

**T.C.  
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM  
DALI**

**S VE C BANDLARI İÇİN AYARLANABİLİR DİELEKTRİK  
TABANDA BÜTÜNLEŞMİŞ DALGA KILAVUZU (DBD)  
BALUN FİLTRE TASARIMI**

**DOKTORA TEZİ**

**GÜLFEM BALASU FIRAT UNUK**

**DENİZLİ, MART - 2023**

**T.C.  
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM  
DALI**



**S VE C BANDLARI İÇİN AYARLANABİLİR DİELEKTRİK  
TABANDA BÜTÜNLEŞMİŞ DALGA KILAVUZU (DBD)  
BALUN FİLTRE TASARIMI**

**DOKTORA TEZİ**

**GÜLFEM BALASU FIRAT UNUK**

**DENİZLİ, MART - 2023**

**Bu tez çalışması Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 120E101 nolu proje ile desteklenmiştir.**

**Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bilimsel etiğe ve akademik kurallara özenle riayet edildiğini; bu çalışmanın doğrudan birincil ürünü olmayan bulguların, verilerin ve materyallerin bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini ve alıntı yapılan çalışmalara atfedildiğine beyan ederim.**

.....

**GÜLFEM BALASU FIRAT UNUK**

## ÖZET

### S VE C BANDLARI İÇİN AYARLANABİLİR DİELEKTRİK TABANDA BÜTÜNLEŞMİŞ DALGA KILAVUZU (DBD) BALUN FİLTRE TASARIMI DOKTORA TEZİ

GÜLFEM BALASU FIRAT UNUK  
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI  
(TEZ DANIŞMANI: PROF. DR. CEYHUN KARPUZ)

DENİZLİ, MART - 2023

Bu tezde balun devre için S ve C bandında mikroşerit çok modlu band geçiren filtre tasarımları, dielektrik tabanda bütünleşmiş (DBD) band geçiren filtre devreleri ve DBD balun filtre devre tasarımları ve uygulamaları sunulmaktadır. Filtre tasarım ve analizlerinde kuplaj matrisi sentezi ve çift-tek mod empedans analizi yöntemleri kullanılmaktadır.

Çok modlu çift bandlı mikroşerit band geçiren filtre devresi için kare yama rezonatör ve kare halka rezonatör kullanılmıştır. Yama rezonatör yerine, halka rezonatör kullanılarak tasarlanan filtrenin boyut açısından daha avantajlı olduğu gösterilmiştir. Ayrıca, her iki filtre devresinde rezonatörlerin yerleşimlerine bağlı olarak iki türde filtreleme karakteristiği (lineer ve kuasi-eliptik) elde edilebileceği gösterilmiştir.

Son yıllarda mikrodalga devre tasarımında yaygın olarak kullanılan dielektrik tabanda bütünleşmiş dalga kılavuzu yapısı ve özellikleri detaylı olarak anlatılmıştır. Tezin nihai hedeflerinden olan ayarlanabilir DBD balun filtre devresi için kare DBD rezonatörü önerilmiştir. DBD rezonatörde mod uyarımını sağlamak için rezonatörün dört köşesinin herhangi birinde toprak düzleme geçiş iletkeni (via) kullanılmıştır. Pertürbasyon için kullanılan bu vianın konumuna bağlı olarak iki türde filtreleme karakteristiği (lineer ve kuasi-eliptik) elde edilebileceği gösterilmiştir. Ayrıca tasarlanan filtrede kuplaj için giriş ve çıkışta kullanılan yarıkların boyutlarının farklı alınması suretiyle iletim sıfırlarının kontrol edilebildiği gösterilmiştir. Lineer ve kuasi-eliptik karakteristeki filtre devrelerinin teorik cevaplarını ortaya koymak için kuplaj matrisi sentezi yöntemi kullanılmıştır.

Önerilen DBD rezonatöre dayalı olarak DBD balun filtre devresi tasarlanmıştır. DBD balun devresinde de DBD filtrede olduğu gibi iletim sıfırları kontrol edilebilmektedir. Ayrıca, DBD balun filtre devresinde köşelerden açılan yarıklara varaktör diyot yerleştirilerek S ve C bandı bölgesinde merkez frekansın ayarlanabildiği gösterilmiştir.

Filtre devreleri, önerilen tasarımların geçerliliğini göstermek için imal edilip ölçümleri gerçekleştirilmiş, ölçüm sonuçlarının teorik ve simülasyon sonuçları ile uyumlu oldukları gözlenmiştir. Önerilen devreler 5G teknolojisinde 6 GHz altındaki frekans bölgelerini kapsayan uygulamalarda kullanıma uygundur.

**ANAHTAR KELİMELER:** mikrodalga filtre, band geçiren, dielektrik tabanda bütünleşmiş dalga kılavuzu, ayarlanabilir, 5G teknolojisi.

# ABSTRACT

## TUNABLE SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE (SIW) BALUN FILTER DESIGN FOR S AND C BANDS

PH.D THESIS

GÜLFEM BALASU FIRAT UNUK  
PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE  
ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING  
(SUPERVISOR: PROF. DR. CEYHUN KARPUZ)

DENİZLİ, MARCH 2023

In this thesis, microstrip multimode bandpass filter designs, substrate integrated waveguide (SIW) bandpass filter circuits and SIW balun filter circuit designs and applications in S and C bands for balun circuits are presented. Coupling matrix synthesis and even-odd mode impedance analysis methods are used in filter design and analysis.

Square patch resonator and square ring resonator are used for multimode dual band microstrip bandpass filter circuit. It has been shown that the filter designed using a ring resonator instead of a patch resonator is more advantageous in terms of size. Also, it has been shown that two types of filtering characteristics (linear and quasi-elliptical) can be obtained depending on the placement of the resonators in both filter circuits.

The structure and properties of the substrate integrated waveguide, which has been widely used in microwave circuit design in recent years, are explained in detail. A square DBD resonator is proposed for the tunable DBD balun filter circuit, which is one of the final goals of the thesis. In order to provide mode excitation in the DBD resonator, a ground-to-plane transition conductor (via) is used at any of the four corners of the resonator. It has been shown that depending on the position of this via used for perturbation, two types of filtering characteristics (linear and quasi-elliptical) can be obtained. In addition, it has been shown that transmission zeros can be controlled thanks to the in different lengths of slots used at the input and output for coupling in the designed filter. The coupling matrix synthesis method is used to obtain the theoretical responses of the filter circuits with linear and quasi-elliptic characteristics.

Based on the proposed DBD resonator, the DBD balun filter circuit is designed. In the DBD balun circuit, transmission zeros can be controlled as in the DBD filter. Also, it has been shown that the center frequency can be adjusted in the S and C band region by placing a varactor diode in the slits opened from the corners in the DBD balun filter circuit.

The filter circuits have been manufactured and measured to show the validity of the proposed designs, and it has been observed that the measured results are in a good agreement with the theoretical and simulated results. The proposed circuits are suitable for use in applications covering frequency regions below 6 GHz in 5G technology.

**KEYWORDS:** microwave filter, band pass, substrate integrated waveguide, tunable, 5G technology.

# İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	i
ABSTRACT .....	ii
İÇİNDEKİLER .....	iii
ŞEKİL LİSTESİ .....	iv
TABLO LİSTESİ .....	viii
SEMBOL LİSTESİ .....	ix
ÖNSÖZ.....	x
<b>1. GİRİŞ.....</b>	<b>1</b>
1.1 Tezin Amacı ve Önemi.....	1
1.2 Literatür Özeti .....	2
1.3 Materyal ve Yöntem .....	10
<b>2. MİKRODALGA REZONATÖRLER VE FİLTRELER .....</b>	<b>11</b>
2.1 Çift-tek Mod Empedans Analizi.....	11
2.1.1 Kare halka rezonatörde çift-tek mod analizi.....	12
2.1.2 Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatörde çift-tek mod analizi .....	14
2.2 Kuplaj Matrisi Sentezi Yöntemi.....	16
<b>3. DİELEKTRİK TABANDA BÜTÜNLEŞMİŞ DALGA KILAVUZLARI (DBD) .....</b>	<b>21</b>
3.1 DBD’de Desteklenen Modlar .....	22
3.2 Besleme Mekanizması.....	23
3.3 DBD’de Kayıplar .....	25
<b>4. S VE C BANDI BALUN DEVRELER İÇİN FİLTRE TASARIMLARI.....</b>	<b>26</b>
4.1 Çift Bandlı Mikroşerit BGF Tasarımı .....	27
4.1.1 2./4. Dereceden Çift Bandlı Mikroşerit BGF.....	27
4.1.2 N./2N. Dereceden Çok Modlu Çift Bandlı Mikroşerit BGF.....	32
4.1.2.1 Birim Filtre Hücre Analizi .....	32
4.1.2.2 N./2N. Dereceden Çift Bandlı Band Geçiren Filtre için Tasarım Yöntemi.....	39
4.1.2.3 N./2N. Dereceden Çift Bandlı Band Geçiren Filtre Konfigürasyonu.....	42
4.2 Çift Modlu DBD BGF Tasarımı.....	47
<b>5. S VE C BANDI BALUN UYGULAMALARI .....</b>	<b>55</b>
<b>6. S VE C BANDINDA AYARLANABİLİR DBD BALUN TASARIMI .....</b>	<b>65</b>
<b>7. DENEYSEL ÇALIŞMALAR .....</b>	<b>72</b>
<b>8. SONUÇ VE ÖNERİLER .....</b>	<b>76</b>
<b>9. KAYNAKLAR.....</b>	<b>77</b>

# ŞEKİL LİSTESİ

## Sayfa

Şekil 1.1: Yarık yüklü balun band geçiren filtrenin (a) fiziksel yapısı, (b) frekans cevabı (Sun ve Menzel 2011). ....	3
Şekil 1.2: Çift modlu balun band geçiren filtre yapısı (Huang ve diğ. 2016). ....	3
Şekil 1.3: Balun band geçiren filtreye ait (a) frekans cevabı, (b) genlik ve faz farkları (Huang ve diğ. 2016). ....	4
Şekil 1.4: Önerilen DBD balun filtrenin (a) fiziksel yapısı, (b) genlik ve faz farkı (Wu ve diğ. 2011). ....	4
Şekil 1.5: DBD balun band geçiren filtreye ait S parametreleri (Wu ve diğ. 2011). ....	5
Şekil 1.6: Çift bandlı DBD balun filtre fotoğrafı (Chu ve Chen 2014). .....	5
Şekil 1.7: Çift bandlı DBD balun filtrenin (a) frekans cevabı, (b) genlik ve faz farkı (Chu ve Chen 2014). ....	6
Şekil 1.8: Ayarlanabilir balun filtrenin fiziksel yapısı (Zhu ve diğ. 2017). ....	7
Şekil 1.9: Ayarlanabilir balun filtrenin frekans cevabı (Zhu ve diğ. 2017). ....	7
Şekil 1.10: BPF#1 ve BPF#2 (a) konfigürasyonu, (b) frekans cevabı, (c) faz cevabı (Özdemir ve diğ. 2019). ....	8
Şekil 1.11: Ayarlanabilir balun band geçiren filtre (a) konfigürasyonu, (b) merkez frekans değişimi, (c) faz değişimi, (d) genlik değişimi (Özdemir ve diğ. 2019). ....	8
Şekil 1.12: Hickley ve Peroulis tarafından önerilen ayarlanabilen DBD balun filtre devresinin fotoğrafı. ....	9
Şekil 1.13: Ayarlanabilen DBD balun filtre devresinin (a) frekans cevabı, (b) genlik ve faz dengesizliği. ....	9
Şekil 2.1: İki kapılı bir devre modeli. ....	12
Şekil 2.2: Kare halka rezonatör konfigürasyonu. ....	13
Şekil 2.3: Kare halka rezonatöre ait eşdeğer yarı devre modelleri (a) tek mod, (b) çift mod. ....	13
Şekil 2.4: Kare halka rezonatöre ait teorik cevap ile simülasyon sonucunun karşılaştırılması. ....	14
Şekil 2.5: Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatör konfigürasyonu. ....	14
Şekil 2.6: Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatöre ait eşdeğer yarı devre modelleri (a) tek mod, (b) çift mod. ....	15
Şekil 2.7: Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatörün S parametreleri. ....	16
Şekil 3.1: DBD'nin fiziksel yapısı (Deslandes ve Wu 2001). ....	21
Şekil 3.2: İki taraflı dar duvarlarında viaya sahip bir dikdörtgen dalga kılavuzunun TE <sub>10</sub> modu yüzey akımı akışı. ....	23
Şekil 3.3: (a) Bir dalga kılavuzunda E-alan vektörü gösterimi, (b) bir mikroşerit hattında E-alan vektörü gösterimi (Deslandes ve Wu 2001a), (c) konik besleme, (d) konik-via besleme. ....	24
Şekil 3.4: CPW-DBD geçişi. ....	24
Şekil 4.1: Mikroşerit yama yüklü rezonatörün fiziksel yapısı. ....	28



Şekil 4.2: (a) $C_p$ kapasitesinin, (b) yama rezonatör büyüklüğünün frekans cevabına etkisi. ....	28
Şekil 4.3: (a) Kısa devre yan hat eklenmiş rezonatörün fiziksel yapısı, (b) kısa devre yan hatlı/hatsız rezonatörün frekans cevaplarının karşılaştırılması.....	28
Şekil 4.4: (a) ÇBF#1, (b) ÇBF#2 filtrelerinin fiziksel yapıları. ....	29
Şekil 4.5: ÇBF#1 ve ÇBF#2'nin (a) frekans cevapları, (b) faz cevapları. ....	29
Şekil 4.6: $C_p$ kapasitesinin ÇBF#1 frekans cevabına etkisi. ....	30
Şekil 4.7: $w_s$ parametresine bağlı olarak ilk geçme bandının band genişliğinin kontrolü. ....	30
Şekil 4.8: $l_s$ parametresine bağlı olarak her iki geçme bandının geri dönüş kaybının değişimi.....	31
Şekil 4.9: (a) $d_2$ , (b) $l_s$ parametrelerine bağlı olarak her iki geçme bandının band genişliğinin kontrolü.....	31
Şekil 4.10: (a) Açık devre yanhatlı band durduran filtre devresi, (b) TL model, (c) LE model, (d) frekans cevabı. ....	34
Şekil 4.11: (a) Kısa devre yanhatlı band geçiren filtre devresi, (b) TL model, (c) LE model, (d) frekans cevabı. ....	34
Şekil 4.12: (a) Kare halka rezonatörlü band geçiren filtre devresi, (b) TL model, (c) LE model, (d) frekans cevabı. ....	34
Şekil 4.13: (a) Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatörlü band geçiren filtre devresi, (b) TL model, (c) LE model, (d) frekans cevabı. ....	35
Şekil 4.14: (a) Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatörlü ve açık devre yan hatlı band durduran filtre devresi, (b) TL model, (c) LE model, (d) frekans cevabı.....	35
Şekil 4.15: (a) Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatörlü ve kısa devre yan hatlı band geçiren filtre devresi, (b) TL model, (c) LE model, (d) frekans cevabı.....	36
Şekil 4.16: Birim filtre hücrelerinin yarım devre TL modelleri (a) çift mod, (b) tek mod. ....	36
Şekil 4.17: (a) Birim hücrenin fiziksel yapısı, (b) kısa devre yan hatlı/hatsız rezonatörlerin S parametrelerinin karşılaştırılması. ....	37
Şekil 4.18: $C_p$ 'ye bağlı olarak mod ve iletim sıfırı frekansları ve band genişliği değişimi. ....	38
Şekil 4.19: KHRÇBF'nin (a) genel konfigürasyonu, (b) şematik diyagramı. ...	39
Şekil 4.20: (a) N=2, (b) N=3, (c) N=4 için simüle edilen ve hesaplanan frekans cevaplarının karşılaştırılması.....	42
Şekil 4.21: KHRÇBF#1 ve KHRÇBF#2'nin (a) fiziksel konfigürasyonu, (b) genlik cevaplarının karşılaştırılması, (c) faz cevaplarının karşılaştırılması. ....	44
Şekil 4.22: $C_p$ değişiminin KHRÇBF#1 filtresinin frekans cevabına etkisi. ....	45
Şekil 4.23: $w_{s12}$ parametresine bağlı olarak birinci geçme bandının band genişliğinin değişimi. ....	45
Şekil 4.24: (a) $l_{s11} = l_{s22}$ , (b) $l_{s12} = l_{s21}$ parametrelerinin farklı uzunluklarına göre geri dönüş kaybı seviyelerinin değişimi.....	46
Şekil 4.25: (a) $l_{s12} = l_{s21}$ , (b) $d_{112} = d_{121}$ parametresindeki değişime göre her iki geçme bandının band genişliklerinin kontrolü.....	46
Şekil 4.26: S band KHRÇBF (a) genlik cevaplarının karşılaştırılması, (b) faz cevaplarının karşılaştırılması. ....	47

Şekil 4.27: DBD rezonatörün (a) fiziksel yapısı, (b) BGF#1 ve BGF#2'nin frekans cevabı (farklı merkez frekanslı).....	48
Şekil 4.28: (a) DBD rezonatörün fiziksek yapısı, BGF#1 ve BGF#2'nin (b) genlik cevabı c) faz cevabı (aynı merkez frekanslı). ....	48
Şekil 4.29: TE <sub>101</sub> , TE <sub>102</sub> ve TE <sub>201</sub> modlarının elektrik alan dağılımları (a) BGF#1, (b) BGF#2. ....	50
Şekil 4.30: $p_{via}$ parametresine göre BGF#1'in frekans cevabının değişimi. ....	51
Şekil 4.31: $l$ parametresine göre BGF#1'in frekans cevabının değişimi. ....	51
Şekil 4.32: BGF#1'de iletim sıfırlarının kontrolü (a) soldan, (b) sağdan. ....	52
Şekil 4.33: BGF#2'de iletim sıfırlarının kontrolü (a) soldan, (b) sağdan. ....	52
Şekil 4.34: $p_{via}$ ve $l$ değişimine bağlı olarak BGF#1 için harici kalite faktörü değişimi.....	52
Şekil 4.35: DBD rezonatörünün kuplaj şeması. ....	53
Şekil 4.36: Simülasyon ve kuplaj matrisi kullanılarak elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması (a) BGF#1, (b) BGF#2. ....	54
Şekil 5.1: DBD rezonatörün (a) fiziksel yapısı, (b) 3 boyutlu görünümü.....	55
Şekil 5.2: Pertürbasyon elemanının konumuna göre C band DBD balun BGF'nin (a) genlik cevabı, (b) faz cevabı.....	57
Şekil 5.3: TE <sub>101</sub> , TE <sub>102</sub> ve TE <sub>201</sub> modlarının elektrik alan dağılımları. ....	57
Şekil 5.4: TE <sub>101</sub> , TE <sub>102</sub> ve TE <sub>201</sub> modlarının (a) genlik cevabı, (b) faz cevabı.....	58
Şekil 5.5: $M_L$ ve $M_E$ 'den elde edilen frekans cevapları (mavi- $M_L$ , kırmızı- $M_E$ ). ....	59
Şekil 5.6: DBD balun BGF'nin (a) kuplaj şeması, (b) frekans cevabı.....	60
Şekil 5.7: Farklı $p_{via}$ değerleri için, $l$ değişimine göre harici kalite faktörü, $Q_e$ . ....	62
Şekil 5.8: $l_{p1}$ parametresine göre iletim sıfırı kontrolü (a) $S_{21}$ , (b) $S_{31}$ .....	63
Şekil 5.9: $l_{p2}$ parametresine göre iletim sıfırı kontrolü (a) $S_{21}$ , (b) $S_{31}$ . ....	63
Şekil 5.10: (a) $p_{via}$ , (b) $l$ parametrelerinin DBD balun BGF'nin frekans cevabına etkisi. ....	64
Şekil 5.11: S band DBD balun BGF'nin (a) genlik cevabı, (b) faz cevabı. ....	64
Şekil 6.1: Ayarlanabilir DBD balun filtrenin fiziksel yapısı. ....	65
Şekil 6.2: C bandında DBD balun filtre devresine ait frekans cevabı. ....	66
Şekil 6.3: Yarık konumuna göre genlik değişimi. ....	66
Şekil 6.4: Yarık uzunluğuna göre genlik değişimi.....	67
Şekil 6.5: S ve C band DBD balun filtrenin frekans cevabı. ....	68
Şekil 6.6: $C_s$ kapasitesinin frekans cevabına etkisi (a) S band, (b) C band.....	68
Şekil 6.7: $C_s$ değerine göre $S_{11}$ değişimi. ....	68
Şekil 6.8: $l_s=0.3$ mm iken S bandı bölgesinde merkez frekansın ayarlanması (a) $S_{11}$ , (b) $S_{21}$ , $S_{31}$ .....	70
Şekil 6.9: $l_s=2.7$ mm iken C bandı bölgesinde merkez frekansın ayarlanması (a) $S_{11}$ , (b) $S_{21}$ , $S_{31}$ , (c) değişen kapasite değerlerine göre faz farkı değişimi.....	71
Şekil 6.10: $l_s=0.9$ mm iken S bandı bölgesinde merkez frekansın ayarlanması (a) $S_{11}$ , (b) $S_{21}$ , $S_{31}$ , C bandı bölgesinde merkez frekansın ayarlanması (c) $S_{11}$ , (d) $S_{21}$ , $S_{31}$ .....	71
Şekil 7.1: ÇBF devrelerinin fotoğrafları ve simülasyon ile ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması (a)ÇBF#1, (b)ÇBF#2. ....	72
Şekil 7.2: (a) KHRÇBF#1, (b) KHRÇBF#2 devrelerinin fotoğrafları.....	73

Şekil 7.3: (a) KHRÇBF#1, (b) KHRÇBF#2 devrelerinin ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması.....	73
Şekil 7.4: Üretilen DBD filtrelerin fotoğrafları (a) BGF#1, (b) BGF#2.....	74
Şekil 7.5: DBD filtrelerin ölçüm ile simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması (a) BGF#1, (b) BGF#2.....	74
Şekil 7.6: DBD balun BGF'nin (a) fotoğrafı, (b) ölçüm ile simülasyon cevaplarının karşılaştırılması, (c) genlik ve faz dengesizliğinin karşılaştırılması. ....	75

## TABLO LİSTESİ

### Sayfa

Tablo 1.1: Ayarlama işlemi boyunca çıkış portları arasındaki genlik ve faz farkı (Özdemir ve diğ. 2019).....	9
Tablo 4.1: Kısa devre yan hatlı kare yama yüklü rezonatörün boyutlandırması.....	29
Tablo 4.2: 2./4. dereceden birinci/ikinci geçme bandına sahip çift bandlı filtrelerin boyutlandırması (mm).....	44
Tablo 4.3: DBD filtrelerde boyutlandırma (mm).....	54
Tablo 5.1: Pertürbasyon viasının konumuna göre filtreleme karakteristiği.....	56
Tablo 5.2: DBD balun BGF'nin hesaplanan ve simule edilen mod frekansları.....	58
Tablo 6.1: Yarık konumuna göre mod frekansı değişimi.....	67
Tablo 6.2: Yarık uzunluğuna göre mod frekansı değişimi.....	67
Tablo 6.3: C bandda $l_s$ değişimine göre band içi performans.....	69
Tablo 6.4: S bandda $l_s$ değişimine göre band içi performans.....	69
Tablo 7.1: ÇBF#1 ve ÇBF#2 devrelerinin boyutlandırılması (mm).....	72

## SEMBOL LİSTESİ

<b>c</b>	: Işıık hızı
<b>dB</b>	: Desibel
<b>f</b>	: Frekans
<b>f<sub>0</sub></b>	: Merkez frekans
<b>f<sub>c</sub></b>	: Kesim frekansı
<b>GHz</b>	: Gigahertz
<b>MHz</b>	: Megahertz
<b>M<sub>ij</sub></b>	: Kuplaj katsayısı
<b>λ</b>	: Dalga boyu
<b>λ<sub>g</sub></b>	: Kılavuzlanmış dalga boyu
<b>θ</b>	: Elektriksel uzunluk
<b>ε</b>	: Dielektrik sabiti
<b>ε<sub>0</sub></b>	: Serbest uzayın dielektrik sabiti
<b>ε<sub>r</sub></b>	: Bağlı dielektrik sabiti
<b>ε<sub>eff</sub></b>	: Efektif dielektrik sabiti
<b>ω<sub>0</sub></b>	: Açısız rezonans frekansı

## ÖNSÖZ

Eğitim öğretim hayatım boyunca üzerimde emeği olan tüm öğretim elemanı ve öğretmenlerime teŖekkürü bir borç bilirim. Bu tez çalıŖmasının gerçekleŖmesinde katkıda bulunan, bana her zaman yol gösteren, değerli vaktini bana cömertçe ayıran danıŖmanım sayın Prof. Dr. Ceyhun KARPUZ ve eŖ danıŖmanım sayın Dr. Öğr. Üyesi Pınar ÖZTÜRK ÖZDEMİR'e, tez çalıŖmam boyunca kıymetli fikirlerine baŖvurduğum sayın Doç. Dr. Ali KürŖad GÖRÜR'e desteklerinden dolayı teŖekkürlerimi sunarım. Tezime yaptıkları katkılardan dolayı sayın jüri üyelerine minnetlerimi sunarım. Devrelerin imalatında büyük emeği olan Hakan Bilge'ye teŖekkür ederim.

Bugünlere gelmemde en büyük pay sahibi olan ve hayatın her anında desteklerini benden esirgemeyen baŖta annem, babam ve ablama, son olarak beni her koşulda destekleyen eŖim Dr. Tayfun UNUK ve oğlum Salih Batu UNUK'a Ŗükranlarımı ve sevgilerimi sunarım.

# 1. GİRİŞ

Mikrodalga terimi, 1cm ile 1m arası uzunluğa sahip elektromanyetik dalgaları tanımlamak için kullanılmaktadır. Bu dalga boylarına karşılık gelen frekans bölgesi 300 MHz ile 30 GHz arasındaki bölgedir. Bu tez çalışmasında tasarlanan devreler 5G teknolojisinde 6 GHz altındaki uygulamalarda kullanıma uygun, 2-4 GHz aralığını kapsayan S bandı ve 4-8 GHz aralığını kapsayan C bandı uygulamalarına yöneliktir. S bandı, haberleşme uyduları, navigasyon, optik iletişim ve kablosuz ağlarda kullanılmaktadır. C bandı ise uydu haberleşmesi, meteoroloji radar sistemleri, WiFi ve ISM bandları gibi çeşitli uygulamalarda kullanılmaktadır.

Modern iletişim sistemlerinde ihtiyaç duyulan gereksinimlerin karşılamak amacıyla bu tez çalışmasında çok modlu filtreler ve balun ve band geçiren filtreyi bir araya getirerek devre boyutlarını azaltan ve sistem maliyetini düşüren balun band geçiren filtre devresi tasarımı hedeflenmektedir.

## 1.1 Tezin Amacı ve Önemi

Mikrodalga filtre tasarımı, uydu ve mobil haberleşme sistemleri alanında hem ulusal hem de uluslararası literatürde büyük önem taşımaktadır. Modern kablosuz haberleşme sistemlerindeki yeni gelişmelerle birlikte araştırmacılar çok işlevli entegre devrelerin tasarımına yoğunlaşmışlardır. Özellikle 5G’de kullanılması düşünülen MIMO uygulamalarına geçilmesiyle birlikte antenlerin önlerinde kullanılacak çok fonksiyonlu devreler daha da önemli hale gelecektir. Çünkü bu tür devreler sistem boyularının ve maliyetlerinin azaltılması açısından önem arz etmektedir. Balun ve band geçiren filtreler RF ön-uç sistemleri için önemli elemanlardır. Bu yapıların kaskat bağlanmasıyla elde edilen filtreleme özelliği ile dengeli ve dengesiz devre elemanı arasında dönüşüm sağlanabilmektedir; fakat bu yöntem yüksek araya girme kaybına ve geniş bir alan işgaline yol açmaktadır. Bu nedenle, iki ayrı devreyi tek bir cihaza entegre etmek iyi bir yöntemdir. Bu sebeple bu tez çalışmasında, dengesiz bir giriş ile dengeli iki çıkış arasında band geçiren

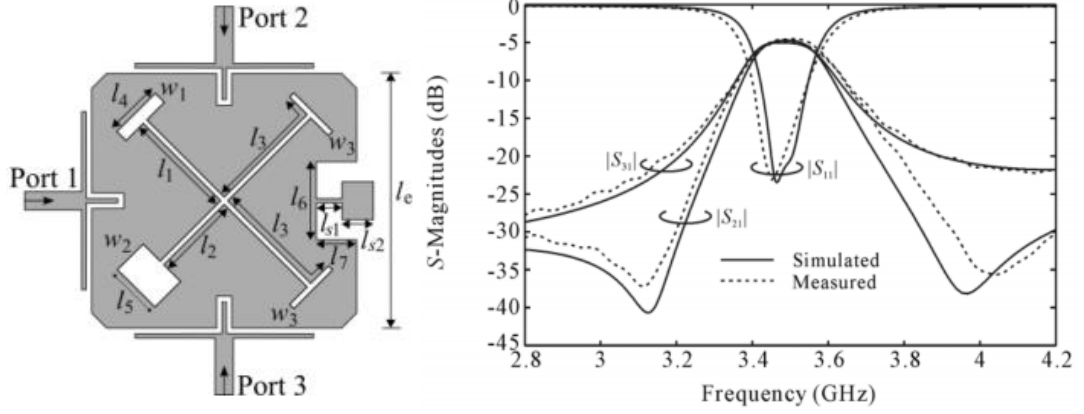
filtre özelliği gösteren ve çıkışlar arasında  $180^{\circ}\pm 10^{\circ}$  faz farkı olan balun band geçiren filtre tasarlanması amaçlanmıştır. Literatürde mikroşerit balun band geçiren filtre devrelerine sıklıkla rastlanmaktadır; fakat bunların içinde ayarlanabilir özellikte filtre sayısı azdır. Tezin ana amacı tasarlanacak balun filtrenin ayarlanabilir özellikte olması ve literatürde sık karşılaşılanın aksine bu filtrenin literatürde az bulunan DBD yapılar kullanılarak tasarlanacak olmasıdır. Tez kapsamında tasarlanacak devrelerin 5G teknolojisinde 6 GHz altındaki uygulamalarda kullanıma uygun, küçük boyutlu, düşük kayıplı ve yüksek performansa sahip olmaları hedeflenmektedir.

