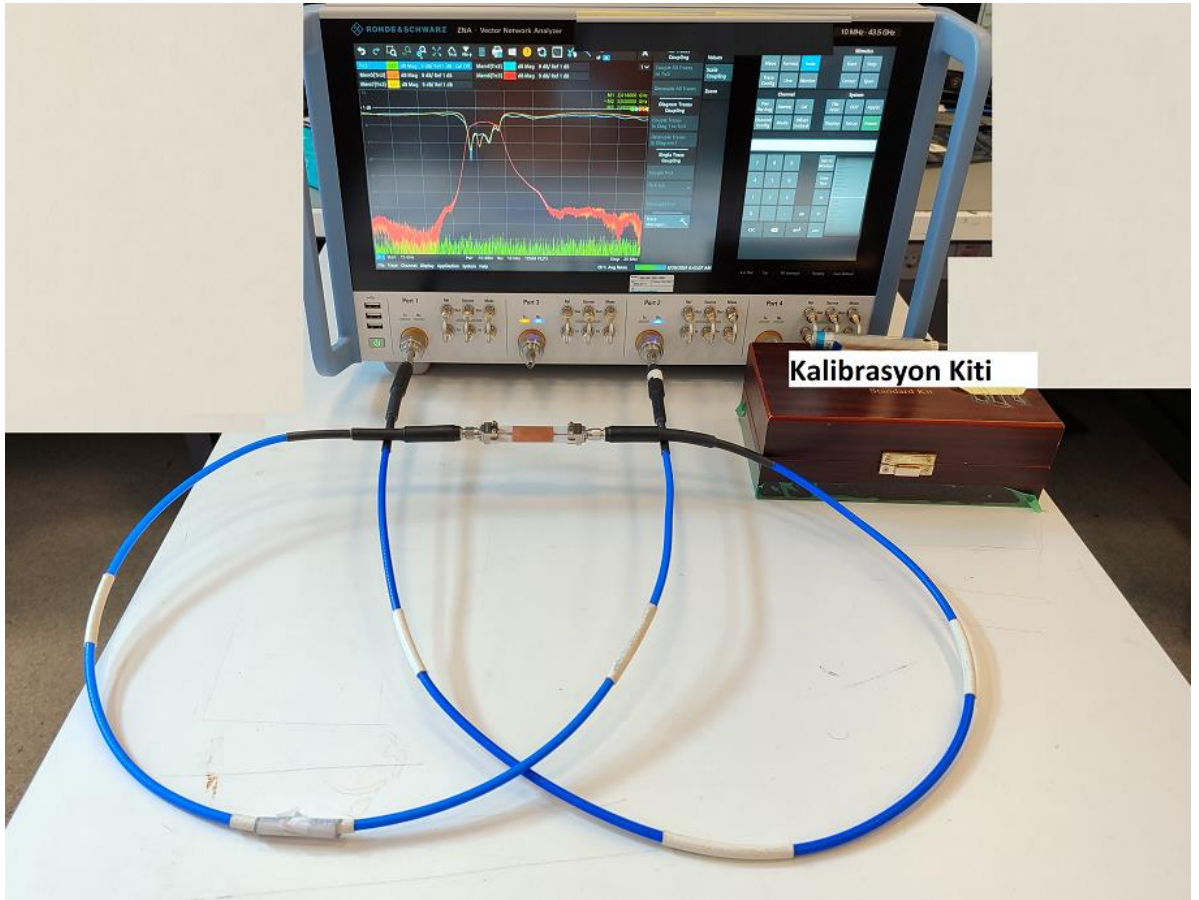
Üretimi yapılan kanal filtrelerinin ölçümleri için Southwest firmasına ait 1092-01A-6 parça numaralı baskı devre karta sıkıştırılarak monte edilen konnektörler kullanılmıştır. Kullanılan konnektör Şekil 5.3'te gösterilmiştir.