## 1.2 Literatür Özeti

Balun band geçiren filtreler özellikle 2010 yılından sonra literatürde sıklıkla karşımıza çıkmaktadır (Jung ve Hwang 2007, Cheong ve diğ. 2011, Sun ve Menzel 2011, Zhou ve diğ. 2012, Feng ve Che 2012, Huang ve diğ. 2016, Zhu ve diğ. 2017). Balun band geçiren filtre tasarımları için, çift modlu yama rezonatörler, çift modlu halka rezonatörler, paralel kuplajlı rezonatörler, açık devre sonlandırılmalı yan hat yüklü rezonatörler, çok katmanlı yapılar gibi yapılar literatürde sıklıkla karşılaştığımız rezonatör yapılarıdır. Buna karşın, çok bandlı ve ayarlanabilir balun tasarımları üzerine literatürde kısıtlı sayıda çalışma mevcuttur.

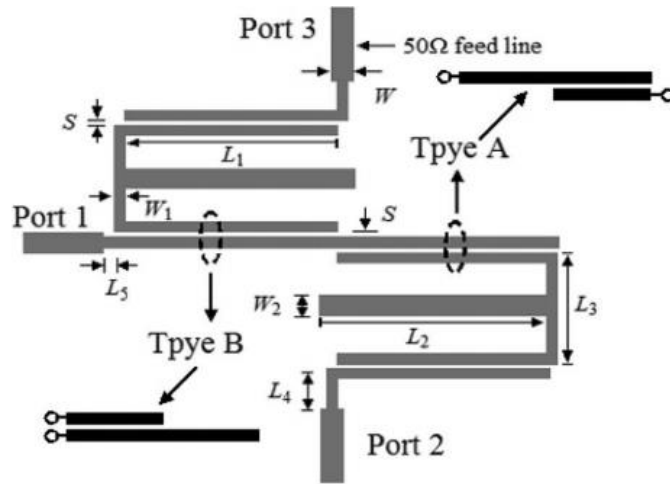
Sun ve Menzel (2011) tarafından sunulan çalışmada yarık yüklü, minyatürize yama rezonatör kullanılarak çift modlu balun band geçiren filtre devresi tasarlanmıştır. Devrenin fiziksel yapısı Şekil 1.1(a)'da görülmektedir. Çapraz yüklenen yarıkların asimetric genişliği ve uzunluğu devrede iki dejenere modun uyarılmasını sağlamaktadır. Devrede dengesiz giriş portu, yama rezonatör boyunca iki dengeli çıkış portuna göre ortogonal olarak yerleştirilmiştir. İki dengeli çıkış portu ise karşılıklı olarak yerleştirilmiştir. Çalışmada merkez frekansları 1.8 GHz ve 3.48 GHz olan iki balun filtre prototipi sunulmuştur. 3.48 GHz merkez frekanslı filtrede genlik ve faz farkı sırasıyla 0.5 dB ve  $180^{\circ}\pm 5^{\circ}$ 'dir. Merkez frekansı 3.48 GHz olan balun band geçiren filtrenin S parametrelerinin simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması Şekil 1.1(b)'de verilmiştir.



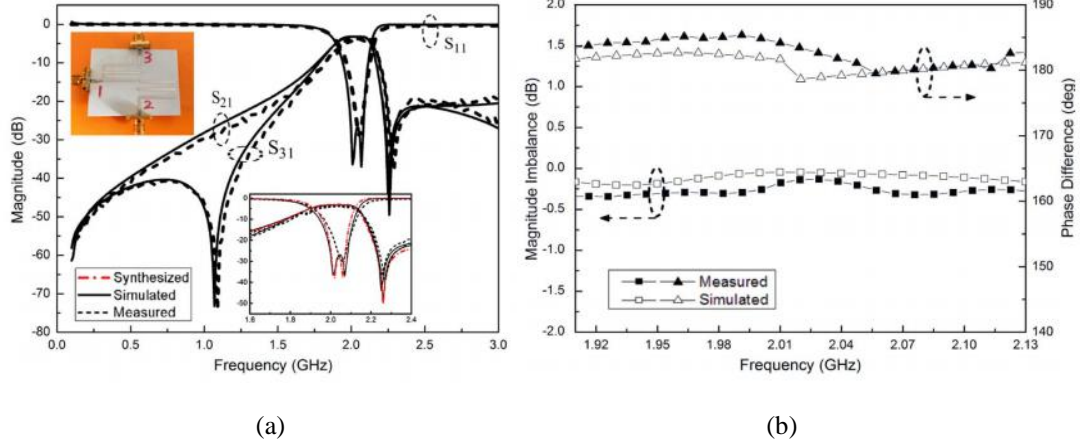


Şekil 1.1: Yarı yükü balun band geçiren filtrenin (a) fiziksel yapısı, (b) frekans cevabı (Sun ve Menzel 2011).

Huang ve diğerleri (2016) tarafından önerilen balun yapısı Şekil 1.2’de verilmiştir. Giriş portu ile açık uçlu sonlandırma arasındaki elektriksel uzunluk  $\lambda/2$ 'ye eşitse, temel duran dalganın elektrik alan dağılımı, uzunlukları eşit olan ( $\lambda/4$ ), aynı büyüklükte ve zıt faz özelliklere sahip iki farklı bölge sergileyecektir. Yarı dalga boyu açık devre iletim hattı ve çift modlu açık devre sonlandırılmalı yarı yükü rezonatörler arasında uygun kuplaj topolojisi oluşturularak yeni bir düzlemsel çift modlu balun band geçiren filtre tasarlanmıştır. Merkez frekansı 2 GHz olan filtrede genlik farkı 0.35 dB, faz farkı ise  $180^\circ \pm 5^\circ$ 'dir. Önerilen balun band geçiren filtre devresinin frekans cevabı ve band içi genlik ve faz farkları sırasıyla Şekil 1.3(a)'da ve 1.3(b)'de gösterilmiştir.

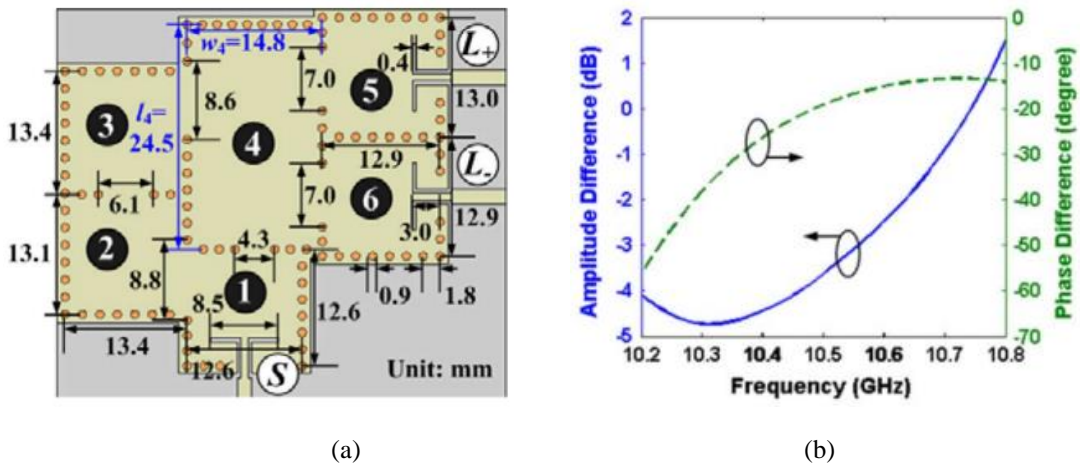


Şekil 1.2: Çift modlu balun band geçiren filtre yapısı (Huang ve diğ. 2016).

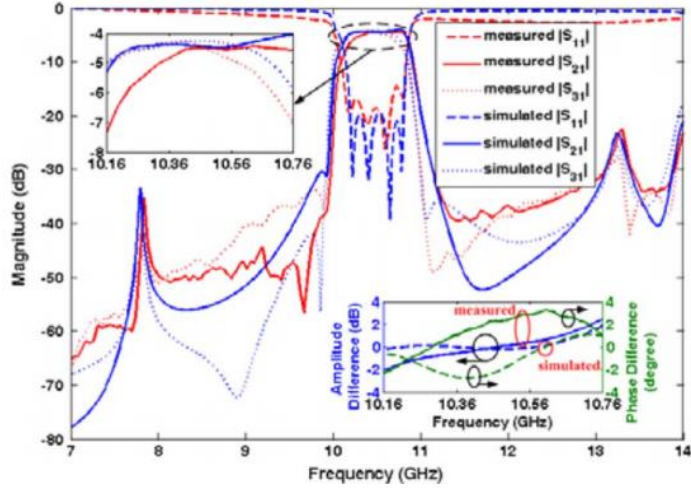


Şekil 1.3: Balun band geçiren filtreye ait (a) frekans cevabı, (b) genlik ve faz farkları (Huang ve diğ 2016).

Şekil 1.4(a)'da Wu ve diğerlerinin (2011) önerdiği DBD (SIW) balun filtre yapısı görülmektedir. Önerilen yapıda üç portlu kuplajlı rezonatör devre modeli kullanılmıştır. Dördüncü boşluk, iki simetrik iletim sıfırı üretecek şekilde birinci rezonatöre negatif bir çapraz kuplaj katsayısı sağlamaktadır. Diğer rezonatörlerin yükleme etkisi göz önünde bulundurulduğunda, daha yüksek mertebeden bir DBD boşluğundaki modifiye edilmiş bir dengeli rezonans modu, hem negatif bir çapraz kuplaj sağlamak hem de dengesiz bir sinyalden dengeli olana dönüşüm için kullanılmaktadır. Önerilen DBD balun filtre iyi bir frekans seçiciliğinin yanı sıra fazda ve genlikte dengeli çıkışlar sunmaktadır. Çalışmada önerilen filtreye ait genlik ve faz farkları Şekil 1.4(b)'de verilmiştir. Önerilen balun filtre devresinin simülasyon ile ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması Şekil 1.5'te verilmektedir.

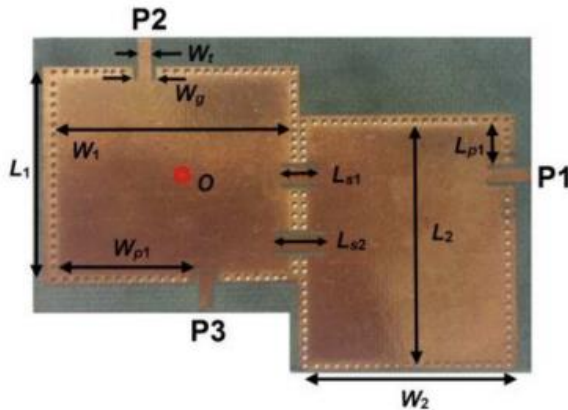


Şekil 1.4: Önerilen DBD balun filtrenin (a) fiziksel yapısı, (b) genlik ve faz farkı (Wu ve diğ. 2011).

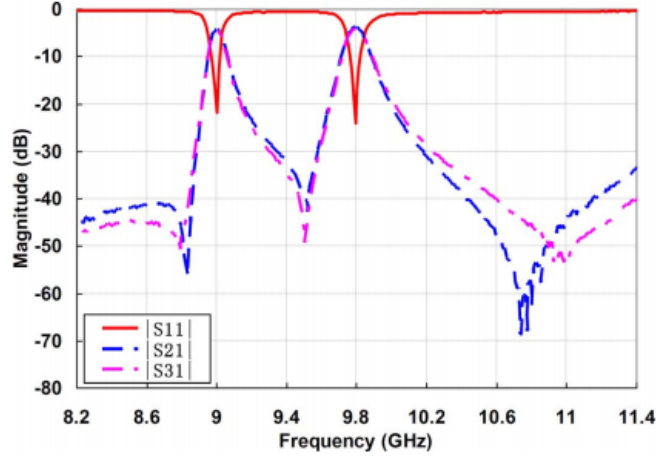


Şekil 1.5: DBD balun band geçiren filtreye ait S parametreleri (Wu ve diğ. 2011).

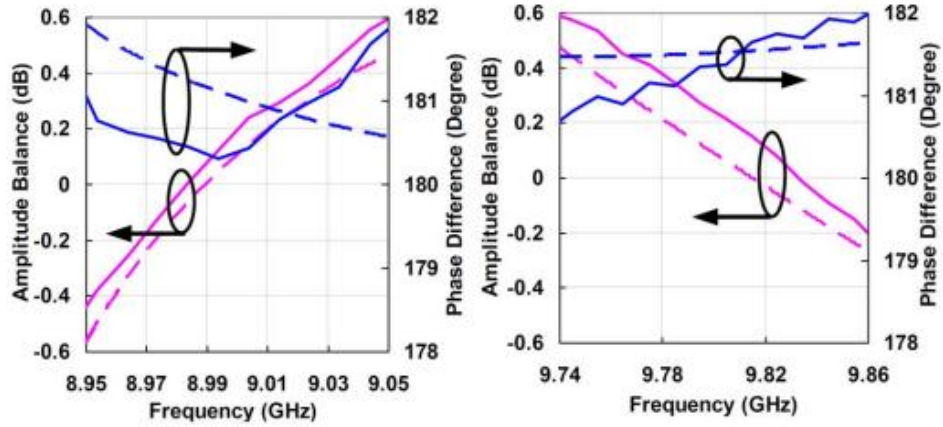
Chu ve Chen (2014) tarafından çift bandlı balun band geçiren filtre tasarımı için yeni bir metod önerilmiştir. Tasarım metodu iki mekanizmaya dayanmaktadır. Birincisi, her iki geçme bandı için dengeli çıkışı elde etmek amacıyla çıkış portlarını uygun bir şekilde yerleştirmek, ikincisi ise geçme bandının her iki tarafında iletim sıfırını elde etmek amacıyla yüksek/düşük dereceden modların çapraz kuplajını sağlamaktır. Her bir geçme bandı için ard arda bağlanmış boşluklar (cavities) arasındaki kuplaj seviyesini ayrı ayrı kontrol etmek için iki kuplaj yarığı kullanılmıştır. Üretilen çift bandlı filtrenin merkez frekansları 9 GHz ve 9.8 GHz'dir. İki çıkış portu arasındaki faz farkı  $180^{\circ} \pm 2^{\circ}$  olup tüm geçme bandı boyunca genlik farkı 0.6 dB'dir. Önerilen çift bandlı DBD balun filtre yapısı Şekil 1.6'da görülmektedir. Frekans cevabı ile genlik ve faz farkı Şekil 1.7'de verilmiştir.



Şekil 1.6: Çift bandlı DBD balun filtre fotoğrafı (Chu ve Chen 2014).



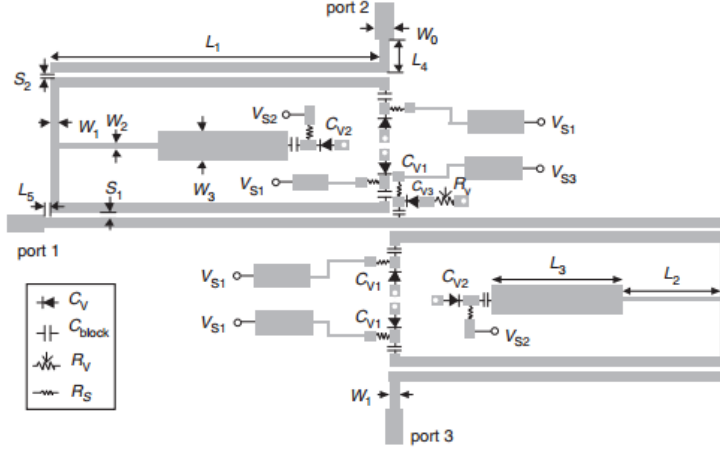
(a)



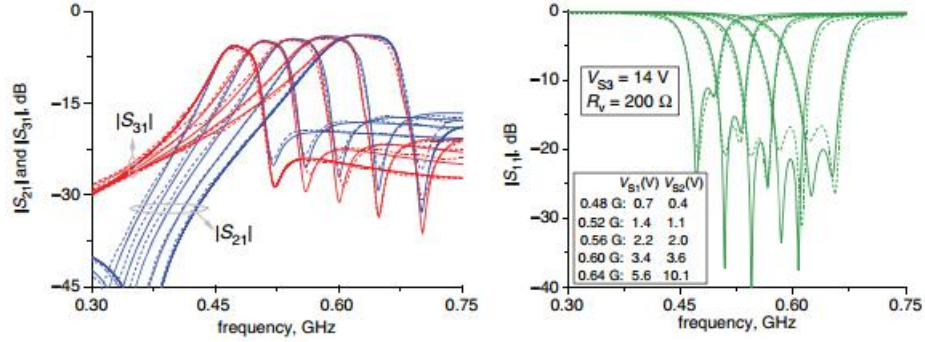
(b)

Şekil 1.7: Çift bandlı DBD balun filtrenin (a) frekans cevabı, (b) genlik ve faz farkı (Chu ve Chen 2014).

2017 yılında Zhu ve diğerleri tarafından gerçekleştirilen ayarlanabilen balun filtre çalışmasında ayarlama elemanı olarak varaktör diyot ve sürgülü reosta kullanılmıştır. İletim hattının merkezinde kullanılan varaktör diyot ve sürgülü reosta aynı zamanda devrede minyatürizasyon da sağlamaktadır. Ayrıca bu iki ayarlama elemanı ile iki çıkış portundaki güç bölümü oranı da kontrol edilebilmektedir. Üretilen filtrenin fiziksel uzunluğu  $0.23 \lambda_g \times 0.12 \lambda_g$ 'dir. Ayarlanabilir balun filtre 12 dB'den daha iyi geri dönüş kaybıyla %28.6 oranında geniş bir frekans ayarına sahiptir. Önerilen balun filtrenin fiziksel yapısı Şekil 1.8'de, frekans cevabı ise Şekil 1.9'da verilmiştir. Balun filtresinin merkez frekansı 0.48 GHz ile 0.64 GHz aralığında ayarlanabilmektedir. Araya girme kaybı  $S_{21}$  için 3+2.3 dB ile 3+0.9 dB arasında değişmektedir.  $S_{21}$  ile  $S_{31}$  arasındaki genlik farkı ise 0.3 dB'den azdır.

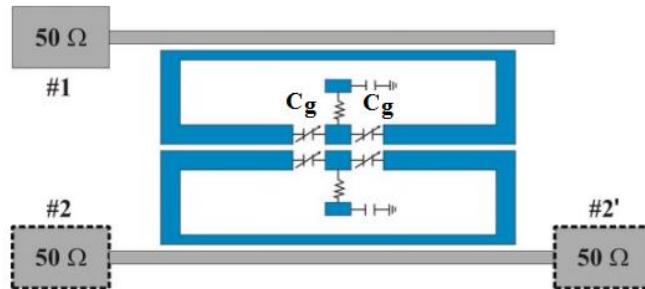


Şekil 1.8: Ayarlanabilir balun filtrenin fiziksel yapısı (Zhu ve diğ. 2017).

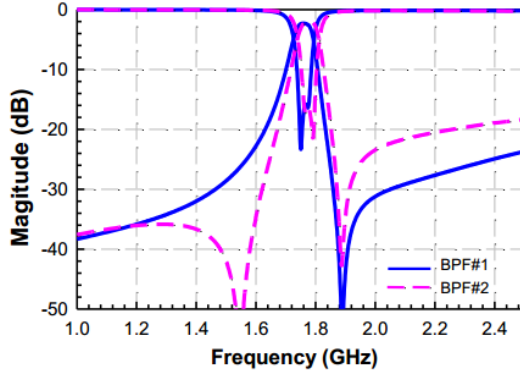


Şekil 1.9: Ayarlanabilir balun filtrenin frekans cevabı (Zhu ve diğ. 2017).

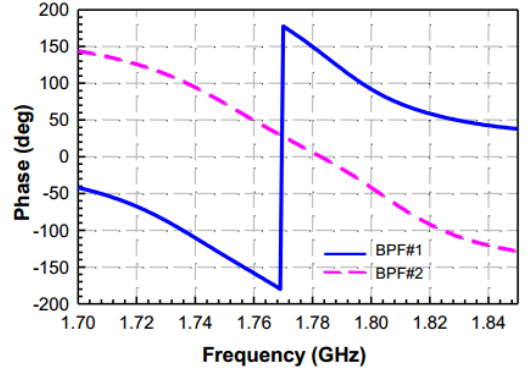
Özdemir ve diğerleri tarafından 2019 yılında önerilen çalışmada, Şekil 1.10(a)'dan görüleceği üzere birbiriyle kuplajlı iki özdeş açık halka rezonatör kullanılarak aynı frekans bandında farklı karakteristikte iki band geçiren filtre devresi sunulmuştur. Önerilen rezonatörün açık uçlarına bağlanan varaktör diyot ile filtreye ayarlanabilir özellik katılmıştır. 2. porttan çıkış alındığında BPF#1, 2' portundan çıkış alındığında ise BPF#2 elde edilmektedir. Şekil 1.10(b)'den de anlaşılacağı üzere, BPF#1'de geçme bandının sadece sağında iletim sıfırı oluşurken, BPF#2'de geçme bandının her iki tarafında iletim sıfırı mevcuttur. BPF#1 ile BPF#2 arasındaki faz farkı ise Şekil 1.10(c)'de verilmiştir.



(a)



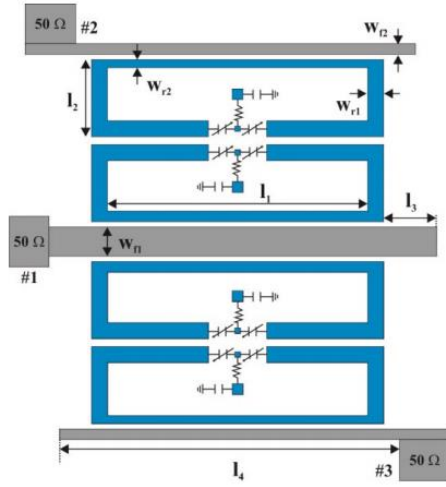
(b)



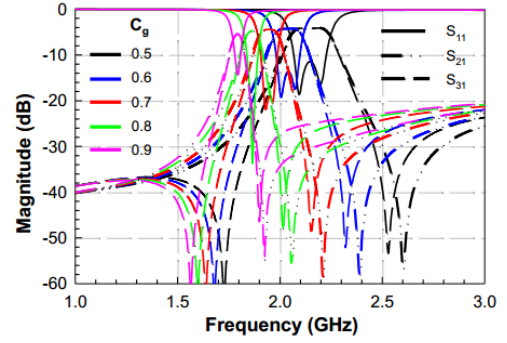
(c)

Şekil 1.10: BPF#1 ve BPF#2 (a) konfigürasyonu, (b) frekans cevabı, (c) faz cevabı (Özdemir ve diğ. 2019).

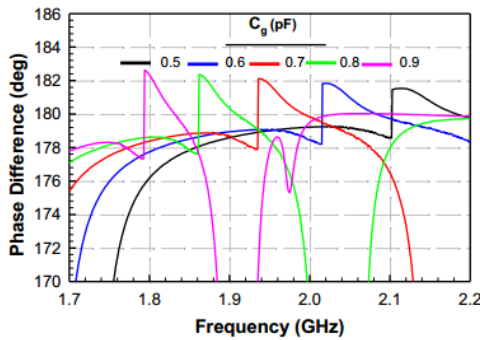
Önerilen filtre devresinden iki adet kullanılıp, Şekil 1.11(a)'da gösterilen konfigürasyon ile yerleştirilmesiyle ayarlanabilir balun band geçiren devresi elde edilmiştir.  $C_g$  kapasitesine göre merkez frekans, faz ve genlik değişimi sırasıyla Şekil 1.11(b), 1.1(c) ve 1.1(d)'de gösterilmiştir. Önerilen balun devresinin ölçüm sonuçları Tablo 1.2'de verilmiştir.



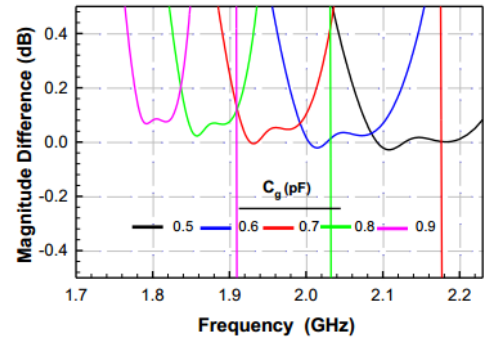
(a)



(b)



(c)



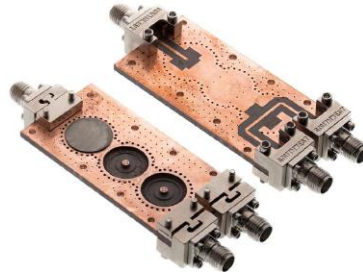
(d)

Şekil 1.11: Ayarlanabilir balun band geçiren filtre (a) konfigürasyonu, (b) merkez frekans değişimi, (c) faz değişimi, (d) genlik değişimi (Özdemir ve diğ. 2019).

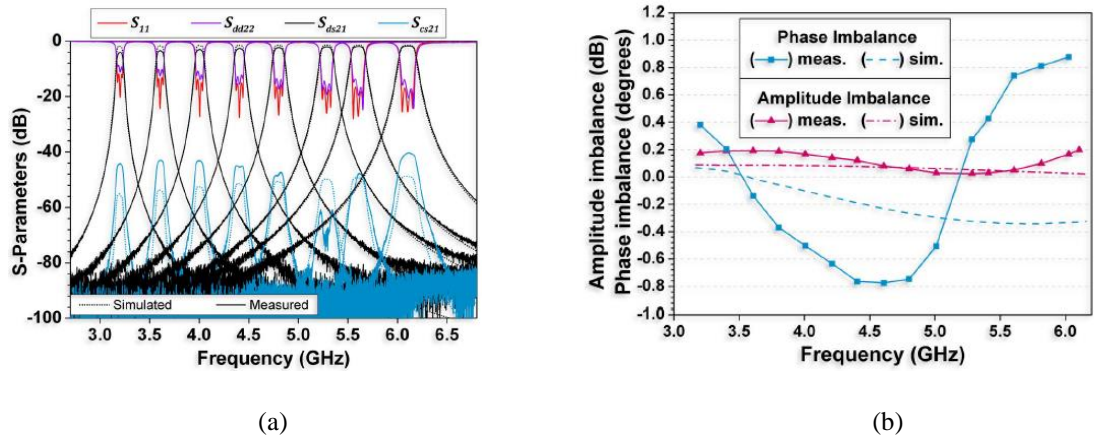
**Tablo 1.1:** Ayarlama işlemi boyunca çıkış portları arasındaki genlik ve faz farkı (Özdemir ve diğ. 2019).

Voltaj (V)	11.6	12.3	13	15	21.9	31.0
Merkez frekans (GHz)	1.73	1.79	1.83	1.87	1.96	2.06
Genlik farkı (dB)	0.49	0.45	0.69	0.23	0.09	0.36
Faz farkı (derece)	181.6	177.7	172.7	171.3	175.8	190.8

Literatürde pek çok ayarlanabilir mikroşerit balun band geçiren filtre devresi varken, DBD kullanılarak gerçekleştirilen ayarlanabilir özellikte balun band geçiren devresi sadece bir adet görülmüştür. 2017 yılında Hickle ve Peroulis tarafından önerilen ayarlanabilen DBD balun filtresinde merkez frekans 3.2 GHz ile 6.1 GHz arasında ayarlanabilmektedir. Ayarlama elemanları olarak, ince gümüş membranlarla metalize edilmiş ve iletken gümüş epoksi kullanılarak kaviteilerin üzerine yerleştirilmiş piezoelektrik diskler kullanılmıştır. Balun band geçiren filtre devresinin genlik ve faz dengesizliği sırasıyla 0.2 dB ve 0.9° olarak elde edilmiştir. Üretilen devrenin fotoğrafı Şekil 1.12’de, frekans cevabı ile genlik-faz dengesizliği grafiği Şekil 1.13’te görülmektedir.



**Şekil 1.12:** Hickle ve Peroulis tarafından önerilen ayarlanabilen DBD balun filtre devresinin fotoğrafı.



**Şekil 1.13:** Ayarlanabilen DBD balun filtre devresinin (a) frekans cevabı, (b) genlik ve faz dengesizliği.

### 1.3 Materyal ve Yöntem

Tez çalışması simülasyon, teorik ve deneysel çalışmaları kapsamak üzere 3 aşamada gerçekleştirilmiştir. Simülasyon çalışmalarında tasarlanan filtrelerin frekans cevaplarını en iyi şekilde elde edebilmek için Tam dalga Elektromanyetik Simülatör Sonnet Software kullanılmıştır (Sonnet 2011).

Tez çalışmasında balun devre için tasarlanan filtrelerde mikroşerit yapılar, çift modlu yama rezonatörler ve halka rezonatörler, dielektrik tabanda bütünleşmiş dalga kılavuzu (DBD) gibi yapılar kullanılmıştır. Balun devre örnekleri dielektrik tabanda bütünleşmiş dalga kılavuzu kullanılarak tasarlanmıştır. Balun tasarımında dengeli çıkışlardan birine ait frekans cevabında iletim sıfırları gözükmürken, diğerinde iletim sıfırları gözükmeyip çıkışlar arası yaklaşık  $180^\circ$  faz farkı elde edilmektedir. Ayrıca devreler iki çıkış arasındaki genlik farkı minimum olacak şekilde tasarlanmıştır.

Devrelerin tasarımı için öncelikle geleneksel çift modlu halka rezonatörlerin eşdeğer devre modellerine göre tek-çift mod empedans formüllerinden faydalanılarak frekans cevabı teorik olarak ortaya konmuştur. Bu formüllerden yola çıkılarak, mikroşerit hatların elektriksel uzunlukları istenilen frekans sahasına göre tayin edilmiştir. S ve C bandında tasarım için kullanılacak rezonatör boyutları belirlenmiştir. Balun devrelerde uygun rasyonel fonksiyonlar belirlenip sentezlenmek suretiyle devrelerin giriş empedansları (veya admitansları) bulunarak kuplaj matrisi eleman değerleri bulunmuştur. Kuplaj matrisi sentez yöntemiyle balun filtre devresi için teorik cevap elde edilmiştir. Kuplaj matrisi elemanları ile devrenin fiziksel parametleri ilişkilendirilerek geçme bandı ve iletim sıfırları kontrolü sağlanmıştır.

Teorik çalışmalar ve simülasyonlar tamamlandıktan sonra, en uygun frekans cevabına sahip filtre devreleri fiziksel olarak gerçekleştirilmiştir. Üretilen filtrelerin deneysel sonuçları ile teorik ve simülasyon sonuçları karşılaştırılmış, böylece tasarlanan filtre devrelerinin geçerliliği doğrulanmıştır.



## 2. MİKRODALGA REZONATÖRLER VE FİLTRELER

Mikrodalga devre tasarımlarında deneysel çalışmalara geçilmeden önce teorik çalışmalar ve bu çalışmalardan yola çıkılarak simülasyon çalışmaları yapılır. Bir mikrodalga filtrenin frekans cevabını elde etmek için çeşitli teorik analiz ve sentez yöntemleri kullanılmaktadır. Bu yöntemlerden birincisi, filtreyi oluşturan rezonatörlerin elektriksel ve manyetik özelliklerinin incelendiği çift-tek mod analizidir. Bu yöntemde, nasıl bir yansıma kaybı ve araya girme kaybıyla, rezonatörün hangi rezonans frekansında çalışacağına ışık tutulur. İkincisi ise, kuplaj matrisi sentez yöntemidir. Bu yöntemde filtrenin tüm elemanlarının kuplaj değerleri tanımlanır. Kuplaj matrisi verilen ve devrenin fiziksel parametreleri matris elemanlarıyla ilişkilendirilen bir mikrodalga filtrenin kullanıcı tarafından tam olarak tanımlanabilmesi mümkündür.

### 2.1 Çift-tek Mod Empedans Analizi

Çift-tek mod empedans analizi filtreyi oluşturan rezonatörlerin elektriksel ve manyetik özelliklerinin incelendiği yöntemdir. Bu yöntemde filtrenin eşdeğer devre modeli belirlendikten sonra girişe göre çift ve tek mod empedans formülleri, eşitlik (2.1a) ve (2.1b)'de verilen giriş empedans ve admitans formülleri yardımıyla bulunur (Hong ve Lancaster 2001) ve elde edilen çift-tek mod empedans formüllerinden filtreye ait frekans cevabı elde edilir.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \theta}{Z_0 + jZ_L \tan \theta} \quad (2.1a)$$

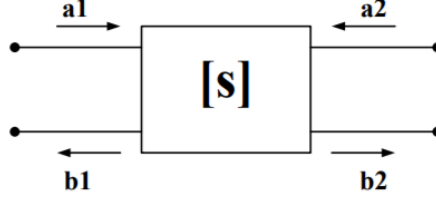
$$Y_{in} = Y_0 \frac{Y_L + jY_0 \tan \theta}{Y_0 + jY_L \tan \theta} \quad (2.1b)$$

Çift ve tek mod empedans formülleri türetildikten sonra eşitlik (2.1a) ve (2.1b)'de verilen formüller kullanılarak S parametreleri elde edilir.

$$S_{11} = \frac{Z_{çift} Z_{tek} - Z_0^2}{(Z_{çift} + Z_0)(Z_{tek} + Z_0)} \quad (2.2a)$$

$$S_{21} = \frac{Z_0(Z_{tek} - Z_{çift})}{(Z_{çift} + Z_0)(Z_{tek} + Z_0)} \quad (2.2b)$$

S parametreleri kapılardan içeri giren/iletilen ve kapılardan dışarıya çıkan/yansıyan gerilim dalgaları üzerine inşa edilmiştir. Şekil 2.1’de iki kapılı bir devre için kapılardan iletilen ve yansıyan normalize gerilim dalgaları gösterilmiştir. Bu normalize gerilim dalgaları kullanılarak elde edilmiş S parametreleri eşitlik (2.3a) ve (2.3b)’de verilmiştir



Şekil 2.1: İki kapılı bir devre modeli.

$$S_{11} = \left. \frac{b1}{a1} \right|_{a2=0} \quad S_{22} = \left. \frac{b2}{a2} \right|_{a1=0} \quad (2.3a)$$

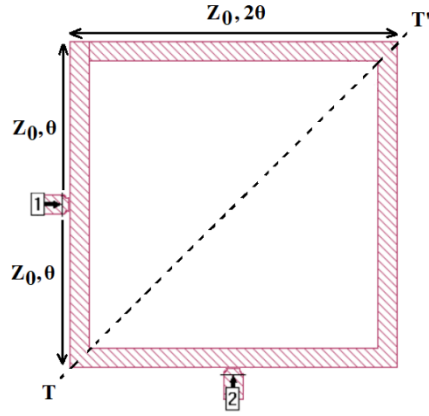
$$S_{21} = \left. \frac{b2}{a1} \right|_{a2=0} \quad S_{12} = \left. \frac{b1}{a2} \right|_{a1=0} \quad (2.3b)$$

Burada  $S_{11}$ , 1-kapısındaki gerilim yansıma katsayısı,  $S_{22}$ , 2-kapısındaki gerilim yansıma katsayısı,  $S_{21}$ , 1-kapısından 2-kapısına doğru (ileriye) gerilim transfer fonksiyonu ve  $S_{12}$ , 2-kapısından 1-kapısına doğru (geriye) gerilim transfer fonksiyonu olarak isimlendirilir.

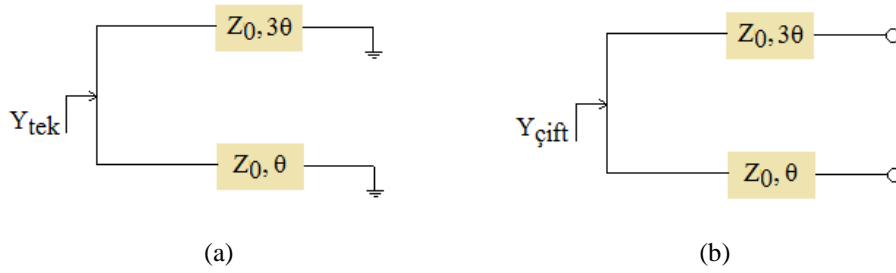
### 2.1.1 Kare halka rezonatörde çift-tek mod analizi

Bilindiği gibi çift mod uyarımı durumunda, devrenin simetri eksenine bir manyetik duvar yerleştirilerek burada akımın olmadığı düşünülür ve devre simetri ekseninden itibaren açık devre ile sonlandırılır. Tek mod eşdeğer devre modelinde ise, devrenin simetri eksenine bir elektrik duvar yerleştirilerek voltajın sıfır olduğu düşünülür ve devre kısa devre ile sonlandırılır.

Şekil 2.2’de görülen rezonatörde giriş-çıkış portları çeyrek dalga boyunda yerleştirilmiş olup, aralarındaki açı  $90^\circ$ ’dir. Şekil 2.3’te gösterilen eşdeğer devre modelinden devrenin girişinden gözükten empedans/admitans hesaplandıktan sonra devreye ait saçılma parametreleri elde edilir. Devrenin girişinden gözükten tek ve çift mod admitansların hesabı ve bu admitanslar kullanılarak elde edilen saçılma parametrelerin hesabı detaylı aşağıda bir biçimde açıklanmıştır.



Şekil 2.2: Kare halka rezonatör konfigürasyonu.



Şekil 2.3: Kare halka rezonatöre ait eşdeğer yarı devre modelleri (a) tek mod, (b) çift mod.

Kısa devre empedans/admitans hesabı:

Kısa devre edilmiş bir iletim hattında  $Z_L$  yük empedansı sıfıra eşittir. Eşitlik (2.4)'te verilen formülde  $Z_L=0$  alınırsa Şekil 2.3(a)'da görülen üst yol empedansı  $jZ_0 \tan 3\theta$ , alt yol empedansı ise  $jZ_0 \tan \theta$  olur. İki hat birbirine paralel olduğundan admitansları bulunup toplanır ve girişten gözüken admitans elde edilmiş olur. Bu admitans değeri tek mod admitans değerine eşit olur.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \theta}{Z_0 + jZ_L \tan \theta} \quad (2.4)$$

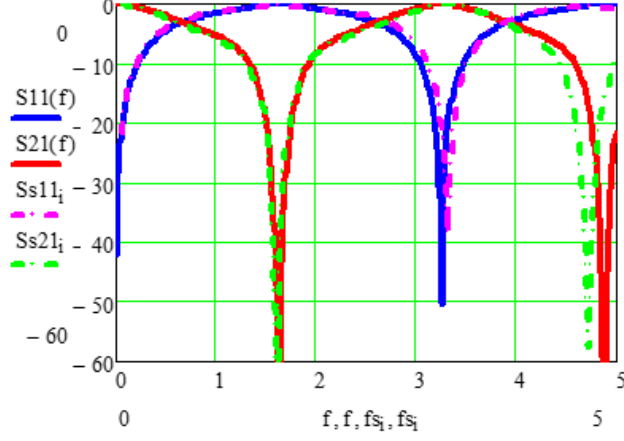
$$Y_{tek} = -jY_0 \cot \theta - jY_0 \cot 3\theta \quad (2.5)$$

Açık devre empedans/admitans hesabı:

Açık devre edilmiş bir iletim hattında  $Z_L$  yük empedansı sonsuza eşittir. Eşitlik (2.4)'te verilen formülde  $Z_L=\infty$  alınırsa Şekil 2.3b'de görülen üst yol empedansı  $-jZ_0 \cot 3\theta$ , alt yol empedansı ise  $-jZ_0 \cot \theta$  olur. İki hat birbirine paralel olduğundan admitansları bulunup toplanır ve girişten gözüken admitans elde edilmiş olur. Bu admitans değeri çift mod admitans değerine eşit olur.

$$Y_{çift} = jY_0 \tan \theta + jY_0 \tan 3\theta \quad (2.6)$$

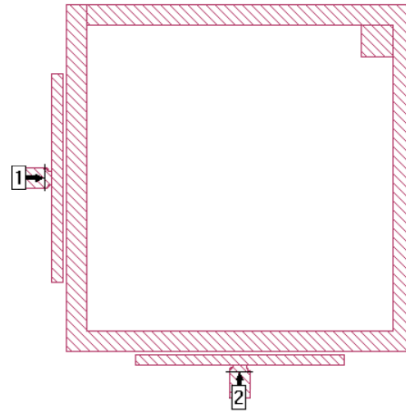
Hesaplanan tek ve çift mod admitans değerleri kullanılarak saçılma parametreleri hesaplanır. Kare halka rezonatöre ait elde edilen teorik cevap ile simülasyon sonucu karşılaştırılmış ve Şekil 2.4'te verilmiştir. Sonuçların uyumlu olduğu şekilden görülmektedir.



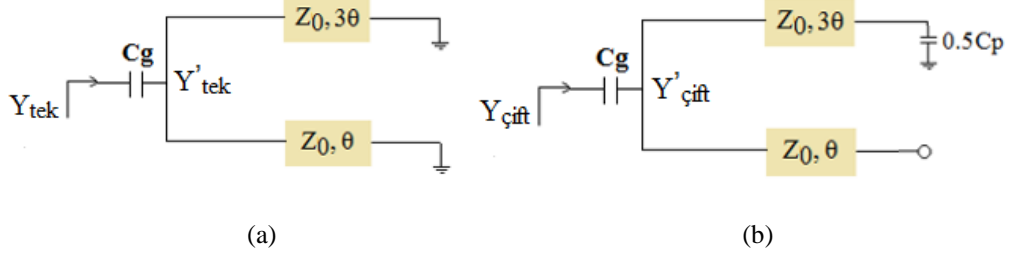
Şekil 2.4: Kare halka rezonatöre ait teorik cevap ile simülasyon sonucunun karşılaştırılması.

### 2.1.2 Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatörde çift-tek mod analizi

Yukarıda direkt bağlı kare halka rezonatörde tek-çift mod analizi yapılmıştı. Şekil 2.5'teki devrede ise devrenin giriş ve çıkışına göre simetri eksenine mod uyarımını sağlamak için bir pertürbasyon elemanı yerleştirilmiştir. Rezonatör giriş-çıkış portlarına direkt bağlı değil, bir kuplaj kolu ile beslenmektedir. Bu durumdaki frekans cevabı değişimi aşağıda incelenmiştir.



Şekil 2.5: Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatör konfigürasyonu.



**Şekil 2.6:** Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatöre ait eşdeğer yarı devre modelleri (a) tek mod, (b) çift mod.

Literatürden bilindiği üzere halka rezonatöre yerleştirilen yama şeklindeki pertürbasyon elemanı devrede kapasitif bir etki göstermektedir. O yüzden yama pertürbasyon elemanının değeri temsili olarak  $C_p$  alınmıştır. Buradaki  $C$ , kapasiteyi temsil etmektedir.  $C_g$  ise giriş ile rezonatör arasındaki boşluktan dolayı oluşan kapasitif etkiyi temsil etmek için kullanılmıştır. Tek mod analizinde devrenin giriş ve çıkışlarına göre simetri eksenine elektrik duvar yerleştirilir. Bu durumda  $C_p$  kapasite değerinin etkisi görülmemektedir. Tek mod admitans değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$Y'_{tek} = -jY_0 \cot\theta - jY_0 \cot 3\theta \quad (2.7a)$$

$$Y_{tek} = \frac{Y'_{tek} * Y_{Cg}}{Y'_{tek} + Y_{Cg}} \quad (2.7b)$$

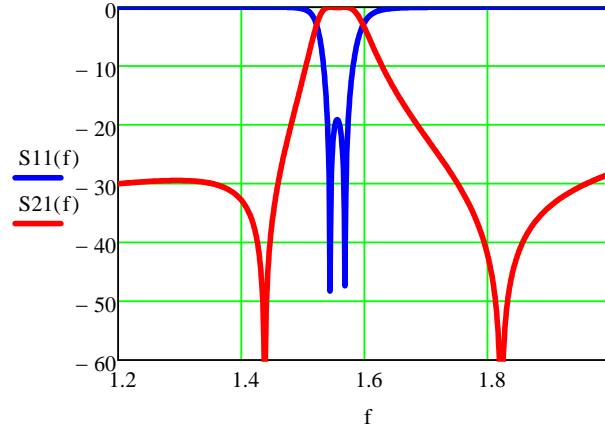
Çift mod analizinde, Şekil 2.6(b)'de görüldüğü üzere üst yolda bulunan  $C_p/2$  değeri  $Z_0$  karakteristik empedansa sahip hatta yük olarak gözükmemektedir. Bu durumda eşitlik (2.1b) kullanılarak  $Y_L$  yerine  $C_p/2$  değerli kapasitenin admitansı alınıp üst yol için admitans değeri hesap edilir. Çift mod admitans değeri eşitlik (2.8b)'de hesaplandığı gibidir. Eşitlik (2.9)'dan elde edilen  $S$  parametreleri Şekil 2.7'de verilmiştir.

$$Y'_{çift} = jY_0 \tan\theta + Y_0 \frac{Y_{Cp} + jY_0 \tan 3\theta}{Y_0 + jY_{Cg} \tan 3\theta} \quad (2.8a)$$

$$Y_{çift} = \frac{Y'_{çift} * Y_{Cg}}{Y'_{çift} + Y_{Cg}} \quad (2.8b)$$

$$S_{11} = \frac{Y_0^2 - Y_{çift} Y_{tek}}{(Y_{çift} + Y_0)(Y_{tek} + Y_0)} \quad (2.9a)$$

$$S_{21} = \frac{Y_0(Y_{tek} - Y_{çift})}{(Y_{çift} + Y_0)(Y_{tek} + Y_0)} \quad (2.9b)$$



Şekil 2.7: Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatörün S parametreleri.

## 2.2 Kuplaj Matrisi Sentezi Yöntemi

Literatürdeki kuplaj matrisi sentez metodları doğrudan ve dolaylı sentez teknikleri olmak üzere iki şekilde incelenmiştir (Atia 1972, Levy 1995, Cameron 1999 ve 2003, Amari 2001, 2003 ve 2004, Hong ve Lancaster 2000). Dolaylı sentez tekniğinde kuplaj matrisi, eşdeğer devre modelinden devre eleman değerlerinin bulunması ile elde edilmektedir. Doğrudan sentez tekniğinde ise, filtrenin frekans cevabı normalize frekanslara dönüştürüldükten sonra uygun bir karakteristik fonksiyon seçilerek önce admittans matrisi elde edilir ve bu matris kullanılarak kuplaj matrisi sentezlenir. Bu yöntemlerden doğrudan sentez metodu tasarımcıya kolaylık sağladığı için yaygın bir şekilde kullanılmaktadır.

Kuplaj matrisi sentezinin işlem adımları aşağıdaki gibi özetlenebilir:

- i. Tasarım parametrelerine bağlı olarak uygun rasyonel fonksiyonun belirlenmesi ve rasyonel fonksiyona bağlı olarak  $S_{11}$  ve  $S_{21}$  parametrelerinin yazılması
- ii. Hurwitz faktörizasyonu uygulanarak saçılma parametrelerinin polinomlara ayrılması
- iii. Cameron tarafından 2003'te önerilen metod kullanılarak, admittans fonksiyonları, özdeğerler ve rezidülerin hesaplanması
- iv. Özdeğerler ve rezidüler kullanılarak kuplaj matrisinin elde edilmesi

### 2.2.1 Rasyonel Fonksiyon Seçimi ve Hurwitz Faktörizasyonu

Kayıpsız, ideal iki kapılı bir mikrodalga devrenin saçılma parametreleri dalga değişkenleriyle ifade edilebilmektedir (Hong ve Lancaster 2001). Ayrıca, saçılma parametrelerinden devreye ait ABCD matrisi, açık devre empedans parametreleri veya kısa devre admitans parametrelerinin de elde edilebileceği literatürdeki çalışmalardan bilinmektedir. Kayıpsız iki kapılı bir mikrodalga devresinde saçılma parametreleri arasında,

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (2.10)$$

bağıntısı vardır. Karşılıklılık özelliğine göre  $S_{12} = S_{21}$  ve simetrik özelliğine göre de  $S_{11} = S_{22}$  olmaktadır. Seçilen bir rasyonel fonksiyona göre araya girme kaybı (iletim katsayısı,  $S_{21}$ ) ve geri dönüş kaybı (yansıma katsayısı,  $S_{11}$ ) eşitlik (2.11a) ve (2.11b)'deki gibi yazılabilmektedir. Yansıma ve iletim katsayılarındaki  $F_n$  rasyonel fonksiyonu ifade ederken,  $\varepsilon$  terimi dalgalanma faktörünü temsil etmektedir. Dalgalanma faktörü geri dönüş kaybı seviyesine göre eşitlik (2.11c)'deki gibi ifade edilmektedir.

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (2.11a)$$

$$|S_{11}(j\Omega)|^2 = \frac{\varepsilon^2 F_n^2(\Omega)}{1+\varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (2.11b)$$

$$\varepsilon = \sqrt{10^{-0.1RL} - 1}^{-1} \quad (2.11c)$$

Rasyonel fonksiyon istenilen frekans cevabına göre (lineer, chebyshev veya eliptik) seçilebilmektedir. Rasyonel fonksiyon filtre karakteristiğini değiştirdiği için, karakteristik fonksiyon olarak da adlandırılabilir. Butterworth ve Chebyshev filtrelerde iletim sıfırları reel frekanslarda gözükmemektedir. Eliptik filtrelerde ise iletim sıfırları reel frekanslardadır. Sıfır ve kutupları önceden verilmiş bir filtre için karakteristik fonksiyon eşitlik (2.12)'deki gibi yazılabilmektedir (Hong ve Lancaster 2001). Buradaki  $M$  değeri ölçekleme katsayısı olup, eşitlik (2.13)'te görüldüğü üzere iletim sıfırlarının çarpımının iletim kutuplarının çarpımına oranı şeklinde ifade edilebilmektedir.

$$f_n(\Omega) = M(\Omega - \Omega_{z1})(\Omega - \Omega_{z2}) \dots (\Omega - \Omega_{zi}) \quad (2.12a)$$

$$f_d(\Omega) = (\Omega - \Omega_{p1})(\Omega - \Omega_{p2}) \dots (\Omega - \Omega_{pi}) \quad (2.12b)$$

$$Fn(\Omega) = \frac{fn(\Omega)}{fd(\Omega)} \quad (2.12c)$$

$$M = \frac{z_1 z_2 \dots z_i}{p_1 p_2 \dots p_i} \quad (2.13)$$

$S_{21}$  ve  $S_{11}$ , Hurwitz faktörizasyonu uygulanarak eşitlik (2.14)'te verilen polinomlara  $s=j\Omega$  olmak üzere ayrılabilir (Cameron 1999 ve 2003). Buradaki  $\varepsilon_{21}$  ve  $\varepsilon_{11}$  katsayıları normalizasyon katsayılarıdır.

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)}{\varepsilon_{21}E(s)} \quad (2.14a)$$

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)}{\varepsilon_{11}E(s)} \quad (2.14b)$$

Eşitlik (2.12c)'de verilen karakteristik fonksiyonu  $F_n(\Omega) = f_n(\Omega)/f_d(\Omega)$  şeklinde numeratör ve denumeratör kısımları ayrı ayrı ifade edilecek şekilde eşitlik (2.11a) ve (2.11b)'de yerine koyulduğunda (2.15a) ve (2.15b) eşitlikleri elde edilir.

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{f_d^2(\Omega)}{f_d^2(\Omega) + \varepsilon^2 f_n^2(\Omega)} \quad (2.15a)$$

$$|S_{11}(j\Omega)|^2 = \frac{\varepsilon^2 f_n^2(\Omega)}{f_d^2(\Omega) + \varepsilon^2 f_n^2(\Omega)} \quad (2.15b)$$

Eşitlik (2.15a)'daki numeratör kısmından (2.14a) eşitliğindeki iletim katsayısının numeratör polinomu ( $P(s)$ ), eşitlik (2.15b)'deki numeratör kısmından da (2.14b) eşitliğindeki yansıma katsayısının numeratör polinomu ( $F(s)$ ) türetilmektedir. (2.15a) ve (2.15b) eşitliklerindeki denominator polinomları birbirine eşit olup (2.14a) ve (2.14b) eşitliklerinde  $E(s)$  polinomuyla ifade edilmiştir. Ayrıca  $\varepsilon_{11}$  ve  $\varepsilon_{21}$  katsayıları, eşitlik (2.15)'ten elde edilen köklerin eşitlik (2.14)'e yerleştirilerek polinom halinde yazılan saçılma parametreleriyle, karakteristik fonksiyona bağlı olarak yazılan saçılma parametrelerinin aynı olmasını sağlamak için eklenmelidir. Bu katsayılar (2.16) eşitliğinde verildiği gibi yazılabilmektedir.

$$\varepsilon_{11} = \frac{\sqrt{\varepsilon^2 M^2 + 1}}{\varepsilon M} \quad (2.16a)$$

$$\varepsilon_{21} = \sqrt{\varepsilon^2 M^2 + 1} \quad (2.16b)$$

### 2.2.2 Kuplaj Matrisinin Oluşturulması ve Kuplaj Matrisinden Frekans Cevabının Elde Edilmesi

1999 ve 2003'te Cameron tarafından önerilen yöntemlerden faydalanılarak, sırasıyla admitans fonksiyonları, özdeğerler ve rezidüler hesaplanarak kuplaj matrisi elde edilebilir.  $[Y_N]$ 'in  $y_{11}(s)$  ve  $y_{21}(s)$  elemanları için pay ve payda polinomları direkt olarak  $S_{11}(s)$  ve  $S_{21}(s)$  polinomlarından elde edilebilir. Kaynak ve yük sonlandırma



değerleri  $1\Omega$  olan iki kapılı bir devre için admitans fonksiyonları eşitlik (2.17)-(2.19)'da verilmiştir.

$$y_{22}(s) = \frac{y_{22n}(s)}{y_d(s)} = \frac{n_1(s)}{m_1(s)} \quad (2.17)$$

N çift olması durumunda,

$$y_{21}(s) = \frac{y_{21n}(s)}{y_d(s)} = \frac{\frac{P(s)}{\varepsilon}}{m_1(s)} \quad (2.18a)$$

$$y_{22}(s) = \frac{y_{22n}(s)}{y_d(s)} = \frac{m_1(s)}{n_1(s)} \quad (2.18b)$$

N tek olması durumunda ise,

$$y_{21}(s) = \frac{y_{21n}(s)}{y_d(s)} = \frac{\frac{P(s)}{\varepsilon}}{n_1(s)} \quad (2.19)$$

Bu eşitliklerdeki  $m_1(s)$  ve  $n_1(s)$  polinomları eşitlik (2.20)'de verilmektedir.

$$m_1(s) = Re(e_0 + f_0) + jIm(e_1 + f_1)s + Re(e_2 + f_2)s^2 + \dots \quad (2.20a)$$

$$n_1(s) = jIm(e_0 + f_0) + Re(e_1 + f_1)s + jIm(e_2 + f_2)s^2 + \dots \quad (2.20b)$$

Yukarıdaki denklemlerdeki  $e_i$  ve  $f_i$  katsayıları  $i=0,1,2,\dots,N$  için sırasıyla  $E(s)$  ve  $F(s)/\varepsilon_{11}$  polinomlarının kompleks katsayılarıdır.

Admitans matrisi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{aligned} [Y_N] &= \begin{bmatrix} y_{11}(s) & y_{12}(s) \\ y_{21}(s) & y_{22}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{y_d(s)} \begin{bmatrix} y_{11n}(s) & y_{12n}(s) \\ y_{21n}(s) & y_{22n}(s) \end{bmatrix} \\ &= j \begin{bmatrix} 0 & K_0 \\ K_0 & 0 \end{bmatrix} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{(s-j\lambda_k)} \begin{bmatrix} r_{11k} & r_{12k} \\ r_{21k} & r_{22k} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Pay ve payda polinomları bilinen  $y_{21}(s)$  ve  $y_{22}(s)$  fonksiyonlarından, kısmi kesir genişlemesi ile rezidüleri olan  $r_{21k}$  ve  $r_{22k}$  değerleri hesaplanabilir. Ayrıca,  $y_{21}(s)$  ve  $y_{22}(s)$  fonksiyonlarının ortak payda polinomu olan  $y_d(s)$ 'in kökleri bulunarak saf reel özdeğerler olan  $\lambda_k$  değerleri elde edilir.  $K_0$  değerini hesaplamak için verilen formül eşitlik (2.20)'de ifade edilmiştir. Burada  $\varepsilon_R = \frac{\varepsilon}{\sqrt{\varepsilon^2 - 1}}$ 'dir.  $K_0$  değeri reel bir sabit olup, filtreleme fonksiyonunun reel frekanslardaki iletim sıfırlarının filtre derecesine eşit olduğu tam kanonik durum dışında sıfırdır.

$$K_0 = \frac{\varepsilon_R}{\varepsilon} \frac{1}{(\varepsilon_R + 1)} \quad (2.22)$$

$$M = \begin{bmatrix} 0 & T_{11} & T_{12} & K_0 \\ T_{11} & -\lambda_k & 0 & T_{21} \\ T_{12} & 0 & \lambda_k & T_{22} \\ K_0 & T_{21} & T_{22} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$T_{Nk} = \sqrt{r_{22k}}, \quad T_{1k} = \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{22k}}} \quad (2.24)$$

Sentezlenen kuplaj matrisine ait frekans cevabı (2.25) eşitliğinde açıklanan yöntemle elde edilebilir (Hong ve Lancaster 2001). Bu denklemlerdeki  $[q]$  matrisi,  $q_{11}=1/q_{e1}$  ve  $q_{NN}=1/q_{eN}$  dışında tüm elemanları sıfır olan bir kare matris,  $p$  elemanı  $j\omega$  ile tanımlı frekans değişkeni ve  $[U]$  ilk ve son elemanı sıfır olan birim matrisi temsil etmektedir.

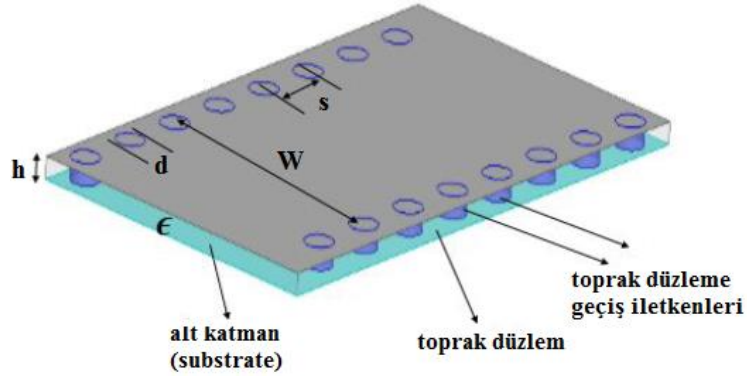
$$[A] = [q] + p[U] - j[M] \quad (2.25a)$$

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{11}q_{1N}}} [A]_{N1}^{-1} \quad (2.25b)$$

$$S_{11} = 1 - 2 \frac{1}{q_{11}} [A]_{11}^{-1} \quad (2.25c)$$

### 3. DİELEKTRİK TABANDA BÜTÜNLEŞMİŞ DALGA KILAVUZLARI (DBD)

Düzlemsel ve düzlemsel olmayan yapılar arasındaki performans boşluğunu doldurmak için, 2001 yılında Deslandes ve Wu tarafından önerilen geleneksel dikdörtgen dalga kılavuzları ve mikroserit hatların en iyi özelliklerini bir arada bulduran Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzları (DBD) önerildiği tarihten günümüze kadar popülerliğini yitirmemiştir. DBD'ler düzlemsel dielektrik tabanda, üst ve alt toprak düzlemlerine bağlı periyodik sıralanmış metalik geçiş deliklerinin (via) kullanıldığı yapılardır. DBD'nin fiziksel yapısı Şekil 3.1'de görülmektedir. Şekilde,  $d$  geçiş deliklerinin çapını,  $s$  komşu iki geçiş deliğinin merkezleri arasındaki uzaklığı,  $W$  iki sıra halinde dizilmiş geçiş delikleri arasındaki mesafeyi,  $h$  ise malzemenin kalınlığını ifade etmektedir.



Şekil 3.1: DBD'nin fiziksel yapısı (Deslandes ve Wu 2001).