Şekil 5.3. Southwest firmasına ait 1092-01A-6 parça numaralı konnektör

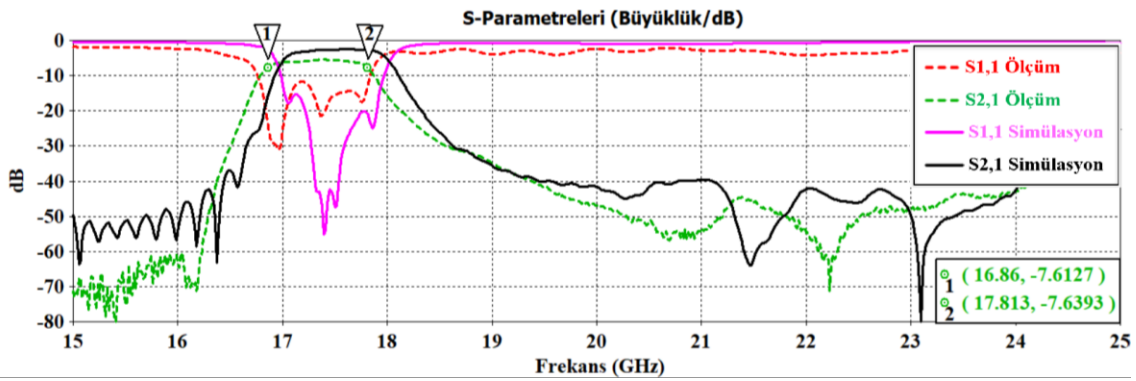
Üretilen kanal filtrelerinin frekans tepkileri Rohde Schwarz firmasına ait Vektör Network Analizör (ZNA43) ile ölçülmüştür. Ölçüm düzeneğine ait görsel Şekil 5.4'te verilmiştir.



Şekil 5.4. Ölçüm düzeneği

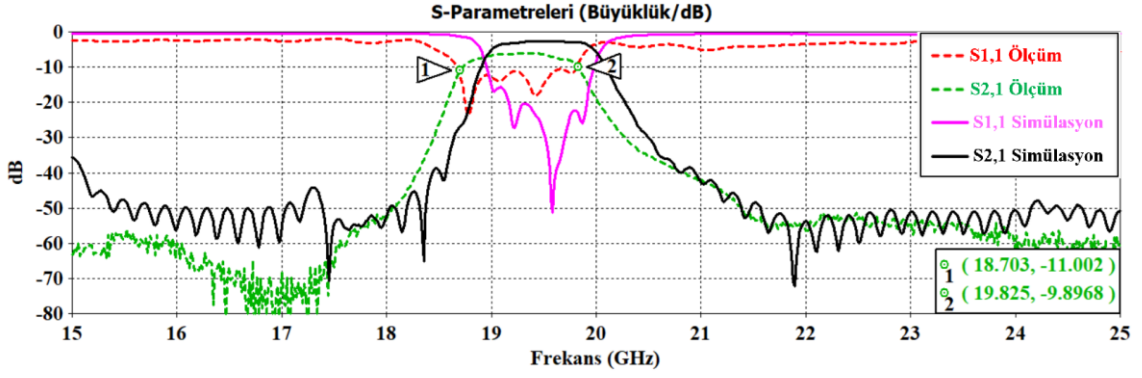
## 5.1. Bant Geçiren Kanal Filtrelerinin Ölçüm Sonuçları

Şekil 5.5'te ölçümü yapılan 17 GHz-18 GHz kanal filtresinin test sonuçları simülasyon değerleriyle karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Üretim sonuçlarında, filtrenin bant içi araya girme kaybı simülasyon sonuçlarına göre yaklaşık 3 dB daha fazla ölçülmüştür. Bununla birlikte filtrenin köşe frekanslarının 150 MHz kadar daha düşük frekanslara doğru kaydığı görülmektedir. Filtrenin geri dönüş kaybı 10 dB seviyesinin altında ölçülmüştür. Ölçülen bant dışı bastırma değerlerinin simülasyon sonuçlarına göre özellikle düşük frekanslarda daha iyi olduğu kaydedilmiştir.