Dielektrik tabanda bütünleşmiş dalga kılavuzları, dielektrik yüklü dikdörtgen dalga kılavuzu (DYD) yapılarının özel bir şekli olarak düşünülebileceği için, kesim frekansı, yayılım sabiti gibi parametreleri benzerlik göstermektedir. Dielektrik dolgulu geleneksel dikdörtgen dalga kılavuzu için kesim frekansı eşitlik (3.1)'de verilmiştir; burada  $a$  ve  $b$ , sırasıyla dalga kılavuzu genişliği ve yüksekliğidir (Pozar 2005).

$$f_c = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (3.1)$$

(Cassivi ve diğ. 2002)'de, yan duvarlarında vialar bulunan bir DBD'nin, viaların merkezden merkeze mesafesi hesaba katıldığında, benzer genişliğe sahip bir dikdörtgen dalga kılavuzu ile neredeyse aynı olduğu gösterilmiştir. Eşitlik (3.2)'de verilen ve efektif genişlik olarak adlandırılan bu mesafeye dayalı olarak bir DBD'nin ilk iki  $TE_{m0}$  modu için kesim frekansını tahmin etmek için eşitlik (3.3) ve (3.4)

kullanılabilmektedir. Efektif genişlik,  $w_{eff}$  olarak tanımlanmakta ve bir dizi tam dalga simülasyon verisi kullanılarak en küçük kareler yöntemi ile bulunmaktadır.

$$W_{eff} = W - \frac{d^2}{0.95.s} \quad (3.2)$$

$$f_c(TE_{10}) = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left( W - \frac{d^2}{0.95.s} \right)^{-1} \quad (3.3)$$

$$f_c(TE_{20}) = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \left( W - \frac{d^2}{1.1.s} - \frac{d^3}{6.6.s^2} \right)^{-1} \quad (3.4)$$

Eşitlik (3.3) ve (3.4),  $s < \lambda_0 \sqrt{\epsilon_r} / 2$  ve  $s < 4d$  koşulunda geçerlidir (Cassivi ve diğ. 2002).

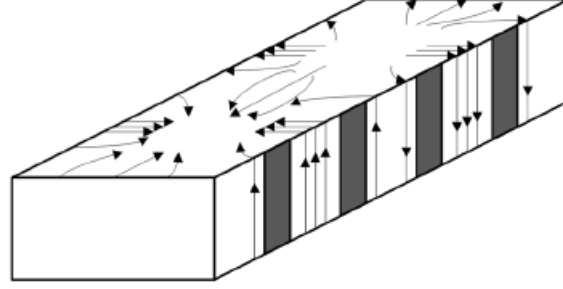
DBD'nin elektromanyetik özellikleri birkaç çalışmada incelenmiştir (Xu ve Wu 2005, Deslandes ve Wu 2006, Cassivi ve diğ. 2002) ve DBD'nin dalga özelliklerinin, belirli bir eşdeğer genişliğe sahip geleneksel dikdörtgen dalga kılavuzunununkine benzer olduğu gösterilmiştir. Bu nedenle, iyi geliştirilmiş dalga kılavuzları teorisi, DBD'nin eşdeğer genişliğinin belirlenmesi koşuluyla DBD yapılarının tasarımına ve analizine uygulanabilmektedir. Bununla birlikte, DBD ve dikdörtgen dalga kılavuzu arasındaki farkların da bariz olduğu belirtilmelidir. DBD'de bulunan vialar periyodik boşluğa sebep olduğundan, DBD'deki yayılma modları normal dalga kılavuzlarındakilerden biraz farklıdır.

### 3.1 DBD'de Desteklenen Modlar

DBD yapılar geleneksel dikdörtgen dalga kılavuzları ile benzer davranışa sahip olsa da, bazı farklılıklar mevcuttur. Bu iki yapının her ikisi de  $TE_{m0}$  modlarını destekler ve  $TE_{10}$  modu baskın moddur. Fakat DBD'de ardışık iki via arasında boşluk bulunması nedeniyle kaçak kayıpları (leakage losses) kaçınılmazdır. DBD yapılarında bazı sayısal yöntemler kullanılarak TM modlarının yayılmadığı, sadece  $TE_{m0}$  modlarının uyarılabildiği gösterilmiştir (Xu ve Wu 2005). DBD yapısı, iki taraflı dar duvarlarda bir dizi yarığa sahip özel bir dikdörtgen dalga kılavuzu olarak kabul edilebilir. Yarıklar akımları keserse, büyük miktarda radyasyon görülebilir. Bununla birlikte, yarıklar akımın akış yönü boyunca kesilirse, bu durum çok az radyasyona sebep olur.

İki taraflı dar duvarlarında viaya sahip bir dikdörtgen dalga kılavuzunun  $TE_{10}$  modu yüzey akımı akış modeli Şekil 3.2'de gösterilmektedir. Yarıkların yüzey akımını kesmediği ve dolayısıyla  $TE_{10}$  modunun dalga kılavuzu boyunca yayılabileceği görülmektedir. Benzer şekilde, diğer  $TE_{m0}$  modları da dar duvarlarda benzer yüzey

akımlarına sahip olduklarından dalga kılavuzu boyunca yayılabilirler. Bununla birlikte, yüzey akımı dalga kılavuzunun yan duvarları boyunca uzunlamasına olduğunda, TM ve  $TE_{mn}$  ( $n \neq 0$  ile) modlarında olduğu gibi, dikey yarıklar bu akımları kesecek ve yan duvarlardan büyük miktarda radyasyon getirecektir. Sonuç olarak, TM ve  $TE_{mn}$  ( $n \neq 0$  ile) modları DBD boyunca yayılamaz, DBD’de sadece  $TE_{m0}$  modları bulunabilir.

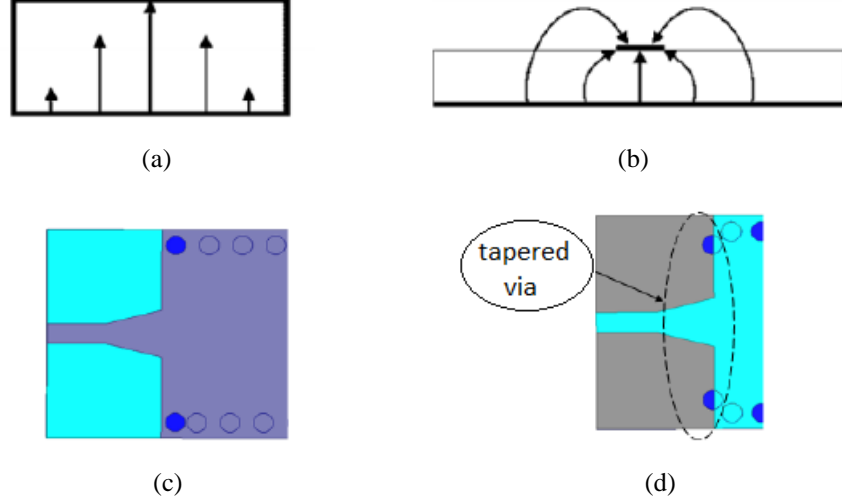


**Şekil 3.2:** İki taraflı dar duvarlarında viaya sahip bir dikdörtgen dalga kılavuzunun  $TE_{10}$  modu yüzey akımı akışı.

### 3.2 Besleme Mekanizması

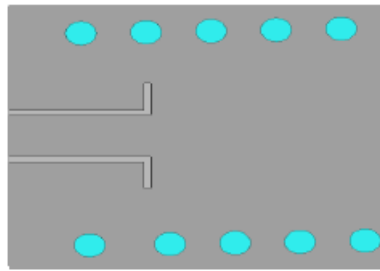
Bir DBD yapıda besleme DBD yapı kullanılarak tasarlanacak devrelerin performansında hayati bir rol oynamaktadır. İzolatör, kuplör, filtre vb. DBD devrelerin diğer bileşenlerle aynı PCB üzerine entegre edilmesi gerektiğinden, düzlemsel geçişler veya besleme teknikleri geliştirilmiştir. En popüler ve verimli düzlemsel besleme tekniklerinden bazıları, mikroşerit hat (microstrip line-MSL) besleme, konik besleme, konik-via besleme ve eşdüzlemsel dalga kılavuzu (coplanar waveguide-CPW) beslemedir (Wong ve diğ. 2015). Şekil 3.3’ten MSL ve DBD için elektrik alan profillerinin benzer oldukları görülmektedir. Aynı yönde yönlendirilmiş profillere sahip olduklarından, DBD yapısını uyarmak için bir mikroşerit hattı kullanmak mümkündür. Konik besleme, Şekil 3.3(c)’de gösterildiği gibi düzlemsel MSL ve DBD arasında empedans uyumu sağlamak için mikroşerit hattının sivriltildiği bir besleme türüdür. Bu durumda, konik hat empedans uyumu sağlayabilir, ancak MSL’den DBD’ye ani geçiş nedeniyle hala bazı yansıma kayıpları vardır. (Kordiboroujeni ve Bornemann 2014)’de, konik-via bir besleme sağlayarak bu kayıpları azaltmak için yeni bir teknik önerilmiştir. Şekil 3.3(d)’de gösterildiği gibi sivrilen beslemede, geçişi daha yumuşak hale getirmek için geçiş arasında fazladan iki via kullanılır. Konik ve

konik-via beslemede, alt tabakanın kalınlığı empedans uyumu sağlamak için azaltılır, bu da iletken kaybının en aza indirilmesine yol açar, ancak aynı zamanda MSL’de radyasyon kaybında bir artışa sebep olur. Bu nedenle bu besleme teknikleri mm-dalga frekans aralığı için tercih edilmez. Bu nedenle, mm-dalga uygulamaları için yaygın olarak CPW-DBD beslemesi kullanılır.



**Şekil 3.3:** (a) Bir dalga kılavuzunda E-alan vektörü gösterimi, (b) bir mikroşerit hattında E-alan vektörü gösterimi (Deslandes ve Wu 2001a), (c) konik besleme, (d) konik-via besleme.

Şekil 3.4’te gösterildiği gibi bir DBD yapısına besleme sağlamak için eş düzlemlı bir dalga kılavuzu uyarımı kullanılır (Deslandes ve Wu 2001b). Bu uyarma türünde, besleme hattı gömülü bir yan hat olarak yerleştirilir ve besleme için sadece tek bir düzlem gerektirir. Alt tabakanın yüksekliğindeki artış, konik besleme tekniklerinde kayıplara yol açsa da, CPW dielektrik malzemenin kalınlığına duyarlı değildir. Bu nedenle mm-dalga frekansları gibi çok yüksek frekanslarda daha iyi performans sağlar. Ancak, CPW-DBD, normal mikroşerit hat beslemesine kıyasla daha düşük bir band genişliğine sahiptir. Ultra geniş band uygulamalarında CPW beslemesinin kullanılmamasının nedeni budur. Band genişliği iyileştirmesi için değiştirilmiş CPW besleme teknikleri geliştirilmektedir.



**Şekil 3.4:** CPW-DBD geçişi.

### 3.3 DBD'de Kayıplar

DBD yapıda temel olarak üç farklı kayıp mevcuttur. Bunlar; iletken kayıpları, dielektrik veya alt tabaka kaybı ve radyasyon veya sızıntı kaybıdır. Üst ve alt metal katmanların sonlu elektrik iletkenliği nedeniyle iletken kayıpları mevcuttur. Dielektrik veya alt tabaka kaybı, alt tabaka olarak kullanılan dielektrik malzemenin kayıp tanjantından kaynaklanan bir tür iletken kayıptır. Yüksek frekanslarda, yani çoğunlukla mm-dalga uygulamalarında, uygun altlık malzemesi seçimi önemli bir rol oynar, çünkü frekans arttığında kayıplara en büyük katkıyı dielektrik malzeme sağlar. (Deslandes ve Wu 2006)'da verildiği gibi, metalik vialar arasındaki boşluktan dolayı, DBD'de sızıntı veya radyasyon kayıplarına sebep olan sızıntılı bir dalga yayılmaktadır. Radyasyon kayıpları eşitlik (3.5)'teki bağıntı kullanılarak hesaplanabilmektedir (Hong, J.S.G. ve Lancaster 2004).

$$\text{Radyasyon kaybı} = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (3.5)$$

Bahsedilen bu kayıpları önlemek mümkün olmasa da en aza indirmek için bazı tasarım fikirleri oluşturmak mümkündür. Böylece (Xu ve Wu 2005, Deslandes ve Wu 2002, Deslandes ve Wu 2006)'da açıkça belirtilen tasarım kuralları via çapının ve vialar arası mesafenin uygun seçimi koşullarını dikkate alarak eşitlik (3.6)'daki gibi belirlenmektedir. Bu formülasyonlar, çok miktarda simülasyon ve deneysel veriler kullanılarak geliştirilmiştir.

$$d < \lambda_g/5 \text{ ve } s \leq 2d \quad (3.6)$$

## 4. S VE C BANDI BALUN DEVRELER İÇİN FİLTRE TASARIMLARI

Bu bölümde balun devrelerden kısaca bahsedilip, balun devrede kullanılacak mikroşerit ve DBD filtre tasarımları sunulmuştur. Birinci bölümde kısa devre yan hat ve kare yama rezonatör/kare halka rezonatör kullanılarak çok modlu çift bandlı band geçiren mikroşerit filtre uygulamalarına yer verilmiştir. Her iki devrede de rezonatör boyutu değiştirilerek hem S hem de C bandında filtre tasarımı mümkündür. Kare yama veya kare halka rezonatör kullanılarak tasarlanan filtrelerde giriş ve çıkış portları arasında iki farklı yol kullanılarak, özellikle ikinci geçme bandında iki farklı filtreleme karakteristiği elde edilmiştir. Ayrıca rezonatör ve yan hattın periyodik olarak yerleştirilmesiyle her bir geçme bandında iletim modlarının artırılacağı gösterilmiştir. Filtre devrelerine ait teorik cevap çift-tek mod empedans analizi ve ABCD matrisi kullanılarak elde edilmiştir.

İkinci bölümde ise DBD rezonatör ile filtre tasarımı sunulmuştur. Rezonatörde mod uyarımını sağlamak için köşe vialar kullanılmıştır. Köşe vianın konumuna bağlı olarak filtrede lineer faz ve yarı-eliptik karakteristik elde etmek mümkündür. DBD rezonatör 3. başlıkta bahsedilen besleme yöntemlerinden CPW kullanılarak beslenmiştir. Kuplaj kontrolünü sağlayan yarıkların uzunluklarının birbirinden farklı alınmasıyla filtrenin iletim sınırlarının kontrol edilebildiği gösterilmiştir. DBD filtre devrelerine ait teorik cevaplar kuplaj matrisi sentezi ile elde edilmiştir.

Balun devreler RF ve mikrodalga haberleşme, radar gibi birçok uygulamada kullanılmaktadır. Balun kelimesi, dengeliden dengesize dönüştürücünün kısaltmasıdır (balanced to unbalanced). İşlevi, bir giriş sinyalini aynı genlikte ancak zıt fazda (aralarında  $180^\circ$  faz farkı olacak şekilde) iki çıkış sinyaline dönüştürmektedir. Balun yapılar, mikserler, anten besleme devreleri gibi yaygın RF ve mikrodalga bileşenlerde kullanılmaktadır.

Balunlar ve band geçiren filtreler RF/mikrodalga haberleşme sistemlerinin en önemli pasif elemanlarından ikisidir. Band geçiren filtreler arzu edilen frekans sahasında sinyal iletimine izin veren devre elemanlarıdır. Birçok uygulamada, balun ve band geçiren filtreler kaskat bağlanarak dengeli-dengesiz sinyal dönüşümü ile

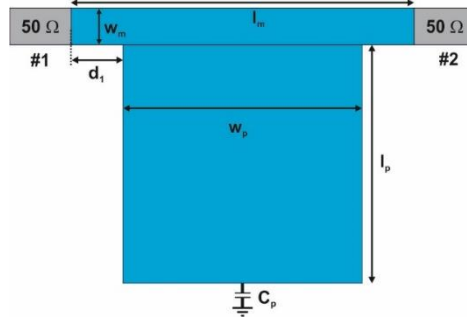


filtreleme işlemi gerçekleştirilir. Fakat, her iki devrenin kendine ait bir kaybı olması, iki farklı devre kullanılarak boyutun artması gibi sebeplerden dolayı tek bir devre üzerinde balun ve band geçiren filtre işlemlerinin gerçekleştirilebilmesi genel sistem performansı açısından oldukça yararlı olacaktır.

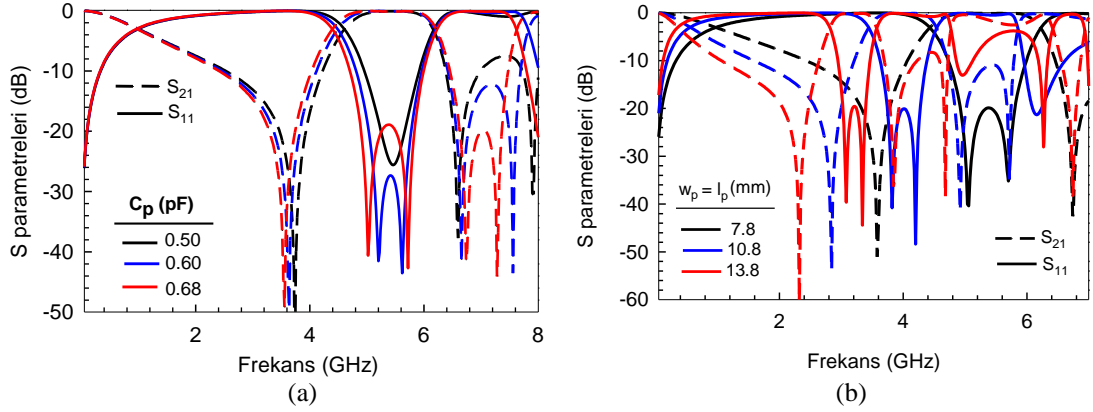
## 4.1 Çift Bandlı Mikroşerit BGF Tasarımı

### 4.1.1 2./4. Dereceden Çift Bandlı Mikroşerit BGF

Kare yama rezonatör ve kısa devre sonlanmalı yan hat kullanılarak tasarlanan çift bandlı mikroşerit filtre devresi için önerilen yama rezonatör Şekil 4.1'de verilmiştir. 50 ohm karakteristik empedansa sahip giriş ve çıkış portları (G/Ç) şekilde görüldüğü gibi ana iletim hattı üzerinden birbirine bağlanmıştır. Ana iletim hattının ortasında bir mikroşerit yama bulunur ve mikroşerit yama, toplu bir kapasitans ile sonlandırılır. Literatürdeki çalışmalardan da bilindiği gibi yükleme elemanının etkisi toplu kapasitans ile elde edilmekte ve bu sayede geçme bandında mod ayrışımı sağlanmaktadır (Hong ve diğ. 2007, Karpuz ve Özdemir 2017). Rezonatör, tam dalga elektromanyetik simülatörü (Sonnet 2011) vasıtasıyla incelenmiştir. Devre, 1.27 mm kalınlığında ve 10.2 bağıl dielektrik sabitine sahip RT/Duroid malzeme kullanılarak tasarlanmıştır. Mikroşerit yamanın genişliği ( $w_p$ ) ve uzunluğu ( $l_p$ ) eşit olup 7.8 mm'dir. Ana iletim hattının genişliği ( $w_m$ ) ve uzunluğu ( $l_m$ ) sırasıyla 1.2 mm ve 13.2 mm olarak alınmıştır. Toplu kapasitansın yükleme etkisini doğrulamak için önerilen rezonatör, kapasitansın ( $C_p$ ) farklı değeri için simüle edilmiştir. Pertürbasyon elemanı olarak kullanılan  $C_p$  kapasiteninin frekans cevabına etkisi Şekil 4.2(a)'da görülmektedir. Kapasitans değeri artarken geçme bandının sol tarafındaki yansıma sıfırları daha hızlı değişmektedir. Bu durumda, band genişliği, geçme bandının sol tarafında hızla değişirken, sağ tarafta neredeyse sabit kalır. Şekil 4(b)'de farklı yama rezonatör büyüklüğüne göre geçme bandının merkez frekansının istenilen bir frekansta elde edilebileceği gösterilmiştir. Şekilden de anlaşılacağı üzere C band yerine S band bölgesindeki tasarım için rezonatör boyutu 10.8 mm'den büyük alınmalıdır.

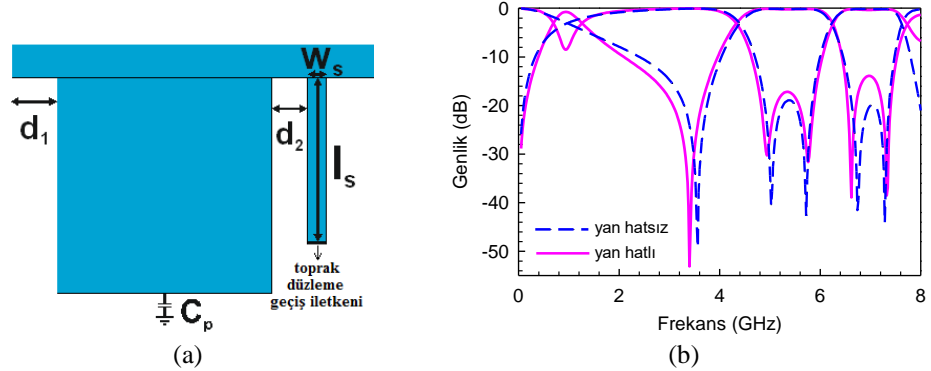


Şekil 4.1: Mikroşerit yama yüklü rezonatörün fiziksel yapısı.



Şekil 4.2: (a)  $C_p$  kapasitesinin, (b) yama rezonatör büyüklüğünün frekans cevabına etkisi.

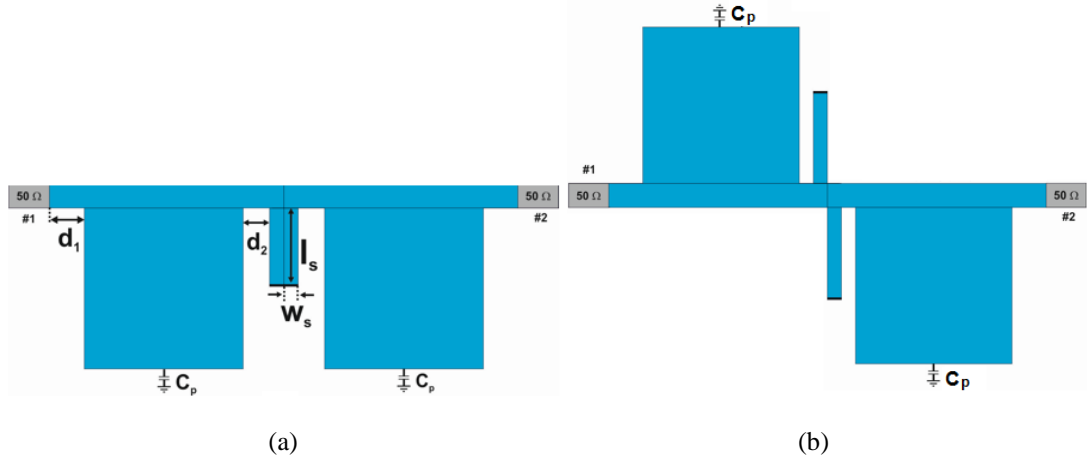
Mikroşerit yama yüklü rezonatöre kısa devre sonlanmış bir yan hat eklenerek çift bandlı filtre (ÇBF) topolojisi elde edilebilir. Şekil 4.3, önerilen ÇBF konfigürasyonunu göstermektedir. Tasarımda mikroşerit yamanın genişliği ( $w_p$ ) ve uzunluğu ( $l_p$ ) eşittir. Devrenin tüm fiziksel boyutları Tablo 4.1’de verilmiştir (tüm birimler mm’dir).  $C_p$  değeri 0.68pF alınmıştır. Şekil 4.1’de verilen ve Şekil 4.3(a)’da kısa devre yan hat eklenmiş rezonatörün frekans cevaplarının karşılaştırılması Şekil 4.3(b)’de görülmektedir. İkinci geçme bandının karakteristiğinde önemli bir değişiklik olmazken, ilk geçme bandının alçak geçiren karakteristiktan band geçiren karakteristiğe döndüğü açıkça görülmektedir.



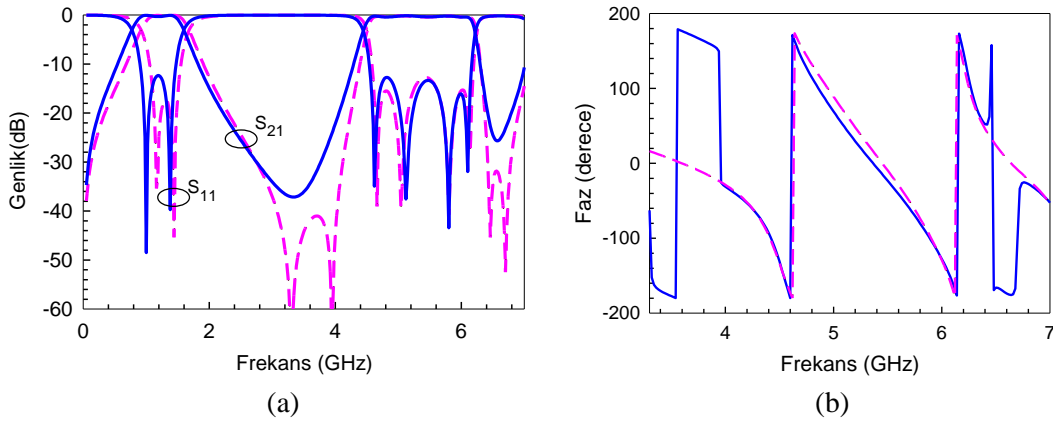
Şekil 4.3: (a) Kısa devre yan hat eklenmiş rezonatörün fiziksel yapısı, (b) kısa devre yan hatlı/hatsız rezonatörün frekans cevaplarının karşılaştırılması.

**Tablo 4.1:** Kısa devre yan hatlı kare yamalı rezonatörün boyutlandırması.

$W_m$	$W_p$	$W_s$	$l_m$	$l_p$	$l_s$	$d_1$	$d_2$
1.2	7.8	0.7	11.5	7.8	5.2	1.7	1.3



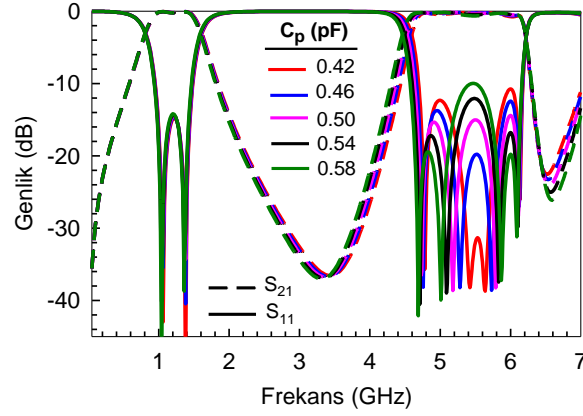
**Şekil 4.4:** (a) ÇBF#1, (b) ÇBF#2 filtrelerinin fiziksel yapıları.



**Şekil 4.5:** ÇBF#1 ve ÇBF#2'nin (a) frekans cevapları, (b) faz cevapları.

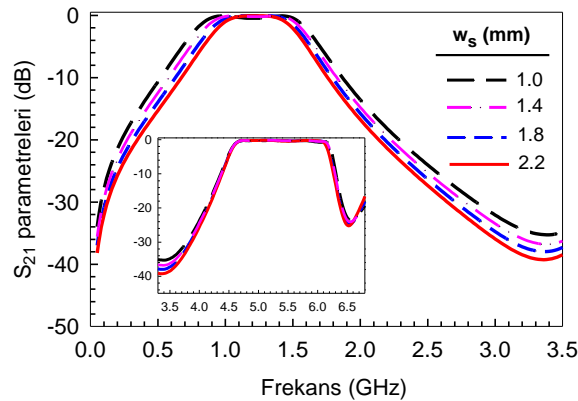
Giriş ve çıkış portları arasında kullanılan kapasitif yüklü yamaların ve kısa devre yan hattın periyodik olarak yerleştirilmesiyle her bir geçme bandındaki modları artırmak mümkündür. Yamaların ve yan hatların yerleşimine bağlı olarak, ikinci geçme bandında iki farklı filtreleme karakteristiği elde edilebilmektedir. Giriş-çıkış portları arasında iki farklı yol kullanılarak elde edilen filtre yapıları Şekil 4.4'te gösterilmektedir. Şekil 4.5'te ise genlik cevaplarının karşılaştırılması ile faz grafikleri verilmiştir. Düz çizgili cevap ÇBF#1'e, kesikli çizgi ÇBF#2'ye aittir. Her iki durumda da, iletim modları her bir geçme bandında ikiye katlanmaktadır. İletim sıfırlarının konumları açısından ikinci geçme bandının farklı karakteristiklerde olduğu (ÇBF#1 ve ÇBF#2) görülmektedir. Lineer faz karakteristiğine sahip ÇBF#1, düz grup gecikmesi

sağlarken, yarı-eliptik faz karakteristiğine sahip ÇBF#2 daha yüksek seçicilik avantajı sunmaktadır.



Şekil 4.6:  $C_p$  kapasitesinin ÇBF#1 frekans cevabına etkisi.

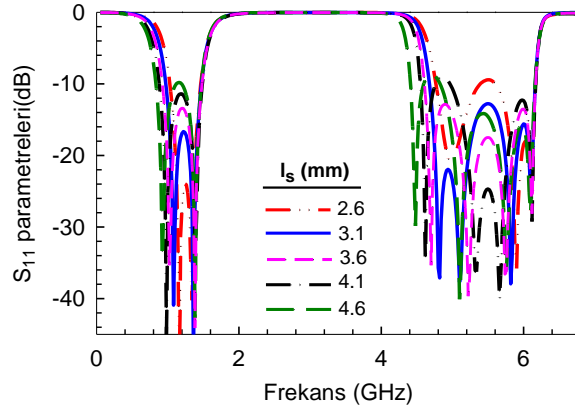
ÇBF#1 devresi üzerinde devre parametrelerinin frekans cevabı üzerindeki etkisi detaylı olarak incelenmiştir.  $C_p$  değerinin, filtrenin ikinci geçme bandının kontrolünde etkili olduğu Şekil 4.6’da görülmektedir.  $C_p$  değerine göre ikinci geçme bandının band içi geri dönüş kaybı seviyelerinin ve band genişliğinin değişimi görülmektedir. Şekilden anlaşılacağı üzere, ikinci geçme bandındaki geri dönüş kaybı seviyesi değişirken, birinci geçme bandının band genişliği değişmemektedir. Ayrıca, ikinci geçme bandının band genişliği, geçme bandının sol tarafından kontrol edilebilirken, birinci geçiş bandının bant genişliği 800 MHz’de sabittir.  $C_p$  değeri 0.42 pF ile 0.58 pF arasında değişirken, ikinci geçme bandının band genişliği 1600 MHz’den 1800 MHz’e artmaktadır.