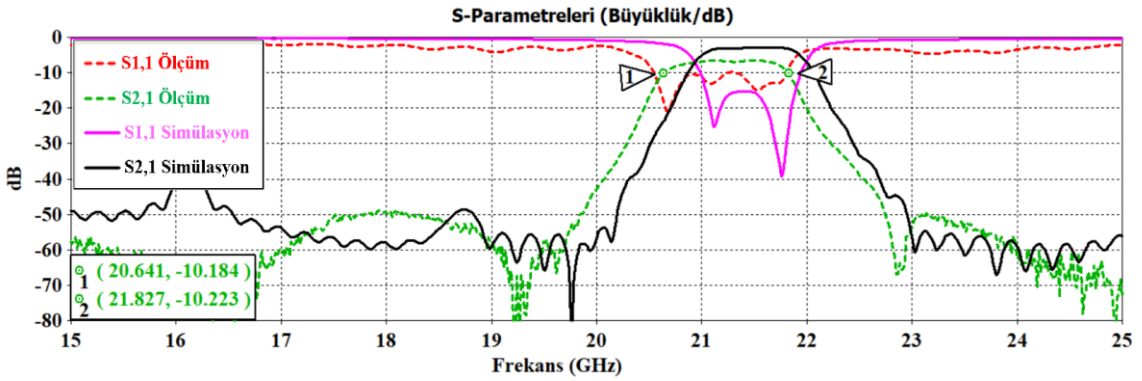
Şekil 5.5. 17 GHz-18 GHz filtresinin frekans tepkisi ölçüm sonuçları

Şekil 5.6'da ölçümü yapılan 19 GHz-20 GHz filtresinin test sonuçları simülasyon değerleriyle karşılaştırmalı olarak verilmiştir. 17 GHz-18 GHz filtresine benzer şekilde, filtrenin köşe frekanslarının daha düşük frekanslara doğru kaydığı görülmektedir. Bununla birlikte simülasyon sonuçları ve ölçüm sonuçları karşılaştırıldığında araya girme kaybındaki farklılık bu filtrede 4 dB seviyesindedir. Ölçülen bant dışı bastırma değerlerinin; düşük frekanslarda simülasyon sonuçlarına göre daha iyi olduğu görülmekle birlikte, yüksek frekanslarda simülasyon sonuçlarıyla ölçüm sonuçlarının örtüştüğü söylenebilir.



Şekil 5.6. 19 GHz-20 GHz filtresinin frekans tepkisi ölçüm sonuçları

Şekil 5.7’de ölçümü yapılan 21 GHz-22 GHz filtresinin test sonuçları simülasyon değerleriyle karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Araya girme kaybı açısından simülasyon sonuçları ve üretim sonuçları arasındaki farklılık en fazla bu filtrede kendini göstermiştir. Bununla birlikte, ölçülen bant dışı bastırma değerleri önceki iki filtrede simülasyon sonuçlarına göre daha iyi iken, bu filtrede aynı durum görülmemiştir.



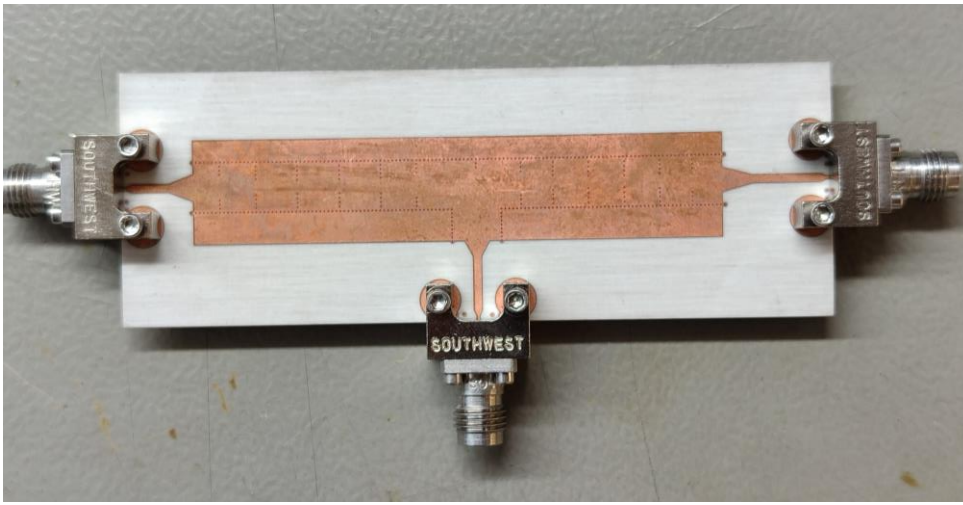
Şekil 5.7. 21 GHz-22 GHz filtresinin frekans tepkisi ölçüm sonuçları

Üretim sonuçları simülasyon sonuçlarıyla karşılaştırıldığında göze çarpan iki unsur vardır. İlki, üretilen filtrelerde araya girme kayıpları simülasyon sonuçlarına göre daha fazladır. Bunun sebebinin, üretim toleranslarından kaynaklı olması muhtemeldir. Bununla birlikte yüksek frekanslara çıkıldıkça karşılaşılan yüksek konnektör kayıplarının da bir etken olduğu düşünülmektedir.

Göze çarpan ikinci unsur ise frekans tepkilerinin daha düşük frekanslara doğru kaymış olmasıdır. Bu kaymanın sebebinin ise modellemeden kaynaklı eksikliklerden olabileceği üzerinde durmak gerekir. Konsept tasarım için yeterli görülen ölçüm sonuçları, gelecek çalışmalar için ümit vadetmektedir.

## 5.2. Çiftleyici Ölçüm Sonuçları

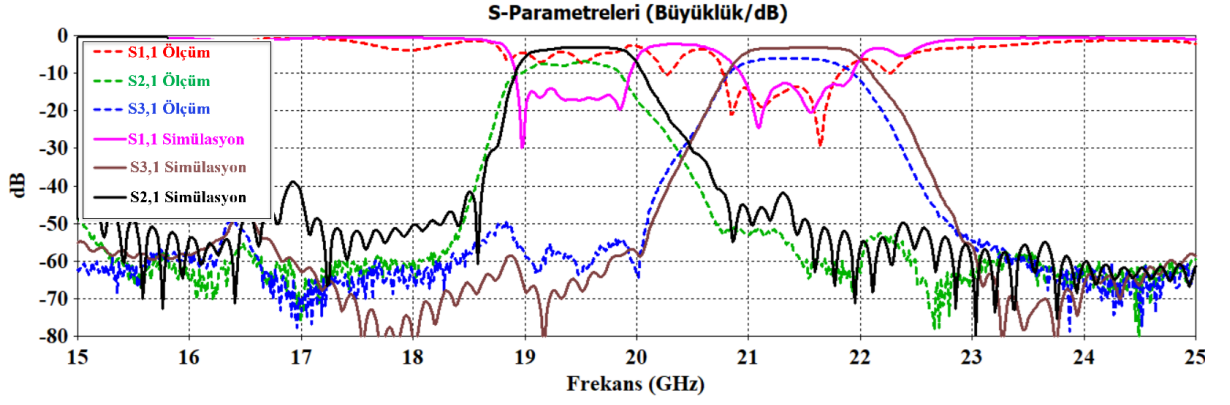
Üretilen çiftleyicinin görüntüsü Şekil 5.8’de verilmiştir.



Şekil 5.8. Üretilen GDK çiftleyici

Çiftleyicinin ölçümleri Soutwest firmasının 1092-01A-6 parça numaralı konnektörü yardımıyla Rohde Schwartz firmasının ZNA43 Network Analizör cihazında yapılmıştır. Şekil 5.9’da çiftleyicinin iletim ve geri dönüş kayıplarının ölçüm ve simülasyon sonuçları mevcuttur.