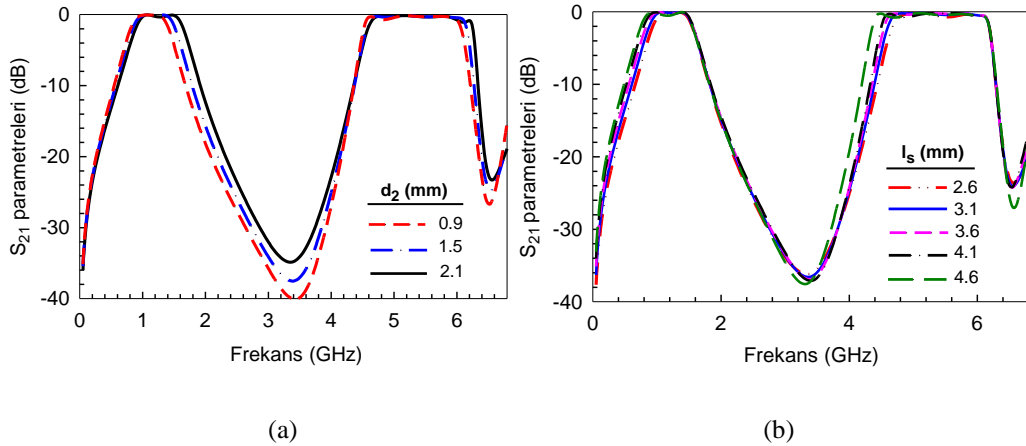
Şekil 4.7:  $w_s$  parametresine bağlı olarak ilk geçme bandının band genişliğinin kontrolü.

İlk geçme bandının band genişliği, kısa devre yan hattın genişliği ( $w_s$ ) değiştirilerek ayarlanabilmektedir. Şekil 4.7’de görüldüğü gibi,  $w_s$ ’in 1.0 mm’den 2.2 mm’ye değişmesiyle, birinci geçme bandının band genişliği 640 MHz’den 800 MHz’e

yükselirken, ikinci geçme bandının band genişliği 1700 MHz’de sabit kalmaktadır. Kısa devre yan hattın uzunluğu ( $l_s$ ), geçme bandlarının geri dönüş kaybı seviyelerini etkilemektedir.  $l_s$ , 2.6 mm’den 4.6 mm’ye artarken, ilk geçme bandındaki geri dönüş kaybı, Şekil 4.8’de gösterildiği gibi 24 dB ile 10 dB arasında değişmektedir. İlk geçme bandı  $C_p$ ’den etkilenmediğinden, ikinci geçme bandının geri dönüş kaybı seviyesi  $C_p$  ile hemen hemen aynı seviyede tutularak, birinci geçme bandının geri dönüş kaybı  $l_s$  değiştirilerek ayarlanabilir. Ayrıca tasarlanan çift bandlı filtrenin band genişlikleri,  $l_s$  ve  $d_2$  (kısa devre yan hat ve yama rezonatör arasındaki mesafe) değiştirilerek geçme bandlarının her iki tarafından da kontrol edilebilmektedir. Şekil 4.9(a)’da gösterildiği gibi,  $d_2$  değeri 2.1 mm’den 0.9 mm’ye azaltıldığında, birinci geçme bandının band genişliği 700 MHz ile 800 MHz arasında, ikinci geçme bandının band genişliği ise 1620 MHz ile 1740 MHz arasında değişmektedir. Öte yandan, Şekil 4.9(b)’de gösterildiği gibi,  $l_s$  2.6 mm’den 4.6 mm’ye artarken band genişlikleri sırasıyla, 700 MHz’den 900 MHz’e ve 1600 MHz’den 1800 MHz’e artmaktadır.



Şekil 4.8:  $l_s$  parametresine bağlı olarak her iki geçme bandının geri dönüş kaybının değişimi.



Şekil 4.9: (a)  $d_2$ . (b)  $l_s$  parametrelerine bağlı olarak her iki geçme bandının band genişliğinin kontrolü.

#### 4.1.2 N./2N. Dereceden Çok Modlu Çift Bandlı Mikroşerit BGF

Şekil 4.4'te gösterilen tasarımdan yola çıkılarak, tasarım konsepti çok modlu çift bandlı mikroşerit BGF'ler için birinci ve ikinci geçme bandları sırasıyla N. ve 2N. dereceden olacak şekilde genişletilmiştir. Teorik analizde, çift/tek-mod analizinden faydalanılıp ABCD matrisi kullanılarak devreye ait saçılma parametreleri elde edilmiştir. Bir önceki çalışmadan farklı olarak yama rezonatör yerine halka rezonatör kullanılmış ve böylece özellikle ikinci geçme bandında minyatürizasyon sağlanmıştır.

Kapasitif yüklü yama rezonatör ve rezonatörün iki tarafına yerleştirilmiş kısa devre sonlandırılmış yan hatlar ile yaklaşık olarak  $f_0$  ve  $3f_0$  merkez frekanslı iki band elde edilmiştir. Bu yapı birim hücre olarak adlandırılmıştır. N adet birim hücre kullanılarak, N./2N. dereceden çift bandlı mikroşerit BGF tasarımına ait simülasyon, teorik ve deneysel çalışmalar detaylı olarak ilerleyen bölümlerde verilmiştir.

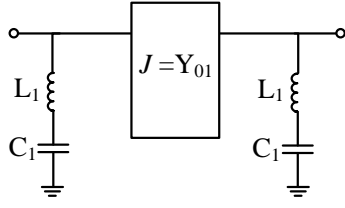
##### 4.1.2.1 Birim Filtre Hücre Analizi

Açık devre veya kısa devre sonlanmış yan hatların sırasıyla seri veya paralel rezonans devreleri gibi davrandığı iyi bilinmektedir. Bu nedenle, bu tür yan hatlar band geçiren ve band durduran filtre tasarımında bir iletim hattı boyunca kullanılabilir. Yan hatların karakteristik empedansı, elektriksel uzunluğu ve bağlantı noktası, açık/kısa devre sonlanmış yan hatlar kullanan filtre tasarımı için kritik parametrelerdir. Merkez frekansta  $\lambda/4$  uzunluğunda iletim hattı ve yan hat kullanıldığında elde edilebilecek band geçiren ve band durduran filtre devreleri için eşdeğer devre modelleri literatürden iyi bilinmektedir (Hong ve Lancaster 2001, Pozar 2005). Şekil 4.10(b), 4.10(c) ve Şekil 4.11(b), 4.11(c)'de gösterildiği gibi, hat parametrelerine dayalı iletim hattı (TL) ve toplu eleman (LE) eşdeğer devre modelleri ve eleman değerleri, bant durduran ve bant geçiren filtre karakteristiğinin tasarım denklemlerini türetmek için kullanılır. Band geçiren filtrelerin tasarımında geniş band elde etmenin bir yöntemi, Şekil 4.12'de gösterildiği gibi, giriş/çıkış (G/Ç) bağlantı noktalarına doğrudan bağlı rezonatörlerin kullanılmasıdır. Çift modlu rezonatör teorisinden iyi bilindiği gibi (Eryılmaz ve diğ. 2008, Gorur 2004), dejenere modlar rezonatörün simetri ekseninde küçük bir yamanın yerleştirilmesi veya kesilmesiyle elde edilebilecek pertürbasyon etkisi ile uyarılmaktadır. Bu etki, yama pertürbasyon

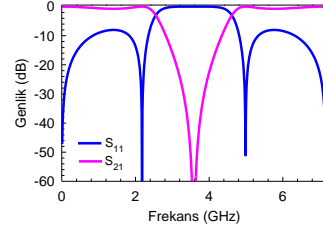
elemanı yerine ince film kondansatör kullanılarak da elde edilebilir. Bu nedenle, geniş geçme bandında çift mod elde etmek için, halka rezonatörde ince film kondansatör kullanılmıştır. Şekil 4.13, pertürbasyon elemanı olarak kullanılan ince film kondansatörlü kare halka rezonatörün topolojisini göstermektedir. Bir pertürbasyon etkisi oluşturan kondansatör, mod uyarımı için rezonatörün üst kolundaki simetrik ekseninde bulunur. Bu kondansatörün değeri, geçme bandında istenen geri dönüş kaybı seviyesine bağlı olarak çift-tek mod analizi kullanılarak hesaplanabilir.

Şekil 4.14 ve 4.15, G/Ç portlarını birbirine bağlayan bir ana iletim hattı üzerinde yer alan yan hatlar ve kare halka rezonatörün birleşiminden oluşan geometriyi göstermektedir. Devrelerin TT' düzlemine göre simetrik olduğuna dikkat edilmelidir. Bu konfigürasyonlar bu çalışmada birim filtre hücreleri olarak adlandırılmaktadır. Şekil 4.14(a) ve 4.15(a), birim filtre hücrelerinin iki farklı topolojisini göstermektedir. Bu topolojilere karşılık gelen TL ve LE eşdeğer devreleri sırasıyla Şekil 4.14(b), 4.15(b) ve 4.14(c), 4.15(c)'de verilmiştir. Birim filtre hücrelerinin frekans cevapları Şekil 4.14(d) ve 4.15(d)'de gösterilmiştir. Buna göre, Şekil 4.15(a)'da verilen çift band özelliğine sahip birim hücre konfigürasyonu kullanılarak, çok modlu çift bandlı band geçiren bir filtre tasarlanabilir. Şekil 4.15(a)'da verilen çift band karakteristiğine sahip birim filtre hücresi ilk olarak çift/tek mod empedans analizi ile incelenmiştir. Karşılıklı topoloji nedeniyle, birim hücrenin davranışını araştırmak için simetri düzlemi TT' üzerinde çift-tek mod analizi kullanılabilir. Önerilen birim filtre hücrelerinin TL ve LE eşdeğer devre modelleri sırasıyla Şekil 4.15(b) ve 4.15(c)'de gösterilmektedir. Devreyi analiz etmek için, TL modelde TT' simetri eksenine sırasıyla manyetik ve elektrik duvarlar yerleştirilerek çift ve tek modlu yarı devreler elde edilebilir. Bu nedenle, Şekil 4.16(a) ve 4.16(b)'de gösterildiği gibi, simetri eksenini çift ve tek mod için sırasıyla açık ve kısa devre olmalıdır.



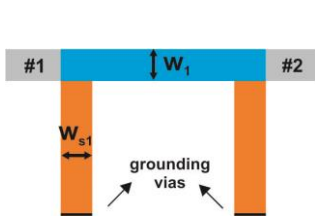


(c)

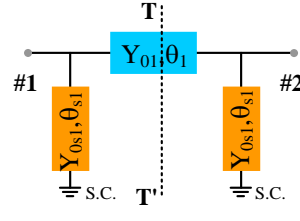


(d)

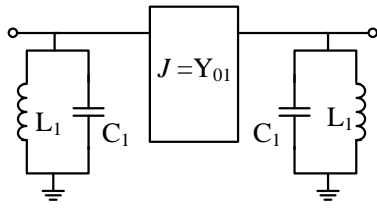
Şekil 4.10: (a) Açık devre yanhatlı band durduran filtre devresi, (b) TL model, (c) LE model, (d) frekans cevabı.



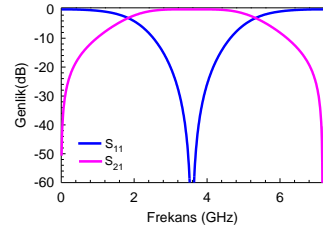
(a)



(b)

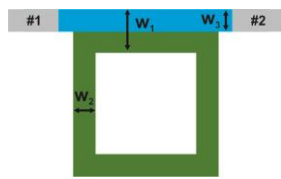


(c)

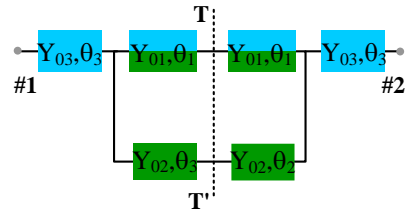


(d)

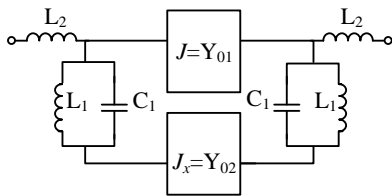
Şekil 4.11: (a) Kısa devre yanhatlı band geçiren filtre devresi, (b) TL model, (c) LE model, (d) frekans cevabı.



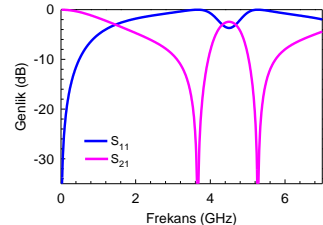
(a)



(b)



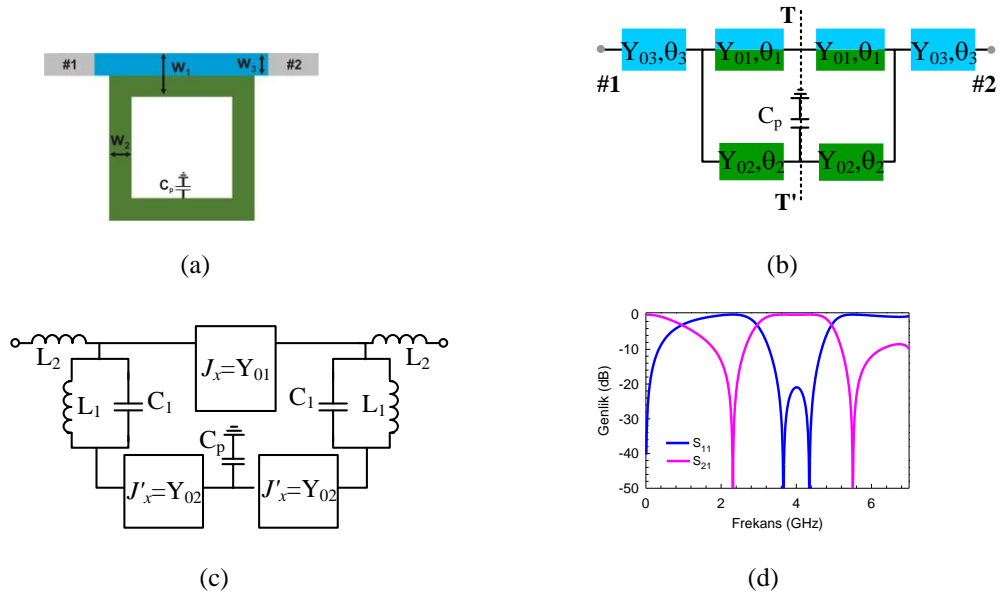
(c)



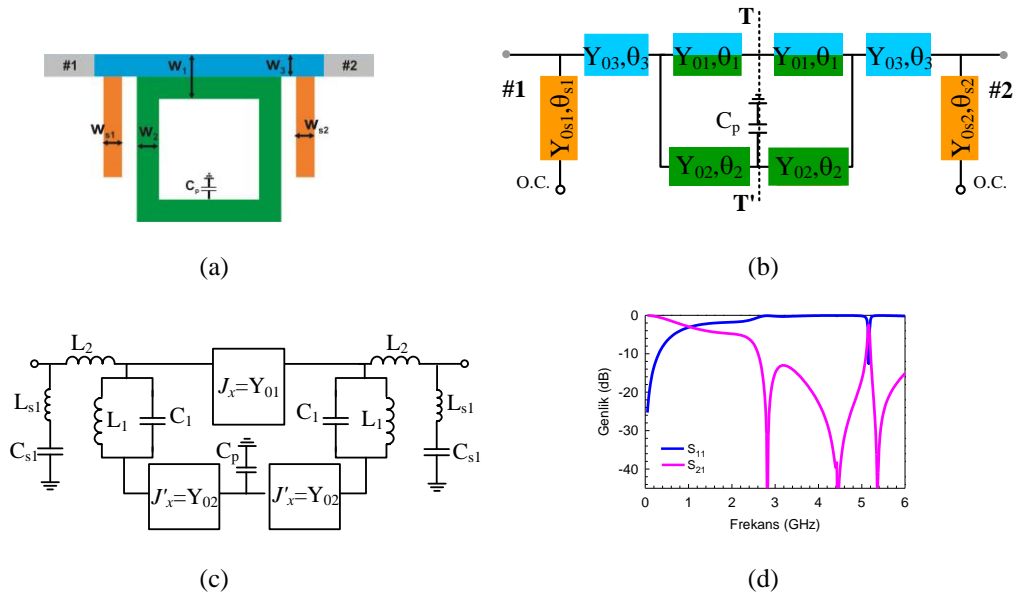
(d)

Şekil 4.12: (a) Kare halka rezonatörlü band geçiren filtre devresi, (b) TL model, (c) LE model, (d) frekans cevabı.

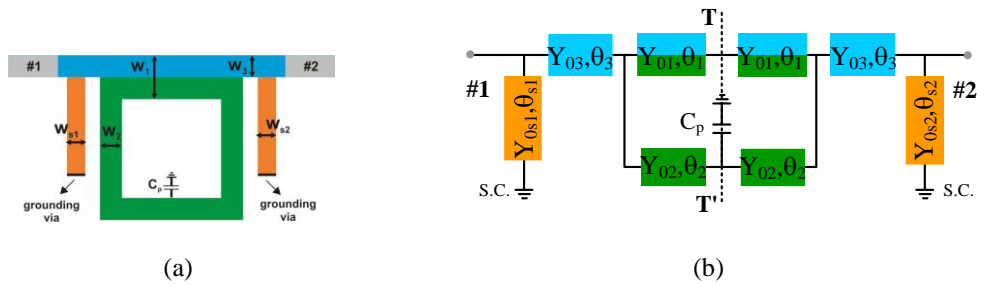


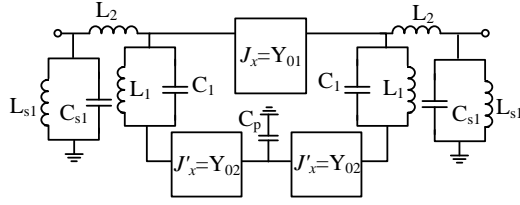


Şekil 4.13: (a) Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatörlü band geçiren filtre devresi, (b) TL model, (c) LE model, (d) frekans cevabı.

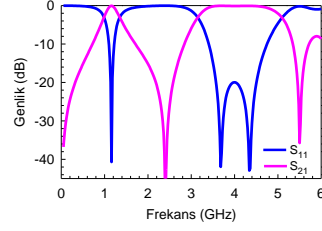


Şekil 4.14: (a) Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatörlü ve açık devre yan hatlı band durduran filtre devresi, (b) TL model, (c) LE model, (d) frekans cevabı.



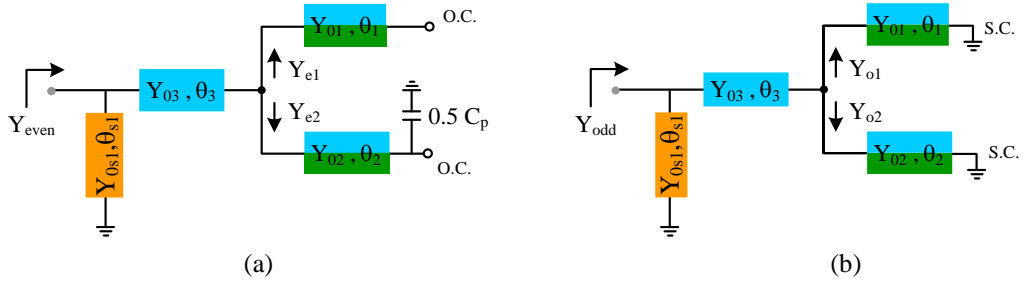


(c)



(d)

**Şekil 4.15:** (a) Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatörlü ve kısa devre yan hatlı band geçiren filtre devresi, (b) TL model, (c) LE model, (d) frekans cevabı.



(a)

(b)

**Şekil 4.16:** Birim filtre hücrenin yarım devre TL modelleri (a) çift mod, (b) tek mod.

Çift ve tek mod giriş admitansları ( $Y_{\text{çift/tek}}$ ) şu şekilde hesaplanabilir:

$$Y_{\text{even/odd}} = -jY_{0s1} \cot(\theta_{s1}) + Y_{03} \frac{(Y_{e1/o1} + Y_{e2/o2}) + jY_{03} \tan(\theta_3)}{Y_{03} + j(Y_{e1/o1} + Y_{e2/o2}) \tan(\theta_3)} \quad (4.1)$$

burada  $\theta_1$  ve  $\theta_2$  elektriksel uzunluklar rezonatörün üst ve alt hatlarıyla ilişkilidir ve bunların karakteristik admitansları sırasıyla  $Y_{01}$  ve  $Y_{02}$  olarak adlandırılır.  $\theta_3$ ,  $Y_{03}$  karakteristik admitansı ile iletim hattının elektriksel uzunluğunu temsil etmektedir. Ayrıca,  $\theta_{s1}$  kısa devre sonlanmış yan hattın elektriksel uzunluğudur ve  $Y_{0s1}$  bu yan hattın karakteristik empedansıdır.  $Y_{e1/o1}$  ve  $Y_{e2/o2}$ , sırasıyla çift ve tek mod uyarımı altında rezonatörün yarı devresinin üst ve alt yollarının girişinden görülen admitanslardır. Eşit mod uyarımı için, bu admitanslar şu şekilde ifade edilir:

$$Y_{e1} = jY_{01} \tan(\theta_1) \quad (4.2)$$

$$Y_{e2} = Y_{02} \frac{jb_p + jY_{02} \tan(\theta_2)}{Y_{02} - b_p \tan(\theta_2)} \quad (4.3)$$

burada  $b_p$ , pertürbasyon kapasitansının süseptansını tanımlar ve  $0.5\omega C_p$  ile temsil edilebilir. Benzer şekilde, her iki yol için tek mod giriş admitansları şu şekilde tanımlanabilir:

$$Y_{o1} = -jY_{o1} \cot(\theta_1) \quad (4.4)$$

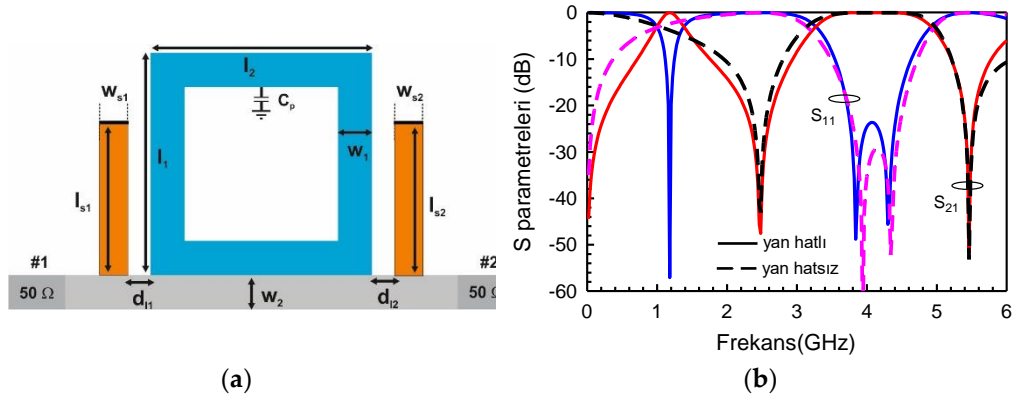
$$Y_{o2} = -jY_{o2} \cot(\theta_2) \quad (4.5)$$

Bu durumda, çift ve tek modlu rezonans koşulları, çift ve tek modlu giriş admitanslarının ( $Y_{\text{even/odd}}$ ) sanal kısımlarını sıfıra eşitleyerek elde edilebilir. Eşitlik (4.4) ve (4.5)'te verilen denklemlere göre pertürbasyon kapasitansı ( $C_p$ ) sadece çift modlu yarı devrede yer alır ve bu denklemlerden de görülebileceği gibi sadece çift mod frekansını etkiler. Çift ve tek modlar için rezonans koşullarının, yarı rezonatör devresinin giriş admitanslarının toplamı sıfıra eşit olacak şekilde devrede kısa devre yan hatlar kullanılmadığında revize edilebileceğine de dikkat edilmelidir. Bu durumda, Şekil 4.14(a) ve 4.15(a)'da görülen iki konfigürasyon için ortaya çıkan saçılma parametreleri, aşağıdaki gibi çift/tek mod giriş admitansları kullanılarak elde edilebilir (Hong ve Lancaster 2001);

$$S_{11} = \frac{Y_0^2 - Y_{\text{even}} Y_{\text{odd}}}{(Y_0 + Y_{\text{even}})(Y_0 + Y_{\text{odd}})}, \quad (4.6)$$

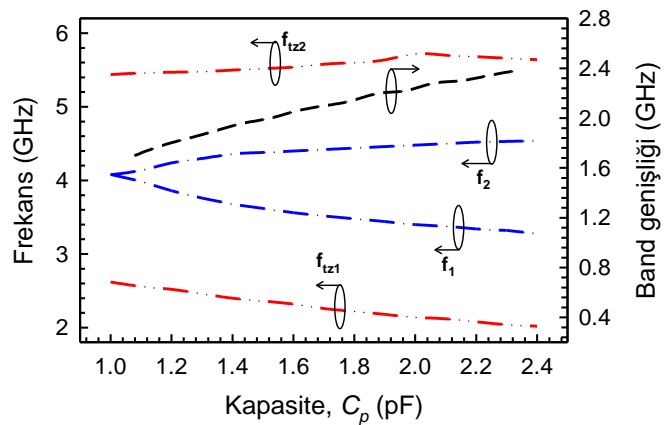
$$S_{21} = \frac{Y_0 Y_{\text{odd}} - Y_0 Y_{\text{even}}}{(Y_0 + Y_{\text{even}})(Y_0 + Y_{\text{odd}})}. \quad (4.7)$$

Eşitlik (4.7)'den, tek mod giriş admitansının çift modunkine eşit olması durumunda iletim sıfırlarının görüleceği açıktır. Bu durumda, iletim sıfırlarının pertürbasyon elemanı olarak kullanılan kapasitans ile yakından ilişkili olduğu görülmektedir. Hesaplanan frekans cevapları Şekil 4.17'de karşılaştırılmıştır. Burada, Şekil 4.15(a)'da görülen birim hücre konfigürasyonu kullanılarak, sırasıyla tekli ve ikili moda sahip birinci ve ikinci geçme bandları yaklaşık olarak  $f_0$  ve  $3f_0$  merkez frekanslarında bulunan çift bandlı filtrenin cevabının elde edilebileceği görülmektedir.



Şekil 4.17: (a) Birim hücrenin fiziksel yapısı, (b) kısa devre yan hatlı/hatsız rezonatörlerin S parametrelerinin karşılaştırılması.

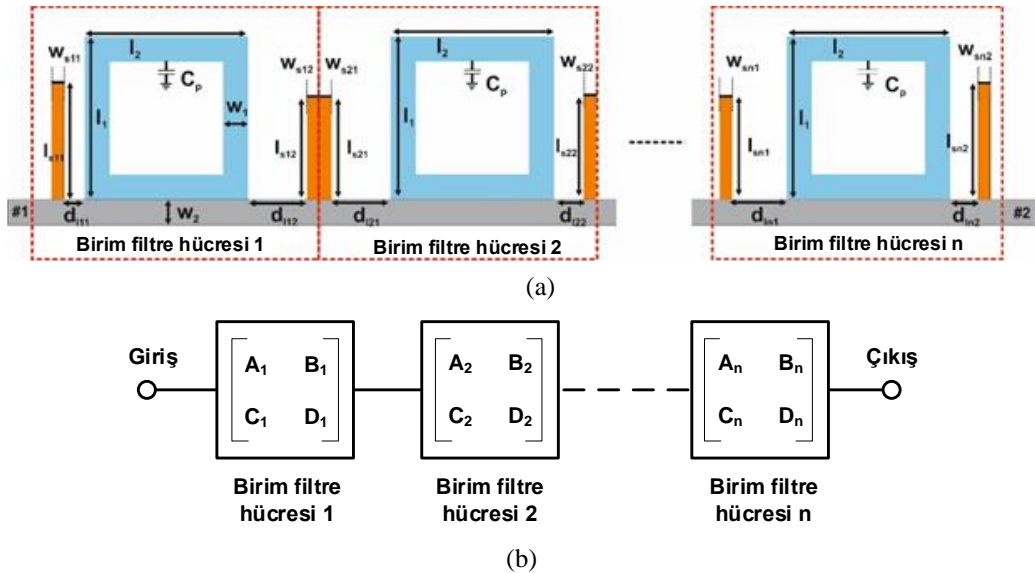
Şekil 4.17(b)'den de görülebileceği gibi, rezonatöre kısa devre sonlanmış yan hatlar eklenerek, birinci geçme bandında alçak geçiren karakteristiktan band geçiren karakteristiğe bir dönüşüm vardır. Buna karşılık, ikinci geçme bandı rezonatörün konfigürasyonuna bağlı olduğu için ikinci geçme bandının karakteristiğinde önemli bir değişiklik gözlenmez. Bu karşılaştırmadan, ikinci geçme bandının mod frekanslarının, rezonatör boyutları ve pertürbasyon elemanının değeri ile kontrol edilebildiği açıkça görülmektedir. Şekil 4.17(a)'da verilen yapının boyutları  $l_1=l_2=7.8$ ,  $w_1=w_2=1.2$ ,  $l_{s1}=l_{s2}=7.0$ ,  $w_{s1}=w_{s2}=0.8$ ,  $d_{s1}=d_{s2}=2.0$  (tüm birimler mm'dir). Şekil 4.18, birim filtre hücresinde kare halka rezonatör üzerindeki pertürbasyon kapasitesinin ( $C_p$ ) değişiminin ikinci geçme bandı üzerindeki etkisini göstermektedir. Şekilden de görülebileceği gibi, pertürbasyon kapasitesi yaklaşık 1.1 pF olduğunda modlar ayrılır. İkinci geçme bandı için dejenere modların frekansları, Şekil 4.18'de  $f_1$  (çift mod için) ve  $f_2$  (tek mod için) olarak işaretlenmiştir. Eşitlik (4.2-4.5)'e göre, pertürbasyon kapasitesinden yalnızca bir mod etkilenir. Bu nedenle,  $C_p$  kapasitesinin değişimi çift modun ( $f_1$ ) frekansını değiştirirken, tek modun ( $f_2$ ) frekansı neredeyse sabit kalır. Sonuç olarak, çift mod frekansı tek mod frekansından daha düşük ( $f_1 < f_2$ ) olduğu için band genişliği sol tarafta hızla değişirken sağ tarafta çok az değişiklik gözlenir. Şekil 4.18'de iletim sıfırlarının frekansları  $f_{tz1}$  ve  $f_{tz2}$  ile gösterilmiştir. Geçme bandının sol tarafındaki iletim sıfırının sağ tarafa göre daha hızlı hareket ettiği ve geçme bandının  $C_p$ 'deki artışa bağlı olarak daha asimetric davranış sergilediği de şekilden görülmektedir.