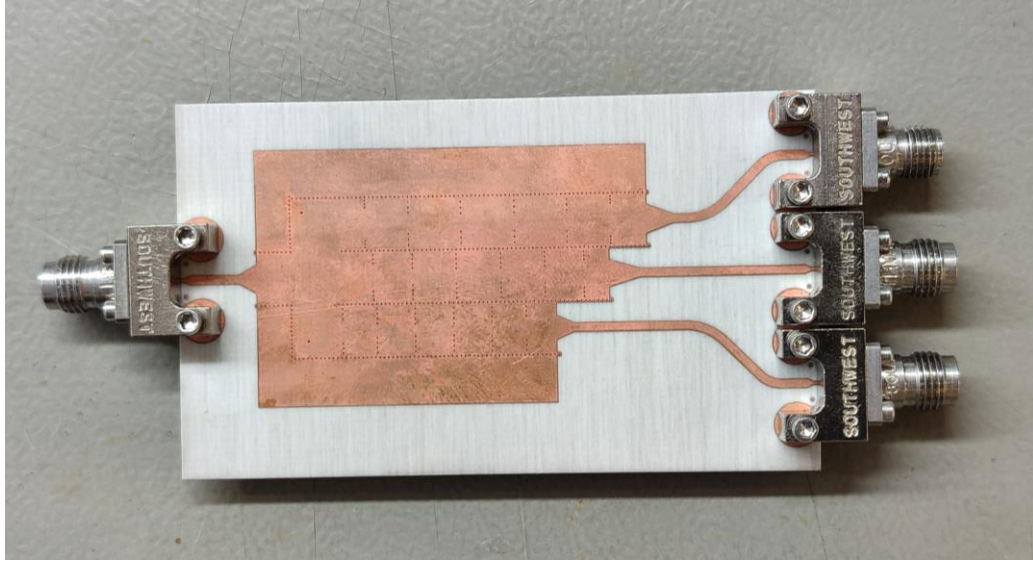


Şekil 5.9. GDK çiftleyicinin frekans tepkisi ölçüm sonuçları

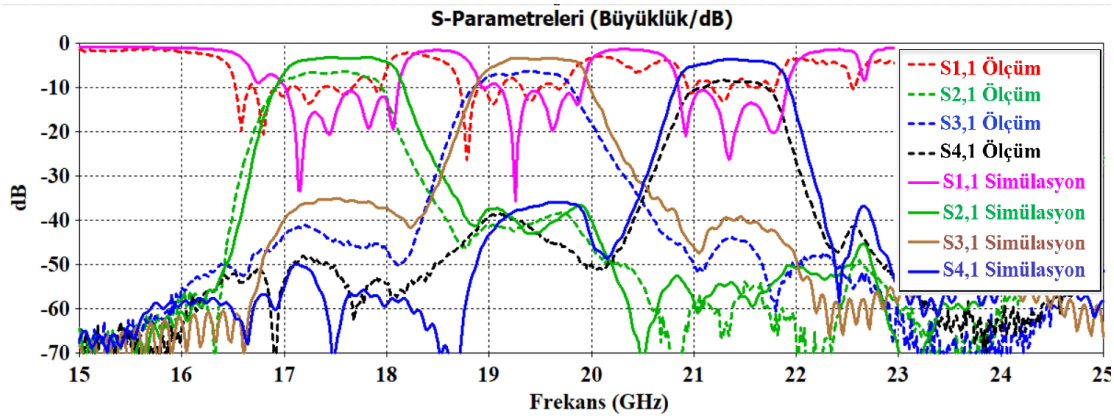
Şekil 5.9’da da görüleceği üzere ölçüm sonuçlarında, çiftleyicinin 21 GHz-22 GHz bandını geçiren çıkışında geri yansımaya kaybının simülasyon sonuçlarıyla uyumlu olduğu kaydedilmiştir. Buna rağmen 19 GHz-20 GHz bandını geçiren çıkışındaki geri dönüş kaybı beklenenden uzaktır. Kanal filtrelerinde olduğu gibi ölçülen bant içi araya girme kayıpları simülasyon sonuçlarından daha yüksektir. Kanal filtrelerinde yaşanan frekans bandının daha düşük frekanslara doğru kayma eylemi çiftleyici ölçümlerinde de gözlemlenmiştir. Tüm bunlara rağmen ilk prototipte elde edilen ölçüm sonuçları gelecek çalışmalar için ümit vermektedir.