Şekil 4.18:  $C_p$ 'ye bağlı olarak mod ve iletim sıfırı frekansları ve band genişliği değişimi.

#### 4.1.2.2 N./2N. Dereceden Çift Bandlı Band Geçiren Filtre için Tasarım Yöntemi

Tasarım metodolojisi, bir önceki bölümde tanıtılan birim filtre hücresinin konfigürasyonuna dayanmaktadır. Geçme bandlarının merkez frekansı, band genişliği, geri dönüş kaybı veya araya girme kaybı seviyesi vb. gibi filtre özelliklerine bağlı olarak, ilk adım çift-tek mod analizine dayalı olarak kare halka rezonatörlerin boyutunu belirlemektir. Mod ayrışımı için rezonatörün üst yollarındaki simetrik ekseninde pertürbasyon etkisi yaratan bir ince film kondansatörü bulunmaktadır. Kondansatörün istenen değeri, öngörülen özelliklere bağlı olarak analiz ile ayarlanabilmektedir. Rezonatörün boyutuna karar verildikten sonra, rezonatörün her iki tarafına kısa devre sonlanmış yan hat yerleştirilir. Bu durumda, ilk geçme bandında alçak geçiren karakteristiktan band geçiren karakteristiğine bir dönüşüm olur. Böylece, bir birim filtre hücresi kullanılarak tekli ve ikili modlara sahip olan birinci ve ikinci geçme bandları elde edilir. Bu nedenle, önerilen tasarım yöntemi  $f_0/3f_0$  merkez frekanslı N./2N. dereceden birinci/ikinci geçme bandlarına sahip frekans cevabı içeren bir topoloji sağlaması bakımından paralel/seri-bağlı rezonatörler kullanan geleneksel filtre tasarımlarını içeren diğer çalışmalardan farklıdır (Quando 2004, Zakharov ve Litvintsev 2022).



Şekil 4.19: KHRÇBF'nin (a) genel konfigürasyonu, (b) şematik diyagramı.

Şekil 4.19(a), **Kare Halka Rezonatörlü Çift Bandlı Filtrenin (KHRÇBF)** fiziksel tasarım parametrelerini gösteren genel topolojiyi göstermektedir. Her geçme

bandındaki iletim modlarının sayısını artırmak için, bir kare halka rezonatörden, iki adet kısa devre sonlanmış yan hattın ve G/Ç bağlantı noktalarını doğrudan bağlayan iletim hatlarından oluşan her birim filtre hücresi kademeli olarak bağlanır. Bu durumda, önerilen devre için teorik bir model elde etmek için ABCD matrislerini kullanmak uygundur. Literatürden belirtildiği gibi (Hong ve Lancaster 2001), ABCD matrisi iki kapılı devre için gerilim ve akım ilişkisini gösterir. Tasarımda kaskat bağlı bileşenler kullanıldığı için, birim filtre hücresinin ABCD matrisi, her bir bileşenin ABCD matrislerinin çarpılmasıyla elde edilebilir. Birim hücrenin ABCD matrisi;

$$A_1 = (j2Y_{03}^2(Y_{0s1} \cot \theta_{s1} - Y_{03} \tan \theta_3) - j2 \tan \theta_3 (Y_{03} + Y_{0s1} \cot \theta_{s1} \tan \theta_3)(Y_{e1} + Y_{e2})(Y_{o1} + Y_{o2}) - Y_{03}(2Y_{0s1} \cot \theta_{s1} \tan \theta_3 - Y_{03} \tan^2 \theta_3 + Y_{03})(Y_{e1} + Y_{e2} + Y_{o1} + Y_{o2})) / Y_{03}^2(\tan^2 \theta_3 + 1)(Y_{e1} + Y_{e2} - Y_{o1} - Y_{o2}) \quad (4.8a)$$

$$B_1 = (2 \tan^2 \theta_3 (Y_{e1} + Y_{e2})(Y_{o1} + Y_{o2}) - j2Y_{03} \tan \theta_3 (Y_{e1} + Y_{e2} + Y_{o1} + Y_{o2}) - 2Y_{03}^2) / Y_{03}^2(\tan^2 \theta_3 + 1)(Y_{e1} + Y_{e2} - Y_{o1} - Y_{o2}) \quad (4.8b)$$

$$C_1 = (2Y_{03}^2(Y_{0s1} \cot \theta_{s1} - Y_{03} \tan \theta_3)^2 - 4(Y_{03} + Y_{0s1} \cot \theta_{s1} \tan^2 \theta_3)(Y_{e1} + Y_{e2})(Y_{o1} + Y_{o2})) / Y_{03}^2(\tan^2 \theta_3 + 1)(Y_{e1} + Y_{e2} - Y_{o1} - Y_{o2}) \quad (4.8c)$$

$$D_1 = (j2Y_{03}^2(Y_{0s1} \cot \theta_{s1} - Y_{03} \tan \theta_3) - j2 \tan \theta_3 (Y_{03} + Y_{0s1} \cot \theta_{s1} \tan \theta_3)(Y_{e1} + Y_{e2})(Y_{o1} + Y_{o2}) - Y_{03}(2Y_{0s1} \cot \theta_{s1} \tan \theta_3 - Y_{03} \tan^2 \theta_3 + Y_{03})(Y_{e1} + Y_{e2} + Y_{o1} + Y_{o2})) / Y_{03}^2(\tan^2 \theta_3 + 1)(Y_{e1} + Y_{e2} - Y_{o1} - Y_{o2}) \quad (4.8d)$$

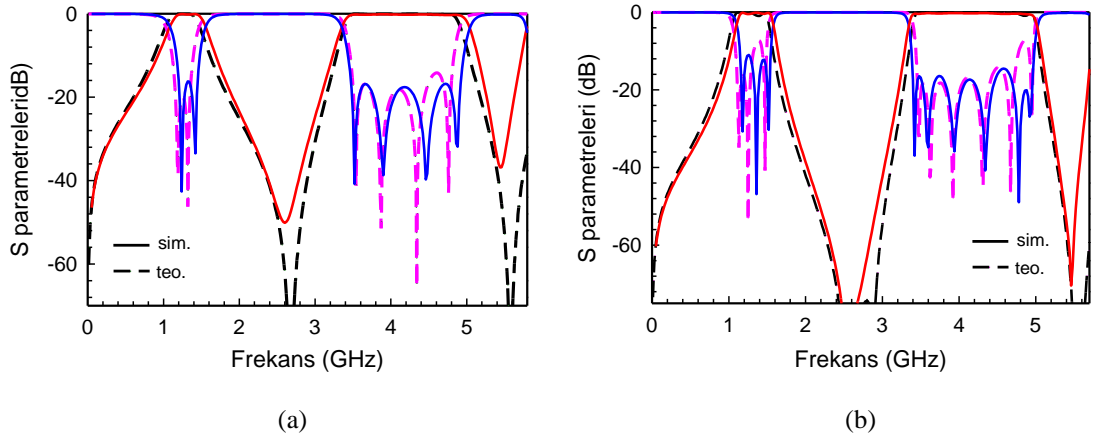
Eşitlik (4.8)'de, bir birim filtre hücresinin ABCD parametreleri, Bölüm 4.1.2.1'de verilen analiz yoluyla elde edilen çift ve tek mod giriş admitansları cinsinden verilmiştir. Önerilen çift bandlı filtrenin tüm bölümlerinin belirlenmesi için birim filtre hücresinin çift-tek mod giriş admitansları ABCD matrisine dönüştürülmüştür. Son olarak, N adet birim filtre hücresi, N./2N.dereceden geçme bandlarını oluşturmak için bir iletim hattı boyunca periyodik olarak bağlanır. N dereceli birinci geçme bandı  $f_0$ 'da (merkez frekans) elde edilirken, 2N dereceli ikinci geçme bandı yaklaşık olarak  $3f_0$ 'da yer almaktadır.

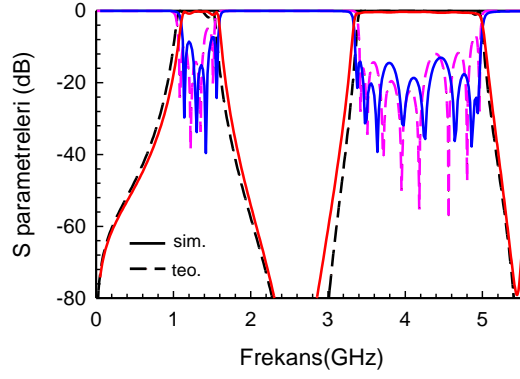
Şekil 4.19(a), birim filtre hücrelerinin kombinasyonundan oluşan çift bandlı filtrenin genel topolojisini göstermektedir. Şekilden de görülebileceği gibi, kare halka rezonatörün her iki yanında uygun mesafede bulunan kısa devre sonlanmış yan hatlar içeren konfigürasyon kullanılmış ve N adet filtre hücresi periyodik olarak bağlanarak N./2N. dereceden geçme bandları oluşturulmuştur. Önerilen kare halka rezonatörlü çift bandlı filtrenin şematik diyagramı Şekil 4.19(b)'de verilmiştir. Filtre devresi, tüm birim filtre hücrelerinin ilgili ABCD matrisi tanımlanarak analiz edilebilir. Bu

nedenle, matris her birim filtre hücresi için genelleştirilebilir, tanımlanabilir ve aşağıdaki gibi formüle edilebilir:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^N \begin{bmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{bmatrix}. \quad (4.9)$$

Çift bandlı filtre devresi, Eşitlik (4.9)'da verildiği gibi her bir birim hücrenin ABCD matrislerinin çarpılmasıyla karakterize edilebilir. Önerilen çift bandlı filtrenin frekans cevabını elde etmek için ABCD matrisinin S parametrelerine dönüştürülmesi gerekmektedir (Pozar 2005). ABCD matrisi kullanılarak gerçekleştirilen teorik analizin geçerliliğini göstermek için örnek olarak iki, üç ve dört bölümlü çift bandlı band geçiren filtre devre tasarımı kullanılmıştır. Her bir birim hücre, rezonatör, kısa devre yan hatlar ve bunları birbirine bağlayan iletim hatlarından oluşur. Devreler, G/Ç bağlantı noktalarına göre karşılıklı simetriktir. 2./4. dereceden çift bandlı filtrelerin boyutları Tablo 4.2'de verilmiştir. Kısa devre yan hatlar ve halka rezonatörler arasındaki mesafeler 3./6. dereceden filtre için 0.8mm, 2.3mm, 4mm ve 4./8. dereceden filtre için 0.8mm, 2.2mm, 4.2mm, 3.5mm'dir. Birinci ve son rezonatörde kullanılan kapasiteler 1pF, ortadakiler 0.8pF'dir. Diğer tüm parametreler 2./4. dereceden filtre ile aynıdır. Hepsinin ABCD matrisleri eşitlik (4.9) kullanılarak elde edilebilir. İkili, üçlü ve dördümlü filtre hücrelerini içeren filtre devrelerinin toplam ABCD matrisinden elde edilen frekans cevapları ile simüle edilmiş cevaplar, Şekil 4.20'de karşılaştırılmıştır. Frekans cevaplarında sırasıyla N=2, 3 ve 4 için beklendiği gibi 2./4., 3./6. ve 4./8. dereceden birinci/ikinci geçme bandının elde edildiği açıkça görülmektedir.





(c)

Şekil 4.20: (a) N=2, (b) N=3, (c) N=4 için simüle edilen ve hesaplanan frekans cevaplarının karşılaştırılması.

### 4.1.2.3 N./2N. Dereceden Çift Bandlı Band Geçiren Filtre Konfigürasyonu

Bölüm 4.1.2.1'deki analize dayalı olarak, çok modlu çift bandlı filtre aşağıdaki tasarım adımları takip edilerek tasarlanabilir:

Adım 1- Geçme bandlarının merkez frekansı, band genişliği, geri dönüş kaybı veya araya girme kaybı seviyesi gibi filtre özelliklerinin belirtilmesi.

Adım 2- Adım 1'deki filtre spesifikasyonlarını takiben çift-tek mod analizine dayalı olarak kare halka rezonatörlerinin boyutunun belirlenmesi.

Adım 3- Rezonatörün her iki yanında simetrik olarak yerleştirilmiş kısa devre yan hat kullanılarak birinci geçme bandının elde edilmesi. Rezonatöre kısa devre yan hatlar eklenerek, ilk geçme bandında alçak geçiren filtreleme karakteristiğinden band geçiren karakteristiği bir dönüşüm olur. Buna karşılık, ikinci geçme bandı rezonatörün konfigürasyonuna bağlı olduğu için ikinci geçme bandının karakteristiğinde önemli bir değişiklik gözlenmez. Birinci geçme bandının merkez frekansı, yan hatların uzunluk ve genişliklerinin değiştirilmesiyle ayarlanır.

Adım 4- İkinci geçme bandındaki mod frekanslarını artırmak için kare halka rezonatör devresine bir ince film kondansatörünün yerleştirilmesi. Böylece tasarımdaki çift bandlı filtre için önerilen konfigürasyonun temel yapı taşı olan birim filtre hücresi elde edilmiş olur. Rezonatörün üst kolundaki simetrik eksen üzerinde

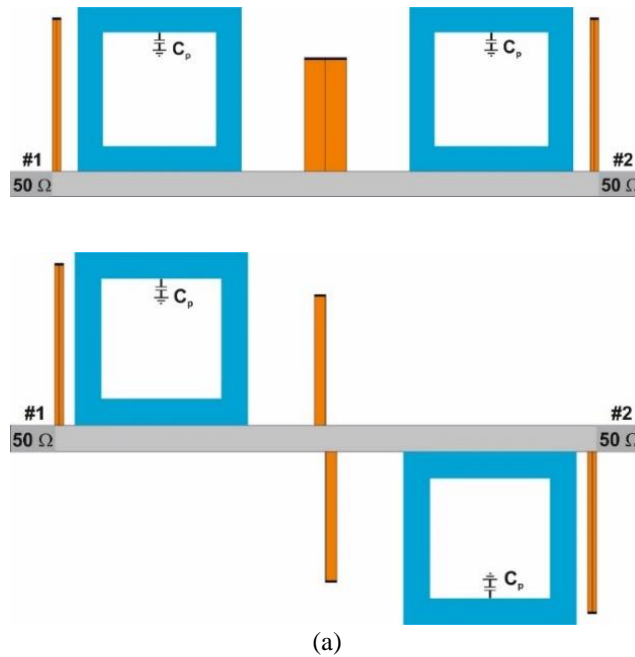


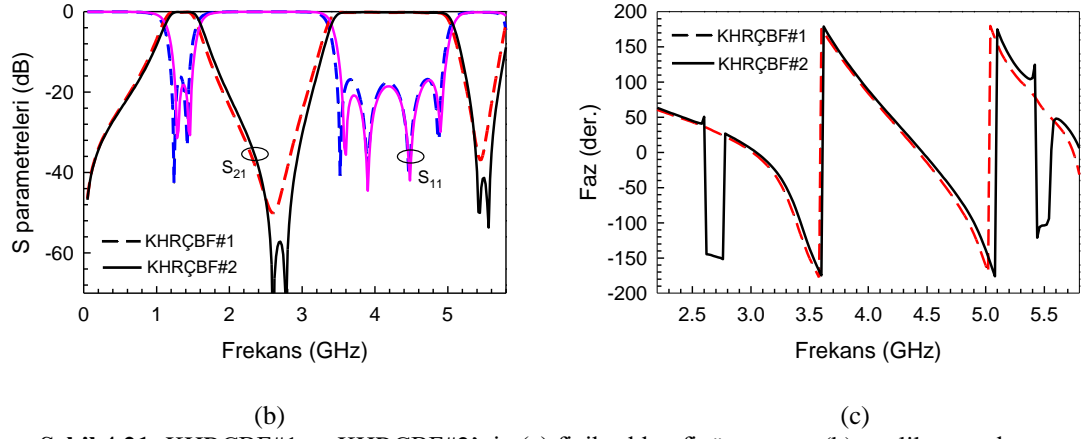
pertürbasyon etkisi yaratan bir ince film kondansatör yer almaktadır. İkinci geçme bandında eşit mod yerine çiftli moda sahip olma özelliği de önerilen yapıyı konvansiyonel yan hatlı filtre tasarımlarından ayırmaktadır.

Adım 5-N birim filtre hücresinin kaskat bağlanarak elde edilen N/2N moduna sahip çift bandlı band geçiren filtrenin oluşturulması.

Ayrıca, ikinci geçme bandında iki farklı filtreleme özelliği elde etmek için kademeli birim filtre hücreleri yatay ekseninde düz veya ters bağlanabilir. Konfigürasyonda, yan hatlar ile rezonatör arasındaki mesafe ve yan hatların genişliği, özellikle ikinci geçme bandında üniform bir eş dalgalanma elde edilebilecek şekilde seçilir.

Tasarımda, ince film kondansatörlü ve kısa devre yan hatlara sahip kare halka rezonatör, her geçme bandındaki modları artırmak için giriş ve çıkış portları arasında uygun şekilde yerleştirilmiştir. Ayrıca, halka rezonatörlerin ve kısa devre yan hatların yerleşimine dayalı olarak, ikinci geçme bandının karakteristiği açısından iki farklı tipte çift bandlı filtre elde edilmiştir. 2./4. dereceden birinci/ikinci geçme bandlarına sahip çift bandlı filtreler KHRÇBF#1 ve KHRÇBF#2 olarak adlandırılmıştır. KHRÇBF#1, düz bir grup gecikmesine ve çok kompakt bir boyuta sahiptir. KHRÇBF#2, KHRÇBF#1'den biraz daha büyük olmakla birlikte daha yüksek seçicilik sağlamaktadır. KHRÇBF#1 ve KHRÇBF#2'nin fiziksel yapıları Şekil 4.21(a)'da verilmiştir.





**Şekil 4.21:** KHRÇBF#1 ve KHRÇBF#2'nin (a) fiziksel konfigürasyonu, (b) genlik cevaplarının karşılaştırılması, (c) faz cevaplarının karşılaştırılması.

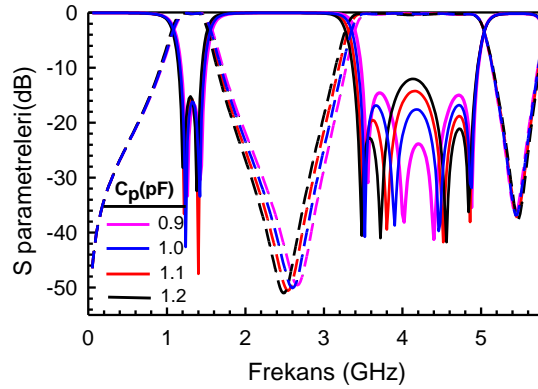
Tasarlanan filtreler, 1.27 mm kalınlığa ve 10.2 bağıl dielektrik sabitine sahip Rogers RT6010LM taban malzemesi üzerinde yapılandırılmıştır. Optimum geri dönüş kaybı seviyesini elde etmek için kısa devre yan hatların uzunluğu ve genişliği EM simülasyon programı (Sonnet 2011) aracılığıyla optimize edilmiştir. KHRÇBF#1 ve KHRÇBF#2'nin genlik cevabı Şekil 4.21(b)'de verilmektedir. Burada, her iki filtre için de iletim modlarının her geçme bandında çiftlendiği görülmektedir. Faz cevabı ise Şekil 4.21(c)'de gösterilmektedir. İletim sıfırlarının olduğu frekans bölgesinde iki filtre arasındaki faz farkının yaklaşık  $180^\circ$  olduğu şekilden görülmektedir. Çift bandlı filtrelerin (KHRÇBF#1 ve KHRÇBF#2) boyutları Tablo 4.2'de verilmiştir. Pertürbasyon kapasitanslarının ( $C_p$ ) değerleri her iki filtrede de 1.0 pF'dir.  $C_p$  değeri, ikinci geçme bandında istenen band genişliği veya geri dönüş kaybı seviyesini elde edecek şekilde seçilebilir. Bu konfigürasyonlarda, Şekil 4.21(b)'de görülebileceği gibi, ikinci geçme bandında yaklaşık 20 dB'de eşit dalgalı bir geri dönüş kaybı sağlamak için çift-tek mod analizi kullanılarak  $C_p$  değeri 1pF olarak belirlenmiştir.

**Tablo 4.2:** 2./4. dereceden birinci/ikinci geçme bandına sahip çift bandlı filtrelerin boyutlandırması (mm).

	w1	w2	w <sub>s11</sub>	w <sub>s12</sub>	l <sub>1</sub>	l <sub>2</sub>	l <sub>s11</sub>	l <sub>s12</sub>	d <sub>11</sub>	d <sub>12</sub>
<b>KHRÇBF#1</b>	1.2	1.2	0.4	1.0	7.8	7.8	7.3	5.4	0.8	3.0
<b>KHRÇBF#2</b>	1.2	1.2	0.4	0.5	7.8	7.8	7.3	5.9	0.5	3.0

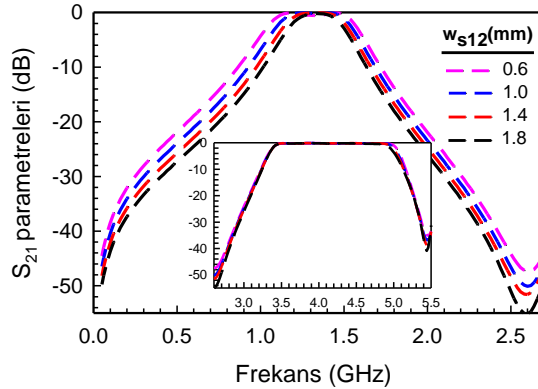
Devre parametrelerinin frekans cevabı üzerindeki etkisini ayrıntılı olarak araştırmak için KHRÇBF#1, tam dalga elektromanyetik simülatörü (Sonnet 2011) kullanılarak simüle edilmiştir. KHRÇBF#1 için incelenen frekans cevabı üzerindeki parametrelerin etkisinin (Karpuz ve diğ. 2020)'de sunulan filtredeki (DBF#1) etkiye

benzer olduğu gözlemlenmiştir.  $C_p$ , Şekil 4.22’de görüldüğü gibi, filtrenin ikinci geçme bandını kontrol etmek için kullanılabilir. İkinci geçme bandının band genişliği, birinci geçme bandının band genişliği yaklaşık 500 MHz’de sabit tutulurken, geçme bandının sol tarafından ayarlanabilir.  $C_p$  değeri 0.9 pF ile 1.2 pF arasında değişirken, ikinci geçme bandının band genişliği 1640 MHz’den 1760 MHz’e çıkar. Öte yandan, Şekil 4.22’de gösterildiği gibi, ikinci geçme bandındaki geri dönüş kaybı seviyesi değişirken, birinci geçme bandındaki neredeyse sabit kalmaktadır.



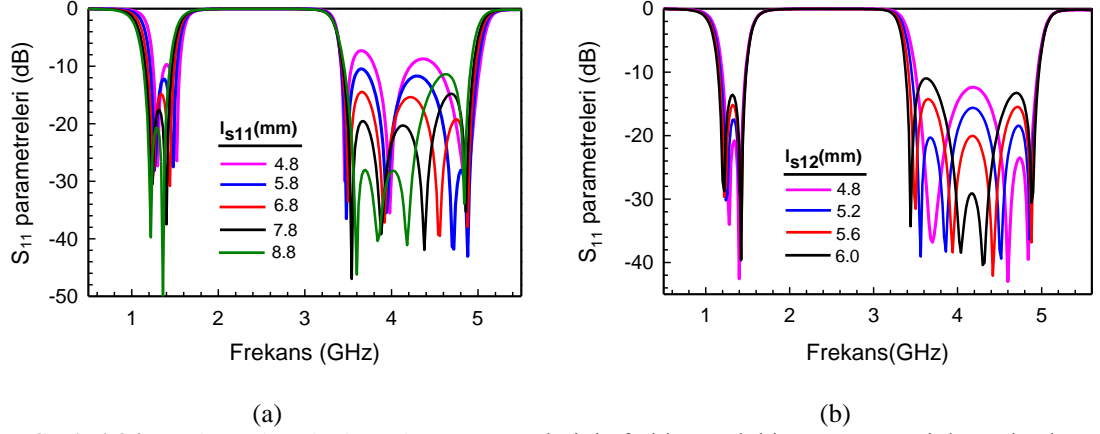
Şekil 4.22:  $C_p$  değişiminin KHRÇBF#1 filtresinin frekans cevabına etkisi.

Kısa devre yan hattın, ilk geçme bandının oluşmasında etkili olduğu bilinmektedir. Bu nedenle kısa devre yan hatlarda yapılan değişiklikler ilk geçme bandında daha etkilidir. Birinci geçme bandının band genişliği, iki kare halka rezonatör arasındaki kısa devre yan hattın genişliği ( $w_{s12}/w_{s21}$ ) ile kontrol edilebilir. Şekil 4.23’ten,  $w_{s12}$  ve  $w_{s21}$  aynı anda 1.8 mm’den 0.6 mm’ye azaltıldığında, birinci geçme bandının band genişliğinin 340 MHz’den 560 MHz’e arttığı, ikinci geçme bandının band genişliğinin ise 1700 MHz’de sabit kaldığı görülmektedir.

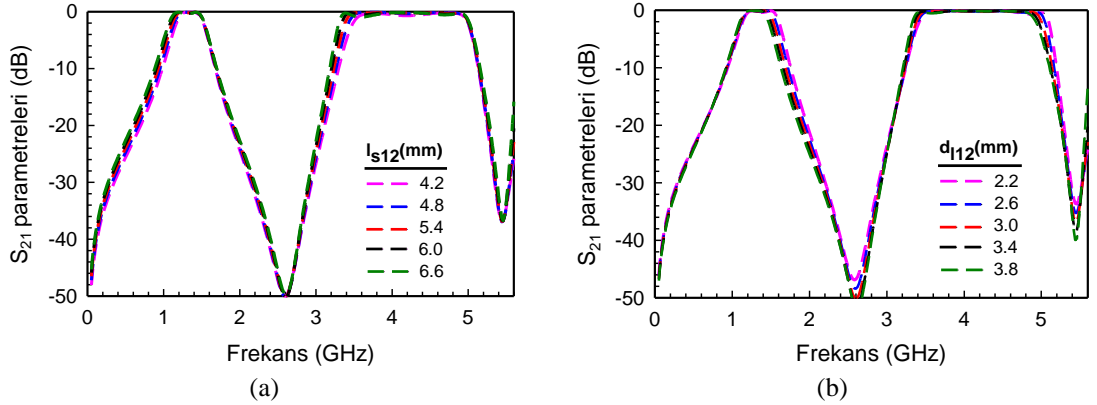


Şekil 4.23:  $w_{s12}$  parametresine bağlı olarak birinci geçme bandının band genişliğinin değişimi.

Kısa devre yan hattın uzunluğu, Şekil 4.24'te gösterildiği gibi her iki geçme bandının geri dönüş kaybı değişiminde etkilidir. Şekil 4.22 ve 4.24(b)'den, ikinci geçme bandının geri dönüş kaybını aynı seviyede tutmak için  $C_p$ ,  $l_{s12}$  ve  $l_{s21}$  parametrelerinin birlikte değiştirilebileceği açıktır. Bu sayede ilk geçme bandının geri dönüş kaybı seviyesi bu parametreler ile kontrol edilebilir.



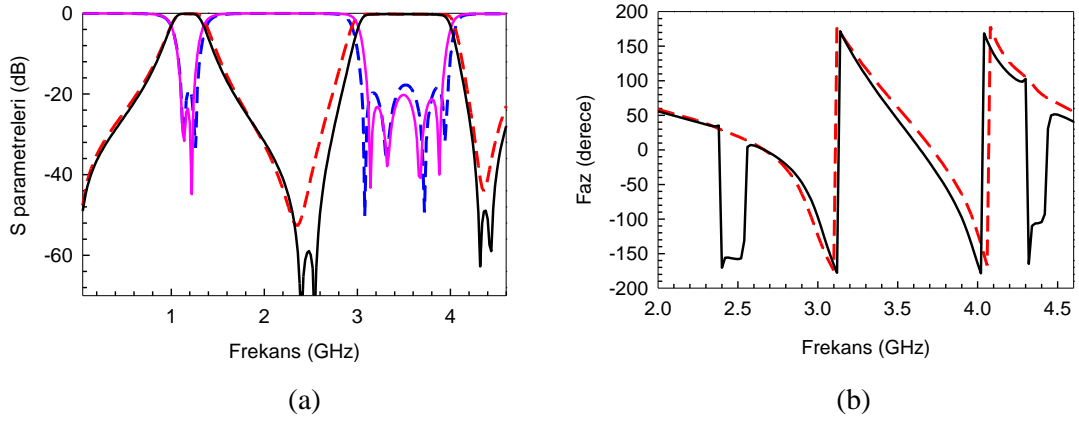
Şekil 4.24: (a)  $l_{s11} = l_{s22}$ , (b)  $l_{s12} = l_{s21}$  parametrelerinin farklı uzunluklarına göre geri dönüş kaybı seviyelerinin değişimi.



Şekil 4.25: (a)  $l_{s12} = l_{s21}$ , (b)  $d_{112} = d_{121}$  parametresindeki değişime göre her iki geçme bandının band genişliklerinin kontrolü.

Filtrenin band genişlikleri, rezonatörler arasındaki yan hatların uzunluğu ( $l_{s12} = l_{s21}$ ) ve kare halka rezonatör ile kısa devre yan hat arasındaki mesafeler ( $d_{112} = d_{121}$ ) değiştirilerek geçme bandlarının her iki tarafından kontrol edilebilmektedir.  $l_{s12}$  ve  $l_{s21}$  aynı anda 4.2 mm ile 6.6 mm arasında değiştiğinde, birinci ve ikinci geçme bandının band genişliği sırasıyla 400 MHz'den 520 MHz'e ve 1600 MHz'den 1780 MHz'e yükselir. Bu şekilde, Şekil 4.25(a)'da gösterildiği gibi band genişliği her iki geçme bandı için sol taraftan artar. Öte yandan,  $d_{112}$  ve  $d_{121}$  değeri 3.8 mm'den 2.2 mm'ye azaltılarak birinci ve ikinci geçme bandının band genişliği sırasıyla 440 MHz'den 520 MHz'e ve 1670 MHz'den 1750 MHz'e yükselir. Şekil 4.25(b)'de band genişliğinin sadece sağdan arttığı açıkça görülmektedir.