### 5.3. Üç Çıkışlı Çoklayıcı Ölçüm Sonuçları

Şekil 5.10’da üretilen üç çıkışlı çoklayıcıya ait görüntü verilmiştir. Üç çıkışlı çoklayıcının ölçülen iletim ve geri dönüş kayıpları, simülasyon sonuçlarıyla karşılaştırmalı olarak Şekil 5.11’de verilmiştir.



Şekil 5.10. Üretimi tamamlanan üç çıkışlı çoklayıcı



Şekil 5.11. Üç çıkışlı çoklayıcının iletim ve geri dönüş kayıpları ölçüm sonuçları

Ölçülen üç çıkışlı çoklayıcının araya girme kayıplarının simülasyon sonuçlarından 17 GHz-18 GHz bandı için 3 dB seviyesinde, 19 GHz-20 GHz bandı için 5 dB seviyesinde, 21 GHz- 22 GHz bandı için 6 dB seviyesinde daha yüksek olduğu kaydedilmiştir. Gerek üretim toleranslarından kaynaklı hatalar gerek yüksek frekanslara doğru çıkıldıkça yaşanan konnektör ve hat kayıplarının bu tutarsızlığa neden olabileceği düşünülmüştür. Bununla birlikte bant içi geri dönüş kayıplarının da simülasyon değerlerine göre hayli yüksek olduğu görülebilir. Ölçülen bant dışı bastırma değerleri ise simülasyon sonuçlarına yakınsamaktadır. İlk prototipteki ölçüm sonuçları ve simülasyon sonuçlarındaki bu farklılıklara rağmen konsept tasarımın, ilerde yapılacak GDK çoklayıcı yapıları için bir temel olacağı düşünülmektedir.

## 6. SONUÇ VE GELECEK ÇALIŞMALAR

Bu çalışmada öncelikle gömülü dalga kılavuzu yapısı anlatılmıştır. Gömülü dalga kılavuzu yapısı için tasarım parametrelerinin neler olduğu ve hangi kriterlere göre bu parametrelerin hesaplandığı ayrıntılı şekilde verilmiştir.

Çalışmanın nihai hedefi çoklu bant geçiren GDK filtre tasarımı olduğu için öncelikle kanal filtrelerinin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Gömülü dalga kılavuzları, içerisi dielektrik malzeme ile doldurulmuş dalga kılavuzu yapılarına benzer karakteristik göstermesi sebebiyle GDK bant geçiren filtre tasarımı süreci de geleneksel metalik dalga kılavuzu yapısındaki bant geçiren filtre tasarımına benzer şekilde olmuştur. Üç boyutlu benzetim programlarının da yardımıyla frekans tepkisi optimize edilen üç adet GDK bant geçiren filtre tasarlanmış, üretilmiş ve frekans tepkisi network analizör kullanılarak ölçülmüştür.

Filtre tasarımları sonrasında T bağlantı yapısı kullanılarak çiftleyici (diplexer) tasarımı sunulmuştur. Bu aşamada T bağlantı noktasının çıkış kollarına uygun elektriksel uzaklıkta yerleştirilen kanal filtreleri ile çiftleyici tasarımı tamamlanmıştır. Tasarlanan çiftleyici, lazerle kazıma işlemiyle üretilmiş ve frekans tepkisi network analizör kullanılarak ölçülmüştür.