Şekil 4.21(a)'da verilen konfigürasyon kullanılarak kare halka rezonatörün boyutunun artırılmasıyla S bandında tasarım mümkündür. Rezonatör boyutu 9.6 mm alınarak sırasıyla 1.2 GHz/3.5 GHz birinci/ikinci geçme bandlarına sahip ikinci geçme bandı S band bölgesinde olan çift bantlı BGF'nin genlik ve frekans cevapları Şekil 4.26(a) ve 4.26(b)'de görülmektedir.

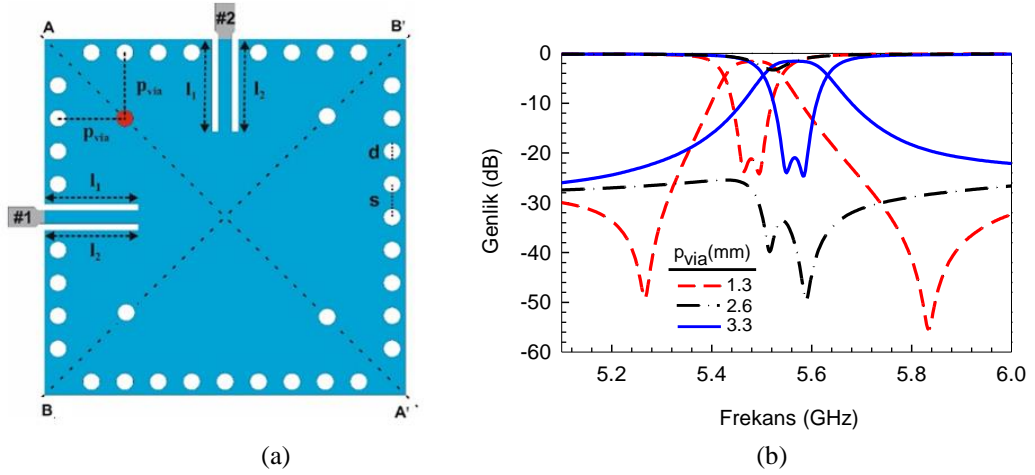


Şekil 4.26: S band KHRÇBF (a) genlik cevaplarının karşılaştırılması, (b) faz cevaplarının karşılaştırılması.

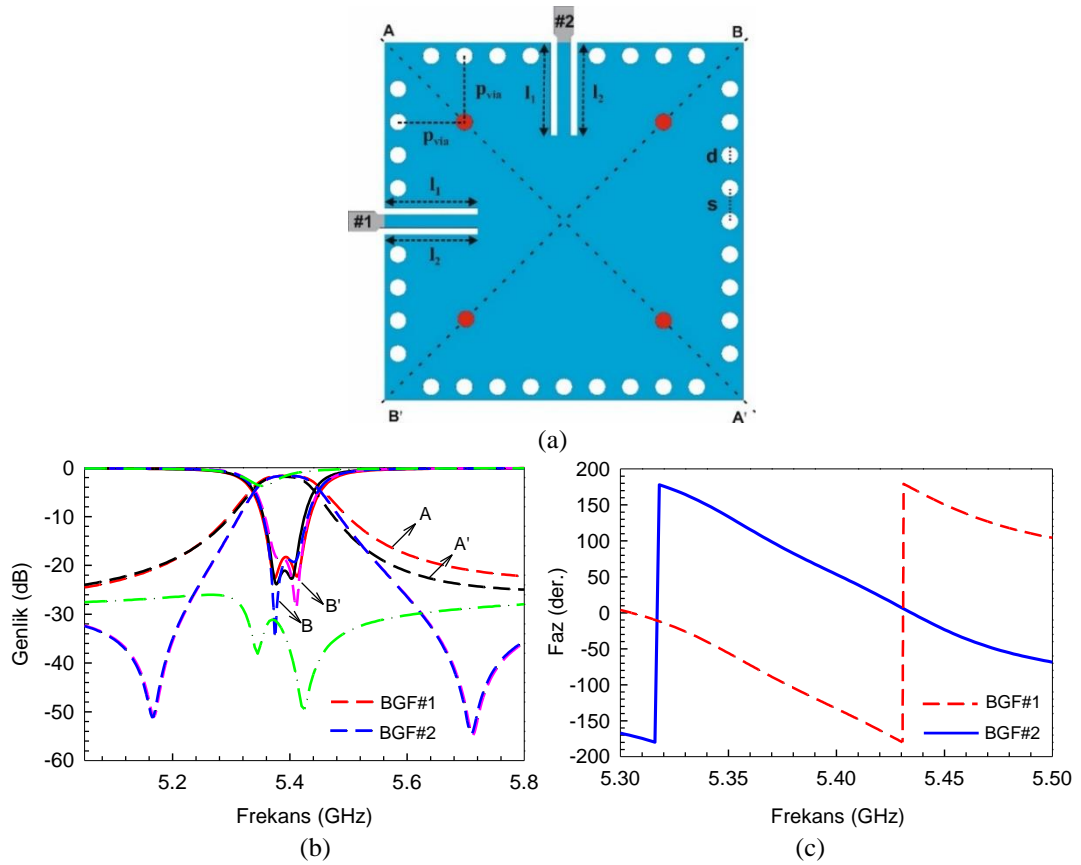
## 4.2 Çift Modlu DBD BGF Tasarımı

Önerilen yapı, DBD boşluğun merkezinde aralarında  $90^\circ$  olan giriş ve çıkış besleme hattına sahip tek katmanlı bir DBD rezonatöründen oluşmaktadır. Rezonatörde mod uyarımını sağlamak için köşe via kullanılmıştır. Köşe via kullanımı iki farklı şekilde gerçekleşebilmektedir. Bağlı dielektrik sabiti 10.2 ve kalınlığı 1.27 mm olan bir alt tabaka kullanılarak tasarlanan Şekil 4.27(a)'da görülen rezonatörde, sadece A köşesindeki kırmızı via hareketli, diğerleri ise sabittir. Kırmızı ile gösterilen via A köşesine doğru hareket ettirildiğinde rezonatörde birim uzunluk başına kapasitif etki artacaktır ve filtre bu durumda yarı-eliptik karakteristik gösterecektir. A' yönünde hareket ettirildiğinde ise ilk duruma göre kapasitif etki azalacak ve filtre lineer faz karakteristiğe sahip olacaktır. Lineer faz karakteristiğe sahip filtre, BGF#1, yarı-eliptik filtre ise BGF#2 olarak adlandırılmıştır. Filtre karakteristiğinin değişimi, 2004 yılında A. Görür tarafından önerilen mikroserit çift modlu rezonatördeki referans elemanlarına bağlı olarak pertürbasyon elemanının düzenlenmesine benzerdir. Pertürbasyon için kullanılan via, tek bir köşeden farklı uzunluklarda hareket ettirildiği için devredeki elektriksel uzunluk değişmektedir. Elektriksel uzunluğun değişmesi filtrelerin merkez frekanslarının değişmesi anlamına gelmektedir. Pertürbasyon için

kullanılan via A köşesine doğru hareket ettiğinde elektriksel uzunluk artacağından merkez frekans A' köşesine doğru yapılan hareket sonucu elde edilen filtrenin merkez frekansından daha düşük olacaktır.  $p_{via}$ 'nın 2.6mm, 1.3mm ve 3.3mm olduğu üç durum Şekil 4.27(b)'de görülmektedir. Siyah ile gösterilen cevapta  $p_{via}=2.6$ mm, kırmızı ile gösterilen cevapta  $p_{via}=1.3$ mm ve mavi ile gösterilen cevapta  $p_{via}=3.3$ mm alınmıştır. Beyaz renkte gösterilen viaların köşeye olan mesafeleri 2.6mm'dir.



Şekil 4.27: DBD rezonatörün (a) fiziksel yapısı, (b) BGF#1 ve BGF#2'nin frekans cevabı (farklı merkez frekanslı).

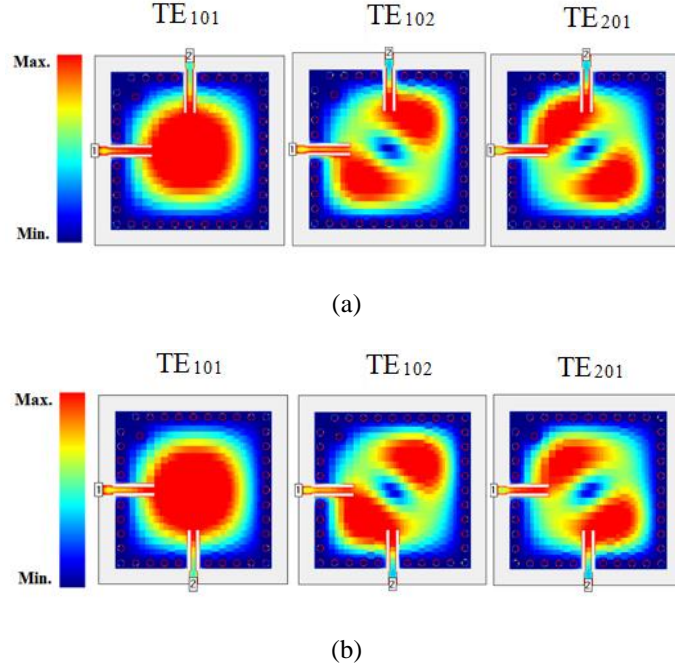


Şekil 4.28: (a) DBD rezonatörün fiziksel yapısı, BGF#1 ve BGF#2'nin (b) genlik cevabı c) faz cevabı (aynı merkez frekanslı).

Şekil 4.28(a)'da kırmızı ile gösterilen vialardan sadece bir tanesi A-A' veya B-B' doğrultusunda hareket ettirilirse mod uyarımı sağlanmakta ve band geçiren filtre cevabı elde edilmektedir. Şekil 4.28(b)'den görüleceği üzere köşe via A-A' ekseninde hareket ettirilirse lineer faz karakteristik, B-B' ekseninde hareket ettirilirse yarı-eliptik filtre karakteristiği elde edilmektedir. Tasarımlarda pertürbasyon elemanı olarak kullanılan köşe vianın konumu  $p_{via}$ , besleme hatlarının uzunluğu sırasıyla  $l_1$  ve  $l_2$  ile temsil edilmektedir. İki dejenere mod, Mod I ve Mod II olarak adlandırılmıştır. Köşe vianın konumu, DBD rezonatörün dejenere modları arasındaki kuplajı belirlemektedir. Filtre karakteristiği, dejenere modlar arasındaki kuplajın tipine bağlı olarak belirlenmektedir. Köşe via, A-A' yönünde hareket ettirildiğinde rezonatörün birim uzunluğunun endüktansı artar. Bu etki, dejenere modlar arasında endüktif kuplaja neden olur, bu durumda lineer faz filtreleme karakteristiği elde edilir. Benzer şekilde, köşe via B-B' yönünde hareket ettirildiğinde rezonatörün birim uzunluk başına kapasitansı artar ve yarı-eliptik bir filtre karakteristiği elde edilir.

Şekil 4.28(b) ve 4.28(c) sırasıyla, köşe vianın konumunun filtre karakteristiği ve faz tepkisi üzerindeki etkisini göstermektedir. Köşe via A-A' ekseninde hareket ettirildiğinde imajiner frekanslarda iletim sıfırları oluşur, bu nedenle geçme bandı lineer faz özelliği gösterir. B-B' ekseninde hareket ettirildiğinde ise reel frekans ekseninde iki iletim sıfırı gözlenmektedir ki bu durumda da yarı eliptik filtre karakteristiği görülmektedir. Her iki durumda da  $p_{via}$  2.6 mm iken mod ayrışımı başlamaktadır.

Kare şeklindeki DBD rezonatörde, diyagonal eksen (A-A' veya B-B') boyunca hareket ettirilen köşe via,  $TE_{102}$  ve  $TE_{201}$  modlarını uyarmak için kullanılmaktadır. Temel mod  $TE_{101}$  ve  $TE_{102}$ ,  $TE_{201}$  modlarının elektrik alan dağılımları Şekil 4.29'da gösterilmektedir.  $TE_{102}$  ve  $TE_{201}$  modları için alan dağılımı, aşağıda belirtildiği gibi diyagonal eksen boyunca aynı büyüklükte ve anti-fazlı iki kısma bölünmüştür (Chang ve Hsu 2002). Ek olarak, BGF#1 ve BGF#2 için  $TE_{102}$  ve  $TE_{201}$  modlarının alan dağılımı, G/Ç bağlantı noktalarının konumuna göre incelendiğinde aynı büyüklüğe ve anti-faza sahiptir.  $TE_{101}$  modu, DBD BGF'de temel rezonans modudur, ancak bazı durumlarda bazı gereksinimleri sağlamak için daha yüksek modlar da kullanılır. Bu çalışmada, minyatürleştirme elde etmek için daha yüksek modlar ( $TE_{102/201}$ ) kullanılmıştır.



Şekil 4.29: TE<sub>101</sub>, TE<sub>102</sub> ve TE<sub>201</sub> modlarının elektrik alan dağılımları (a) BGF#1, (b) BGF#2.

TE<sub>mnq</sub> ve TM<sub>mnq</sub> modunun rezonans frekansı eşitlik (4.10) kullanılarak hesaplanabilir. Burada, a, b ve h boşluğun genişliğini, uzunluğunu ve yüksekliğini belirtirken, m, n ve q sırasıyla x, y ve z eksenini yönlerindeki mod indeksleridir.  $a=b \gg h$  yani alt tabaka çok ince olduğu için çoğu uygulamada olduğu gibi bu tasarımda da sadece TE modu dikkate alınmıştır. Bu durumda, rezonans modlarının frekansını belirlemek için eşitlik (4.11a) kullanılabilir. Denklemdaki  $a_{eff}$ , DBD rezonatörün etkin genişliğidir (Cassivi ve diğ. 2002).

$$f_{mnq} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{q\pi}{b}\right)^2} \quad (4.10)$$

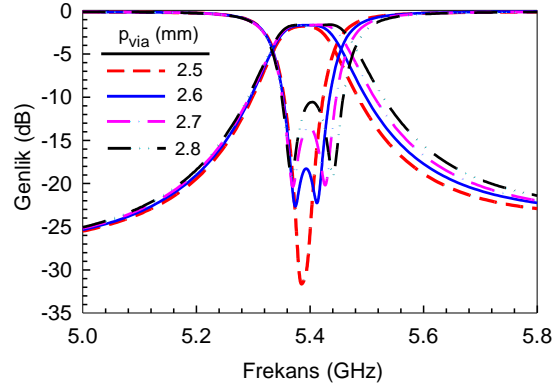
$$f_{m0q} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{q\pi}{a_{eff}}\right)^2} \quad (4.11a)$$

$$a_{eff} = a - \frac{d^2}{0.95s} \quad (4.11b)$$

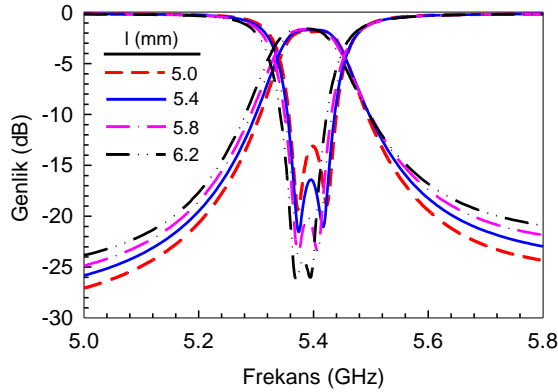
Pertürbasyon için kullanılan köşe vianın konumu ve besleme hatlarının uzunluğunun, BGF#1 üzerindeki etkisi incelenmiştir.  $p_{via}$  ve  $l$  parametreleri, BGF#1 ve BGF#2 üzerinde aynı etkiye sahiptir. Bu sebeple BGF#2 için ayrıca bir incelemeye yer verilmemiştir. Şekil 4.30,  $p_{via}$ 'ya göre BGF#1'in band içi dönüş kaybı seviyelerinin ve band genişliğinin değişimini göstermektedir.  $p_{via}$ , 2.5 mm ile 2.8 mm arasında değişirken, geri dönüş kaybı seviyesi artmaktadır. Ayrıca, band genişliğinin geçme



bandının sağ tarafından kontrol edilebildiği görülmektedir. BGF#1'in band genişliği,  $l$  uzunluğu değiştirilerek sol taraftan kontrol edilebilmektedir.  $l$ , 5.0 mm'den 6.2 mm'ye çıkarken, BGF#1'in band genişliği, Şekil 4.31'de gösterildiği gibi geçme bandının sol tarafından artmaktadır. Şekillerden anlaşılacağı üzere,  $p_{via}$  ve  $l$  parametreleri dejenere modlar arasındaki kuplajı ayarlayabilmektedir.

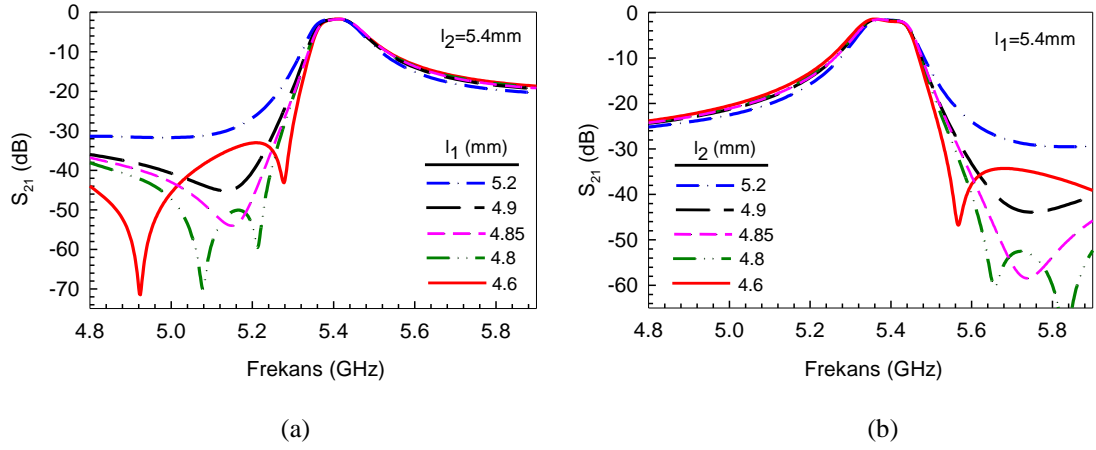


Şekil 4.30:  $p_{via}$  parametresine göre BGF#1'in frekans cevabının değişimi.

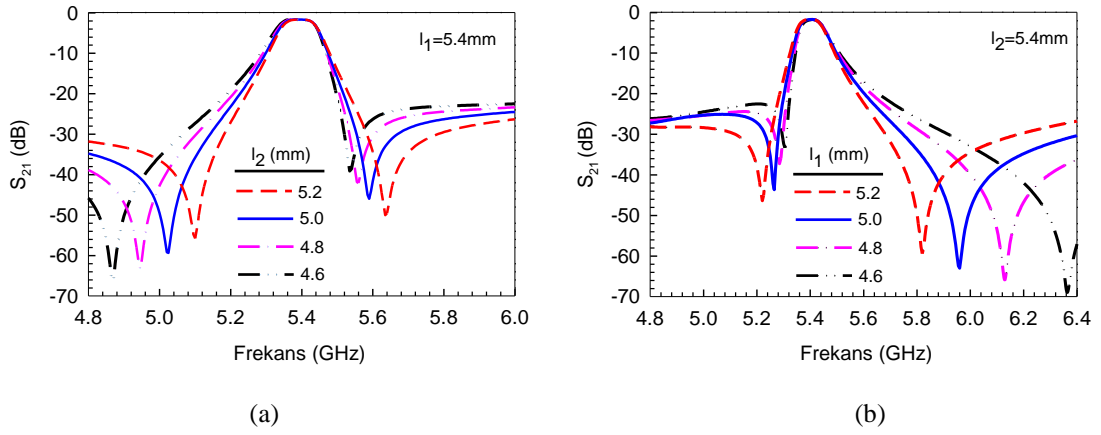


Şekil 4.31:  $l$  parametresine göre BGF#1'in frekans cevabının değişimi.

Şekil 4.32 ve 4.33'te  $l_1$  ve  $l_2$  uzunluklarının birbirinden farklı alınmasıyla iletim sıfırlarının (İS) kontrolü gösterilmiştir. Şekil 4.32'de, BGF#1'de iletim sıfırlarının geçme bandının her iki tarafından da kontrol edilebileceği gösterilmiştir.  $l_1 < l_2$  durumunda, geçme bandının sol tarafında iletim sıfırı (veya sıfırlar) oluşur.  $l_1 > l_2$ , durumunda ise geçme bandının sağ tarafında iletim sıfırı (veya sıfırlar) görülmektedir. Şekil 4.33'te, BGF#2 devresindeki iletim sıfırlarının kontrolü verilmiştir. Şekil 4.33(a)'da,  $l_1$  sabit tutulup  $l_2$  azaltıldığında İS<sub>2</sub>'nin neredeyse sabit kaldığı ve İS<sub>1</sub>'in daha düşük frekanslara kaydığı görülmektedir. Aksine,  $l_2$  sabit tutulup  $l_1$  azaltıldığında, İS<sub>1</sub> Şekil 4.33(b)'de gösterildiği gibi üst frekanslara doğru kayarken İS<sub>2</sub> neredeyse sabit kalır.

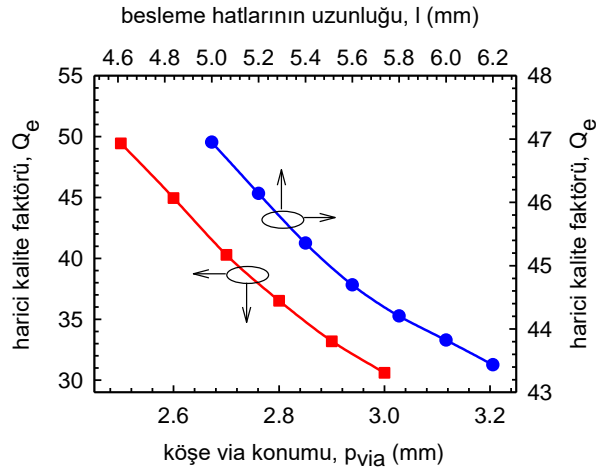


Şekil 4.32: BGF#1’de iletim sıfırlarının kontrolü (a) soldan, (b) sağdan.



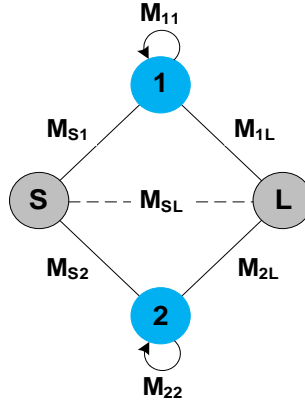
Şekil 4.33: BGF#2’de iletim sıfırlarının kontrolü (a) soldan, (b) sağdan.

Çalışmada ayrıca  $p_{via}$  ve  $l$  parametrelerinin BGF#1’in harici kalite faktörüne ( $Q_e$ ) etkisi incelenmiştir. Şekil 4.34’ten anlaşılacağı üzere, kalite faktörü özellikle  $p_{via}$ ’dan etkilenmektedir.  $p_{via}$  azaldıkça kalite faktörü artmaktadır. Kalite faktörü,  $l$  parametresine daha az duyarlıdır.  $l$  değeri azaldıkça harici kalite faktörü bir miktar artış göstermektedir.



Şekil 4.34:  $p_{via}$  ve  $l$  değişimine bağlı olarak BGF#1 için harici kalite faktörü değişimi.

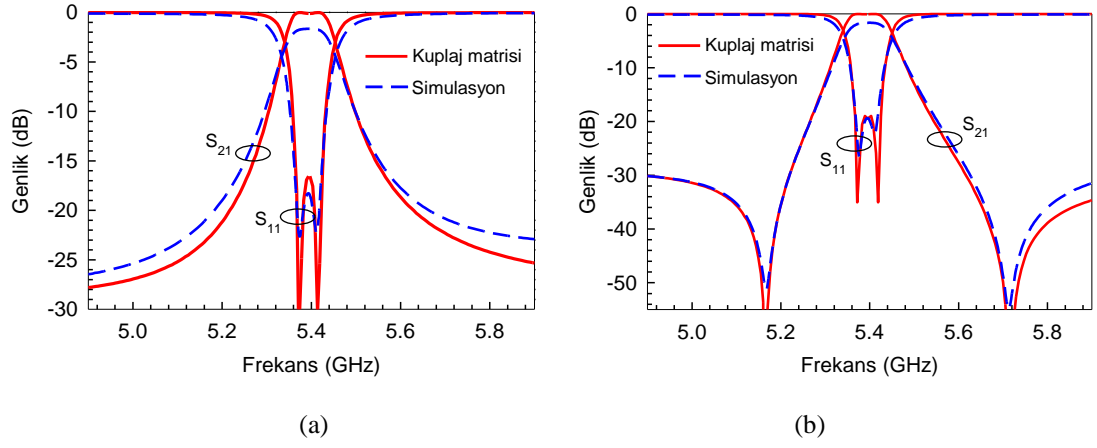
Şekil 4.35'te, önerilen DBD yapısının kaynak-yük (source-load/S-L) kuplajlı kuplaj diyagramı görülmektedir. S kaynağı, L yükü, düğüm 1 ve düğüm 2 sırasıyla TE<sub>102</sub> and TE<sub>201</sub> modlarını temsil etmektedir. BGF#1, BGF#2'nin çıkış portunun 180° yer değiştirmesiyle elde edilebilmektedir. Bu durumda, BGF#1'in kuplaj matrisinde yer alan S-L kuplaj değeri ( $M_{SL}$ ), BGF#2'kinin negatif işaretlisine eşit olur. Lineer faz ve yarı-eliptik filtreler için kuplaj matrisleri eşitlik (4.12)'de verilmiştir. Filtrelere ait kuplaj matrisleri (Li ve diğ. 2014)'te önerilen kuplaj matrisi sentezi metodu kullanılarak elde edilmiştir.  $p_{via}$ ,  $l_1$ ,  $l_2$  parametrelerinin etkisi kuplaj matrisi elemanları ile ilişkilendirilmiştir. Kuplaj matrisindeki  $M_{S1}$  ve  $M_{L1}$  değerlerindeki artma/azalma,  $l_2$  sabitken,  $l_1$  değerinin değişmesine karşılık gelmekte;  $M_{S2}$  ve  $M_{L2}$  değerlerindeki artma/azalma,  $l_1$  sabitken,  $l_2$  değerinin değişmesine karşılık gelmektedir. Diğer taraftan,  $M_{S1}$  ve  $M_{L1}$  değerlerindeki eş zamanlı azalma/artma BGF#2'nin iletim sıfırlarının alçak/yüksek frekanslara kaymasına sebep olmaktadır. Bunun yanısıra,  $p_{via}$  değişimi  $M_{11}$  elemanındaki değişimine karşılık gelmektedir.  $M_{11}$  ve  $M_{22}$  eleman değerleri eşit olduğunda iletim görülmemektedir. Filtrelere ait simülasyon ve kuplaj matrisi kullanılarak elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması Şekil 4.36'da verilmiştir. Filtrelere ait boyutlandırma ise Tablo 4.3'te yer almaktadır.



Şekil 4.35: DBD rezonatörünün kuplaj şeması.

$$M_L = \begin{bmatrix} 0 & 0.559 & -0.536 & 0.018 \\ 0.559 & 0.617 & 0 & 0.559 \\ -0.536 & 0 & -0.752 & 0.536 \\ 0.018 & 0.559 & 0.536 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.12a)$$

$$M_E = \begin{bmatrix} 0 & 0.559 & -0.536 & -0.018 \\ 0.559 & 0.617 & 0 & 0.559 \\ -0.536 & 0 & -0.752 & 0.536 \\ -0.018 & 0.559 & 0.536 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.12b)$$



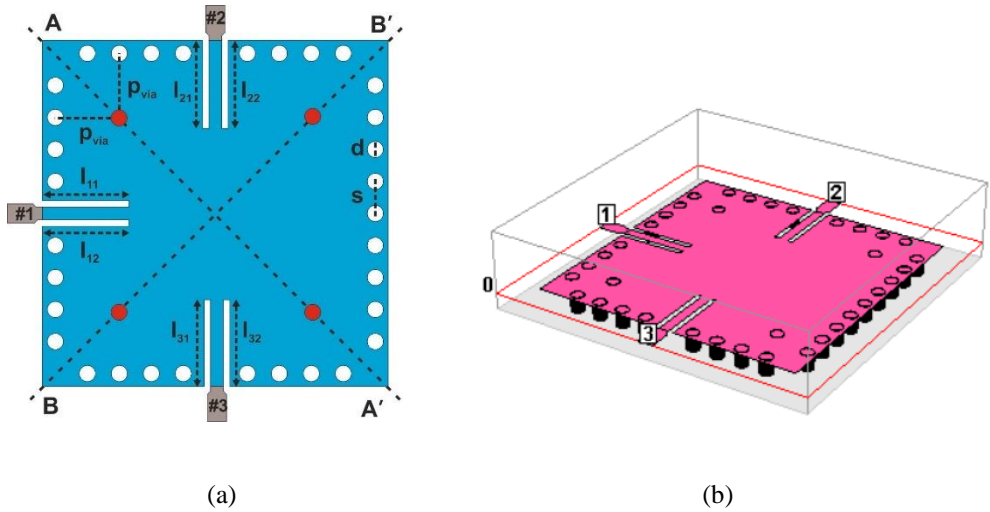
**Şekil 4.36:** Simülasyon ve kuplaj matrisi kullanılarak elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması  
(a) BGF#1, (b) BGF#2.