Çiftleyici tasarımı sonrasında üçlü bant geçiren (triplexer) tasarımı aşamasına geçilmiştir. Üçlü bant geçiren filtre tasarımında da çiftleyici tasarıma benzer adımlar incelenmiştir. GDK yapıdaki güç bölücünün çıkış kollarına uygun elektriksel mesafede yerleştirilen kanal filtreleri yardımıyla tasarım tamamlanmıştır. Tasarlanan filtrenin lazerle kazıma yöntemiyle üretimi tamamlanmış ve frekans tepkisi vektör network analizör ile ölçülmüştür.

GDK bant geçiren filtreler, çiftleyici ve üç çıkışlı çoklayıcı yapısının ölçüm sonuçları simülasyon sonuçlarıyla karşılaştırılmış, gözlemlenen farklılıklar ve benzerlikler üzerinde tartışılmıştır. Ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları arasında olan farklılıkların nedenleri üzerinde durulmuş ve bu farklılıkları en aza indirebilmek için yapılabilecek çalışmalardan bahsedilmiştir. Buna göre ölçüm sonuçlarının simülasyon sonuçlarından iki noktada ayrıştığı belirtilmiştir. Birincisi üretilen filtrelerin frekans

tepkilerinin daha düşük frekanslara doğru kaymasıdır. Bu kayma hareketinin, modelleme eksikliği sebebiyle olabileceği üzerinde durulmuştur. İkinci nokta ise üretilen filtrelerin bant içi araya girme kayıplarının simülasyon sonuçlarına göre daha yüksek ölçülmesidir. Bu ayrışmanın sebebinin ise beklenmeyen kayıplar nedeniyle yaşanabileceği üzerine durulmuştur.

Gelecekteki gömülü dalga kılavuzu yapısında çoklu bant geçiren filtre tasarımı çalışmaları için bu çalışmada üretilen kartlardan edinilen tecrübelerden yararlanılacaktır. Bu kapsamda yapılacak çalışmalarda çok çıkışlı çoklayıcının çıkış kanal sayısının artırılması hedeflenmektedir. Bununla birlikte simülasyon sonuçlarıyla daha benzer ölçüm sonuçları elde edebilmek adına modellemede iyileştirmeler yapılması hedeflenmektedir.

## 7. KAYNAKLAR

- [1] D. M. Pozar, Microwave Engineering, Fouth Edition, John Wiley & Sons Inc., 2012.
- [2] G. L. Matthaei, L. Young, and M. Jones, Microwave Filters, Impedance- Matching Networks and Coupling Structures, Artech House, 1980.
- [3] D. Deslandes and K. Wu. (2003). Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 51(2), 593-596.
- [4] A. Rhabanou, S.Bri, (2015). Design of Substrate Integrated Waveguide Pass [33-75GHz] Band, International Journal of Engineering and Technology, 6(6), 2815-2825.
- [5] S. Kurudere and V. B. Ertürk, Novel SIW based interdigital bandpass filter with harmonic suppression, 2014 44th European Microwave Conference, Rome, Italy, 2014, pp. 845-848.
- [6] Y. D. Dong, T. Yang and T. Itoh, (2009). Substrate Integrated Waveguide Loaded by Complementary Split-Ring Resonators and Its Applications to Miniaturized Waveguide Filters, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 57(9), 2211-2223.
- [7] Wang et al., (2007). Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) Bandpass Filter, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 17(4), 265-267.
- [8] P. Chen and K. Wu, (2014). Substrate Integrated Waveguide Filters: Design Techniques and Structure Innovations, IEEE Microwave Magazine, 15(6), 121-133.
- [9] V. Sekar, M. Armendariz and K. Entesari, (2011). A 1.2–1.6-GHz Substrate-Integrated-Waveguide RF MEMS Tunable Filter, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 59(4), 866-876.
- [10] X. -P. Chen, K. Wu and D. Drolet, (2009). Substrate Integrated Waveguide Filter With Improved Stopband Performance for Satellite Ground Terminal, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 57(3), 674-683.
- [11] Z. -C. Hao, X. -P. Huo, W. -Q. Ding and W. Hong, (2015). Efficient Design of Compact Contiguous-Channel SIW Multiplexers Using the Space-Mapping Method, in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 63(11), 3651-3662.
- [12] K. Zhou and K. Wu, (2023). Substrate Integrated Waveguide Multiband Bandpass Filters and Multiplexers: Current Status and Future Outlook, IEEE Journal of Microwaves, 3(1), 466-483.
- [13] Y. Sevinç, Ku Bant Dar Bantlı Minyatürize Edilmiş Kavite Filtre Tasarımı, Doktora Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara, 2018.
- [14] S. Kurudere, Malzemeye Gömülü Dalga Kılavuzu Tabanlı Bant Geçiren Süzgeç ve Güç Bölücü Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Bilkent Üniversitesi, Ankara, 2013.

- [15] K. Wu, D. Deslandes, and Y. Cassivi, The substrate integrated circuits-a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics, TELSKIS 2003, Nis, Serbia and Montenegro, October 2003.
- [16] Ke Lu, (1997). An efficient method for analysis of arbitrary nonuniform transmission lines, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 45(1), 9-14.
- [17] D. Deslandes, Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions, 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Anaheim, CA, USA, 2010, pp. 704-707.
- [18] N. Marcuvitz, Waveguide Handbook. McGraw-Hill Book, 1985.
- [19] R. S. Sangam and R. S. Kshetrimayum, Approximate design equation for Iris width calculation of Iris Substrate Integrated Waveguide (SIW) bandpass filters, 2017 Twenty-third National Conference on Communications (NCC), Chennai, India, 2017, pp. 1-3.
- [20] Rogers 4003C, <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates/ro4003c-laminates>, (Erişim tarihi: 24.08.2024).
- [21] R. I. Cameron and M. Yu, (2007). Design of manifold-coupled multiplexers, IEEE Microwave Magazine, 8(5), 46-59.
- [22] Yu Rong, Hui-Wen Yao, K. A. Zaki and T. G. Dolan, (1999). Millimeter-wave Ka-band H-plane diplexers and multiplexers, in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 47(12), 2325-2330.
- [23] Z. Kordiboroujeni, J. Bornemann and T. Sieverding, K-band Substrate Integrated Waveguide T-junction diplexer design by Mode-Matching Techniques, 2014 Asia-Pacific Microwave Conference, Sendai, Japan, 2014, pp. 1297-1299.
- [24] K. Zhou, C. -X. Zhou and W. Wu, (2017). Substrate-Integrated Waveguide Dual-Mode Dual-Band Bandpass Filters With Widely Controllable Bandwidth Ratios, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 65(10), 3801-3812.
- [25] X. -P. Chen, K. Wu and Z. -L. Li, (2007). Dual-Band and Triple-Band Substrate Integrated Waveguide Filters With Chebyshev and Quasi-Elliptic Responses, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 55(12), 2569-2578.
- [26] A. R. Azad and A. Mohan, (2019). Single- and Dual-Band Bandpass Filters Using a Single Perturbed SIW Circular Cavity, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 29(3), 201-203.
- [27] J. L. Gómez-Tornero, A. J. Martínez-Ros, S. Mercader-Pellicer and G. Goussetis, (2015). Simple Broadband Quasi-Optical Spatial Multiplexer in Substrate Integrated Technology, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 63(5), 1609-1620.
- [28] O. Kiriş, K Band Substrat Tümleşik Dalga Kılavuzu Güç Bölücüler, Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara, 2018.

- [29] H. Shehab, N. C. Karmakar and J. Walker, (2020). Substrate-Integrated-Waveguide Power Dividers: An Overview of the Current Technology, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 62(4), 27-38.
- [30] T. Jaschke, B. Rohrdantz, J. -P. Mohncke and A. F. Jacob, A Ka-band substrate-integrated waveguide diplexer with wide frequency spread, 2016 46th European Microwave Conference (EuMC), London, UK, 2016, pp. 779-782.