**Tablo 4.3:** DBD filtrelerde boyutlandırma (mm).

Parametreler	$p_{\text{via}}$	$l$	$t$	$d$	$s$	$a$
<b>BGF#1</b>	2.6	5.6	10	1.0	2.0	20
<b>BGF#2</b>	2.6	5.4	10	1.0	2.0	20

## 5. S VE C BANDI BALUN UYGULAMALARI

Şekil 5.1(a), tek katmanlı bir DBD rezonatörün fiziksel yapısını göstermektedir. G/Ç bağlantı noktaları, DBD boşluğunun merkezine bağlıdır. Besleme hatlarının her iki tarafındaki yarıkların uzunluğu  $l_{p1}$  ve  $l_{p2}$  ile temsil edilmektedir ( $p=1,2,3$ ). Bu yarıklar devrede kuplajı kontrol etmektedir. Balun tasarımında, dengesiz bir girişten iki dengeli çıkış portuna giden sinyaller arasında  $180^\circ$  faz farkı elde etmek gerekmektedir. Bu amaçla, port 2 ve 3 karşılıklı yerleştirilirken, port 1, Şekil 5.1(b)'de verilen üç boyutlu görünümünden açıkça görülebileceği gibi port 2 ve port 3'le  $90^\circ$ lik bir açıda yerleştirilmiştir. Diyogonal eksen boyunca hareket ettirilerek devrede pertürbasyon etkisi oluşturan köşe vialar kırmızı renkte gösterilmiştir. Bu viaların konumu, DBD rezonatörde dejenere modları uyarmak için düzenlenir. Şekil 5.1(a)'da gösterildiği gibi  $p_{via}$ , köşe viaların konumunu belirtmektedir. Tasarımda mod ayrışımı, rezonatörün herhangi bir köşesinden bir metal vianın A-A' veya B-B' ekseninde hareket ettirilmesiyle elde edilir. Köşe vianın konumu, DBD rezonatörünün dejenere modları arasındaki kuplajı belirlemektedir. Dejenere modlar arasındaki kuplaj türüne bağlı olarak iki farklı filtreleme karakteristiği elde edilebilmektedir. Köşe via A-A' yönünde hareket ettirildiğinde rezonatörün birim uzunluğunun endüktansı artar. Bu etki, dejenere modlar arasında endüktif kuplaja neden olur, bu durumda 2.porttan lineer faz karakteristik elde edilirken, 3. porttan yarı-eliptik cevap elde edilir. Köşe via B-B' yönünde hareket ettirildiğinde rezonatörün birim uzunluk başına kapasitansı artar ve böylece 2.porttan yarı-eliptik, 3. porttan lineer faz karakteristikte cevap elde edilir.



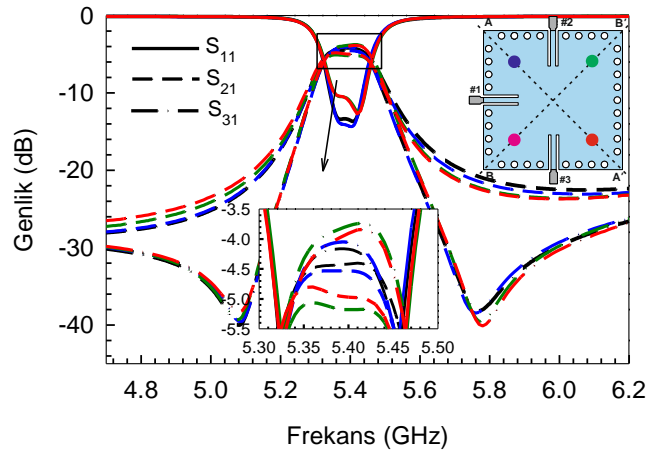
Şekil 5.1: DBD rezonatörün (a) fiziksel yapısı, (b) 3 boyutlu görünümü.

**Tablo 5.1:** Pertürbasyon viasının konumuna göre filtreleme karakteristiği.

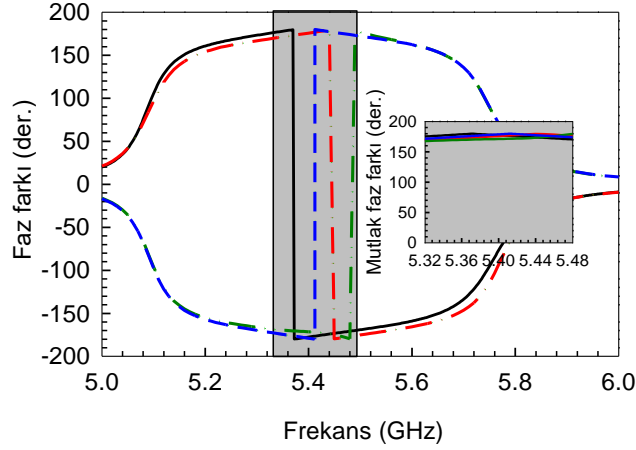
Port No.	Via yerleşimi	Filtreleme karakteristiği
1-2	A-A'	Lineer faz
1-3	A-A'	Yarı-eliptik
1-2	B-B'	Yarı-eliptik
1-3	B-B'	Lineer faz

Filtre karakteristiğinin değişimi, mikroşerit çift modlu rezonatördeki referans elemanlara bağlı olarak pertürbasyon elemanının düzenlenmesine benzemektedir (Gorur 2004). Tablo 5.1, köşe viaların yerleşimine göre filtreleme karakteristiğini özetlemektedir. Bu tabloya göre, köşe via A-A' ekseninde uygun bir konumda kullanıldığında, sırasıyla port 2 ve port 3'ten lineer faz ve yarı-eliptik karakteristik elde edilmektedir. Köşe via, B-B' ekseninde uygun bir yerde bulunduğu anda, yarı-eliptik karakteristikteki cevap port 2'den, lineer faz karakteristikteki cevap port 3'ten elde edilmektedir.

Şekil 5.2, pertürbasyon elemanının konumuna göre C band DBD balun BGF'nin genlik ve faz cevabını göstermektedir.  $S_{31}$  ve  $S_{21}$  genlik farkını en aza indirmek için pertürbasyon elemanının A köşesinde kullanılmasının uygun olduğu Şekil 5.2(a)'dan görülmektedir. Tablo 5.1'de özetlendiği gibi, A-A' veya B-B' diyagonal eksen üzerinde pertürbasyon elemanının yerleşimine bağlı olarak lineer faz veya yarı-eliptik filtreleme karakteristiği değişmektedir. Bu durumda, çıkış portları arasındaki faz farkı Şekil 5.2(b)'de gösterildiği gibidir. Ayrıca, faz dengesizliğinin  $5^\circ$ 'den küçük olduğunu göstermek için geçme bandındaki mutlak faz farkı Şekil 5.2(b)'de verilmiştir. Pertürbasyon elemanı dört köşeden herhangi birinde kullanıldığında, faz farkının yaklaşık  $180^\circ$  olduğuna dikkat edilmelidir.



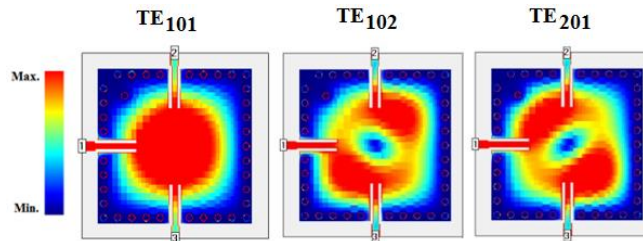
(a)



(b)

**Şekil 5.2:** Pertürbasyon elemanının konumuna göre C band DBD balun BGF'nin (a) genlik cevabı, (b) faz cevabı.

Çift modlu kare DBD boşluğunda, diyagonal eksen (A-A' veya B-B') boyunca hareket ettirilen pertürbasyon viası  $TE_{102}$  ve  $TE_{201}$  modlarını harekete geçirmek için kullanılmaktadır. Temel rezonans modu  $TE_{101}$  ve  $TE_{102}$ ,  $TE_{201}$  modlarının elektrik alan dağılımları Şekil 5.3'te gösterilmektedir. Dejenere modların elektrik alan dağılımları, tam dalga elektromanyetik simülasyon (Sonnet 2011) kullanılarak hesaplanmıştır.  $TE_{102}$  ve  $TE_{201}$  modları için alan dağılımı, (Chang ve Hsu 2002)'de belirtildiği gibi diyagonal eksen boyunca aynı büyüklükte ve anti-fazlı iki kısma ayrılır. Şekil 5.3'te görüldüğü gibi, DBD balun BGF devresindeki  $TE_{102}$  ve  $TE_{201}$ 'in elektrik alan dağılımı, simetri eksenine göre zıt yönde ve hemen hemen aynı yoğunluğa sahiptir.  $TE_{101}$  modu, kare DBD rezonatör tasarımında rezonans modu olarak kullanılan temel moddur, ancak bazı durumlarda bazı ihtiyaçları karşılamak için daha yüksek modlar da kullanılır. Bu çalışmada, minyatürizasyonu sağlamak için daha yüksek modlar ( $TE_{102/201}$ ) kullanılmıştır.



**Şekil 5.3:**  $TE_{101}$ ,  $TE_{102}$  ve  $TE_{201}$  modlarının elektrik alan dağılımları.

$$a_{eff} = a - \frac{a^2}{0.95s} = 20 - \frac{1^2}{0.95*2} = 19mm \quad (5.1a)$$

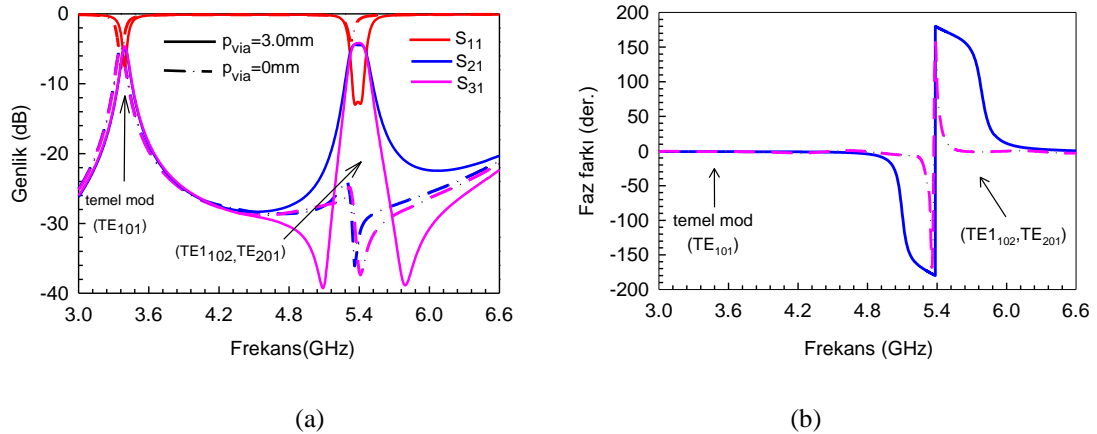
$$f_{101} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 0.019 \sqrt{10.2}} \sqrt{1^2 + 1^2} = 3.41 \text{ GHz} \quad (5.1b)$$

$$f_{102/201} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 0.019 \sqrt{10.2}} \sqrt{1^2 + 2^2} = 5.39 \text{ GHz} \quad (5.2)$$

Eşitlik (4.10) ve (4.11)'de verilen dalga kılavuzları kesim frekansı formülü, DBD balun BGF'nin merkez frekansının, rezonatörün boyutları kullanılarak istenen banda ayarlanabileceğini ifade eder. TE<sub>101</sub>, TE<sub>102</sub> ve TE<sub>201</sub> modlarının frekansları, eşitlik (4.10) ve (4.11)'deki formüller kullanılarak eşitlik (5.1b) ve (5.1c)'deki gibi hesaplanmıştır. Bu çalışmada tasarlanan balun BGF'nin C bandı bölgesinde çalışması hedeflenmiştir. Bu nedenle önerilen DBD rezonatörünün boyutları a=b=20 mm olarak belirlenmiştir. Dielektrik malzeme olarak 1.27 mm kalınlığında ve 10.2 bağlı dielektrik sabitine sahip bir RT/Duroid malzeme kullanılmıştır. Mod frekansları eşitlik (5.2)'de pertürbasyon olmaması durumunda hesaplanmıştır. Öte yandan, farklı pertürbasyon değerleri ( $p_{via}$ ) için hesaplanan ve simüle edilen rezonans mod frekansları Tablo 5.2'de karşılaştırılmıştır. Bahsedilen tüm modlar Şekil 5.4(a)'da gösterilmiştir. Şekil 5.4(b)'de ise temel modda faz değişiminin olmadığı, TE<sub>102</sub> ve TE<sub>201</sub> modlarında yaklaşık olarak 180° faz farkı olduğu görülmektedir.

**Tablo 5.2:** DBD balun BGF'nin hesaplanan ve simüle edilen mod frekansları.

Mod frekansları (GHz)	f <sub>hesaplanan</sub> (p <sub>via</sub> =0)	f <sub>simüle</sub> (p <sub>via</sub> =0)	f <sub>simüle</sub> (p <sub>via</sub> =3.0 mm)
f <sub>101</sub>	3.41	3.36	3.40
f <sub>102</sub>	5.39	5.34	5.36
f <sub>201</sub>	5.39	5.34	5.41

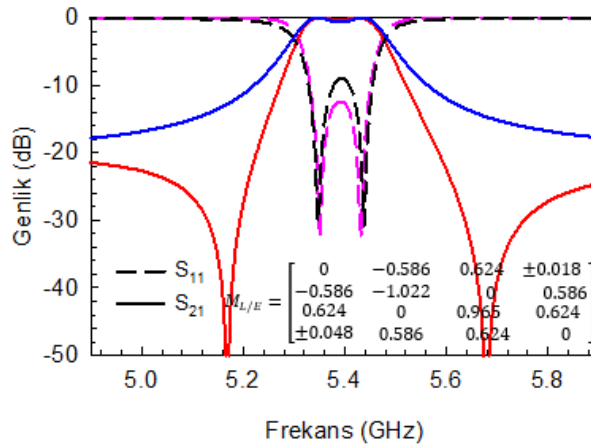


**Şekil 5.4:** TE<sub>101</sub>, TE<sub>102</sub> ve TE<sub>201</sub> modlarının (a) genlik cevabı, (b) faz cevabı.



DBD balun BGF, kuplaj matrisi çıkarılarak daha ayrıntılı olarak analiz edilebilir. Balun BGF tasarımı, yaklaşık aynı merkez frekansında lineer faz ve yarı-eliptik filtreleme karakteristiklerine sahip iki filtre içerdiğinden, teorik modelde bu iki karakteristik için elde edilecek kuplaj matrislerinin bir kombinasyonu kullanılabilir. Şekil 5.4(a)'da verilen frekans cevabında uygun pertürbasyon değeri için 4-6 GHz aralığında iki farklı filtreleme karakteristiğinin oluştuğu açıkça görülmektedir. Bu nedenle, balun BGF'nin kuplaj matrisini çıkarmadan önce lineer ve yarı-eliptik filtreleme karakteristikli filtreler için kuplaj matrisleri önerilir. Bu durumda C bandında çalışacak şekilde iki farklı filtreleme karakteristiği için kuplaj matrisleri oluşturulur. Filtrelerin tasarım özellikleri geri dönüş kaybı:12.5 dB (merkez frekansta), KBG (kesirsel band genişliği): %2.6 ve kutup sayısı:2 olarak belirlenmiştir.

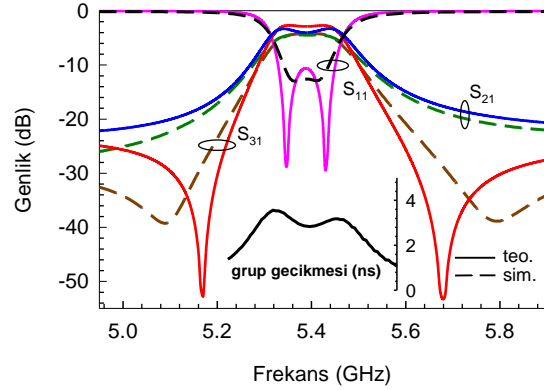
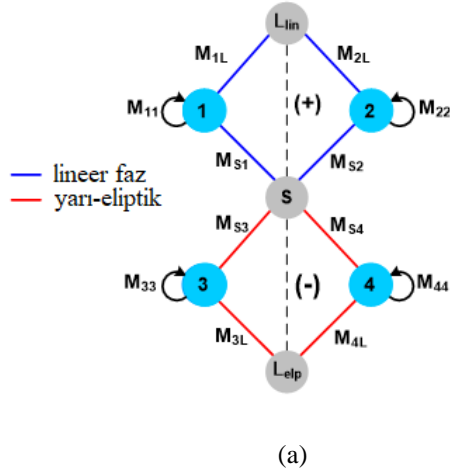
İki farklı filtreleme karakteristiği için kuplaj matrisleri, (Cameron 1999)'deki iki kapılı devreler için önerilen yöntem kullanılarak elde edilebilmektedir. Lineer fazlı ( $M_L$ ) ve yarı-eliptik ( $M_E$ ) karakteristikli filtrelerin kuplaj matrisleri Şekil 5.5'te verilmiştir. Şekil 5.5,  $M_L$  ve  $M_E$  kuplaj matrislerinden elde edilen sonucu göstermektedir. S ve L, kaynak ve yükü temsil ederken, düğüm 1 ve düğüm 2 filtrenin dejenere modlarını belirtir. Bu durumda,  $M_{SL}/M_{LS}$ , G/Ç portları arasındaki kuplaj içindir ve diyagonal elemanlar ( $M_{11}$  ve  $M_{22}$ ), her modun kendi kendine kuplajını tanımlamak için kullanılır. Önerilen DBD boşluk konfigürasyonunda çıkış portunun pozisyonunu  $180^\circ$  kaydırarak, ilgili frekans bandındaki (4-6 GHz) çıkış portları arasında  $180^\circ$  faz farkı elde etmek mümkündür. Bu durumda,  $M_E$  kuplaj matrisindeki kaynak-yük kuplaj elemanı ( $M_{SL}$ ), Şekil 5.5'te gösterildiği gibi  $M_L$  kuplaj matrisindeki  $M_{SL}$ 'nin negatif işaretine eşittir.



Şekil 5.5:  $M_L$  ve  $M_E$ 'den elde edilen frekans cevapları (mavi-  $M_L$ , kırmızı-  $M_E$ ).

Bir balun filtresi için kuplaj matrisi ( $M_B$ ) tanımlamak için devre modeli üç portlu konfigürasyona genişletilir. Üç kapılı konfigürasyon için kuplaj matrisi, (Cameron 1999)'da bahsedilen iki kapılı devreler için önerilen yöntemin geliştirilmesine dayanmaktadır. Önerilen çift modlu balun BGF, eliptik ve lineer faz filtreleme özelliklerine sahip çift modlu BGF'ler ile kolayca modellenebilir. Bu durumda, balun BGF'nin kuplaj matrisi ( $M_B$ ), önerilen konfigürasyon dikkate alınarak filtrelerin kuplaj matrislerine ( $M_L$  ve  $M_E$ ) dayalı olarak düzenlenir. Balun BGF konfigürasyonundaki iki dengeli çıkış portu nedeniyle giriş sinyali yarıya bölünmüştür. Bu etki, kuplaj matrisinde ilgili satır ve sütundaki her bir kuplaj elemanının  $\sqrt{2}$ 'ye bölünmesiyle elde edilir. İlk satır ve sütun dışında balun BGF'nin tüm kuplaj katsayıları, karşılık gelen  $M_L$  ve  $M_E$  elemanlarıyla aynıdır. DBD balun BGF için kuplaj matrisi eşitlik (5.3)'te verilmiştir.

$$M_B = \begin{bmatrix} S & 1 & 2 & L_{lin} & 3 & 4 & L_{elp} \\ S & 0 & 0.414 & 0.442 & 0.034 & 0.414 & 0.442 & -0.034 \\ 1 & 0.414 & -1.022 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2 & 0.442 & 0 & 0.965 & 0.624 & 0 & 0 & 0 \\ L_{lin} & 0.034 & -0.586 & 0.624 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & 0.414 & 0 & 0 & 0 & -1.022 & 0 & -0.586 \\ 4 & 0.442 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.965 & 0.624 \\ L_{elp} & -0.034 & 0 & 0 & 0 & -0.586 & 0.624 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

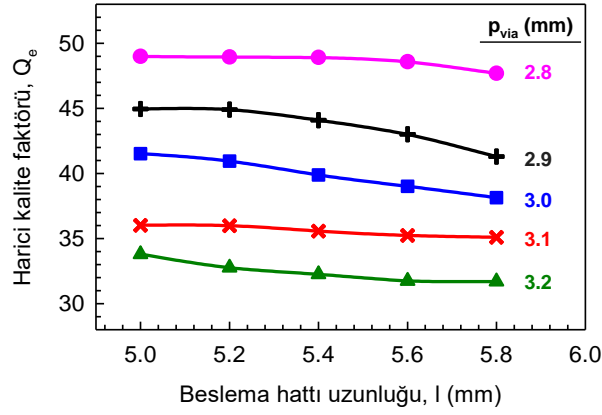


Şekil 5.6: DBD balun BGF'nin (a) kuplaj şeması, (b) frekans cevabı.

Şekil 5.6(a), önerilen yapının kuplaj şemasını göstermektedir. S kaynağı temsil ederken,  $L_{lin}$  ve  $L_{elp}$  yükleri ifade etmektedir. Balun BGF'nin tasarımı için iki çift modlu filtreleme özelliği kullanıldığından, diyagramlardaki dört düğüm, ilgili filtrelerin dejenere modlarını ( $TE_{102}$  ve  $TE_{201}$ ) temsil eder. Matristeki köşegen

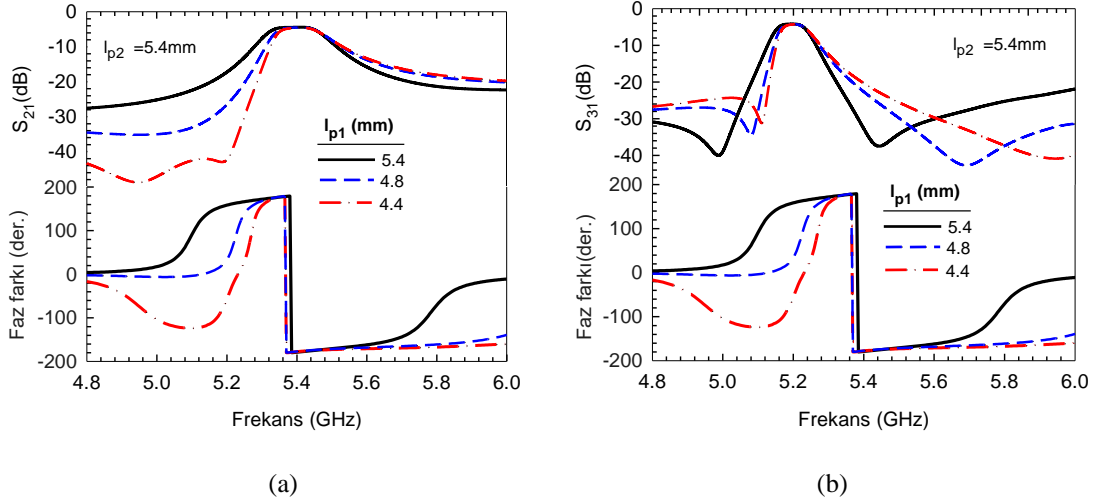
elemanlar ( $i=j$  için  $M_{ij}$ ,  $i,j=1,2,3,4$ ) dejenere modların kendine kuplajlarını tanımlamak için kullanılmaktadır.  $M_{ij}$ , ( $i \neq j$  için  $i,j=1,2,3,4$ ) modlar arasında kuplaj olmadığı için sıfırdır.  $M_{SL_{lin}}$  ve  $M_{SL_{elp}}$ , G/Ç bağlantı noktaları arasındaki kuplajı tanımlamaktadır. Bilindiği üzere, bir kuplaj katsayısı pozitif olarak tanımlandığında, negatif kuplaj katsayısı, pozitif kuplajın faz cevabının tersini temsil eder (Hong ve Lancaster 2001). Bu nedenle,  $M_{SL_{lin}}$  ve  $M_{SL_{elp}}$  kuplaj elemanları eşitlik (5.3)'te eşit değerlere ve zıt işaretlere sahiptir. Negatif kuplaj katsayısı yarı-eliptik bir karakteristik üretirken, pozitif kuplaj katsayısı bu özelliği lineer faz cevabına dönüştürmektedir. Balun BGF'nin kuplaj matrisi elemanları diyagonal eksene göre simetriktir. S parametreleri (Wu ve diğ. 2011)'de belirtilen prosedüre göre eşitlik (5.3) kullanılarak hesaplanabilir. DBD balun BGF için simülasyon sonucu, lineer faz ve yarı-eliptik filtreleme karakteristiklerinin açıkça gözlemlendiği Şekil 5.6(b)'de gösterilmektedir. Simülasyon sonuçlarına göre; KBG yaklaşık %2.6, minimum araya girme kaybı 1.16 dB, geri dönüş kaybı 12.5 dB'den iyi, genlik ve faz dengesizlikleri sırasıyla 0.30 dB ve  $180^\circ \pm 5^\circ$ 'dir. DBD balun BGF, lineer faz karakteristik cevabı ile düz bir grup gecikmesi ve yarı-eliptik karakteristik cevabı ile iyi bir seçicilik sunmaktadır.  $S_{21}$ 'in simüle edilmiş grup gecikmesi, Şekil 5.6(b)'de gösterildiği gibi geçme bandında 2.83 ns ile 3.56 ns arasında değişmektedir.

Çalışmada, DBD rezonatörü beslemek için  $l_{p1}$  ve  $l_{p2}$  uzunluğundaki yarıklar kullanılmıştır.  $p=1,2,3$  için  $l_{p1}$ ,  $l_{p2}$  parametreleri ( $p$  ilgili portların numarasını temsil etmektedir) geçme bandının her iki tarafında iletim sıfırlarının konumunu kontrol etmek için kullanılmaktadır. Böylece, DBD balun BGF'de asimetric cevaplar dahil olmak üzere iletim sıfırı açısından oldukça esnek cevaplar elde edilir ve geçme bandının her iki tarafında seçicilik artırılabilir. Aynı zamanda, G/Ç bağlantısı tasarımıdaki harici kalite faktörü ( $Q_e$ ) ile ilgilidir. Konfigürasyona göre istenen band genişliğini karşılamak için, harici kalite faktörü yarıkların uzunluğu ( $l_{p1}$  ve  $l_{p2}$ ) ve köşe via konumu ( $p_{via}$ ) ile kontrol edilebilmektedir. Şekil 5.7, pertürbasyon elemanının farklı konumları için DBD balun BGF konfigürasyonundaki yarık uzunluğunun bir fonksiyonu olarak harici kalite faktörünün değişimini göstermektedir. Kolaylık sağlamak için, tüm yarıkların uzunluğu eşit alınırsa ( $l_{p1}=l_{p2}=l$ )  $Q_e$ ,  $f_0$  merkez frekansı ve  $\Delta f$ , 3-dB band genişliği olmak üzere  $Q_e=f_0/\Delta f$  ile hesaplanabilir.  $Q_e$ , Şekil 5.7'de görüldüğü gibi  $p_{via}$  değişkeninin değeri azaltılarak artırılabilir.

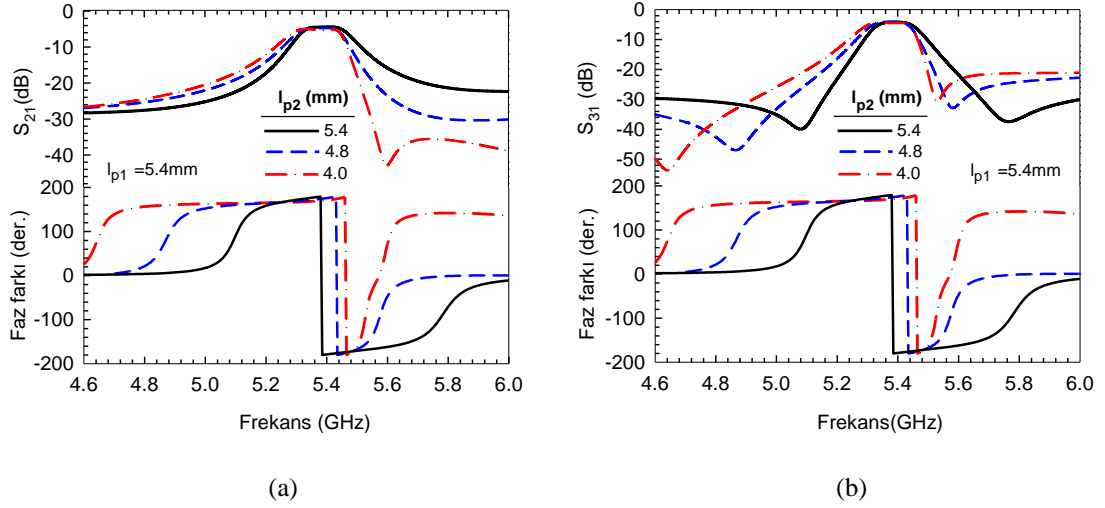


Şekil 5.7: Farklı  $p_{via}$  değerleri için,  $l$  değişimine göre harici kalite faktörü,  $Q_e$ .

$p_{via}$  ve  $l_{p1}$ ,  $l_{p2}$  ( $p=1,2,3$ ) değişimlerinin etkisi, kuplaj matrisi elemanları ile ilişkilendirilebilir. Kuplaj matrisinde  $M_{S1}/M_{S3}$  ve  $M_{L_{lin1}}/M_{L_{elp3}}$ 'ün artması veya  $M_{S2}/M_{S4}$  ve  $M_{L_{lin2}}/M_{L_{elp4}}$ 'ün azalması  $l_{p1}$  değişimine karşılık gelirken ( $l_{p1} < l_{p2}$ ),  $l_{p2}$  sabittir.  $M_{S1}/M_{S3}$  ve  $M_{L_{lin1}}/M_{L_{elp3}}$ 'deki azalma veya  $M_{S2}/M_{S4}$  ve  $M_{L_{lin2}}/M_{L_{elp4}}$ 'deki artış,  $l_{p1}$  sabitken ( $l_{p2} < l_{p1}$ )  $l_{p2}$  değişimini temsil etmektedir.  $M_{S1}/M_{S3}$  ve  $M_{L_{lin1}}/M_{L_{elp3}}$ 'deki eş zamanlı artış veya  $M_{S2}/M_{S4}$  ve  $M_{L_{lin2}}/M_{L_{elp4}}$ 'deki eş zamanlı azalma, Şekil 5.8'de görüldüğü üzere, lineer faz karakteristikli cevapta geçme bandının sol tarafında iletim sıfırları meydana getirirken, yarı-eliptik cevapta iletim sıfırları yüksek frekanslara doğru kaymaktadır. Bu durumda, geçme bandının sol tarafından seçicilik artmaktadır. Öte yandan,  $M_{S1}/M_{S3}$  ve  $M_{L_{lin1}}/M_{L_{elp3}}$  eş zamanlı olarak azaldıkça veya  $M_{S2}/M_{S4}$  ve  $M_{L_{lin2}}/M_{L_{elp4}}$  aynı anda arttıkça, lineer faz karakteristikli cevapta geçme bandının sağ tarafında iletim sıfırı oluşurken, Şekil 5.9'da görüldüğü üzere, lineer faz karakteristikli cevapta geçme bandının sağ tarafında iletim sıfırları meydana getirirken, yarı-eliptik cevapta iletim sıfırları alçak frekanslara doğru kaymaktadır. Bu durumda seçicilik geçme bandının sağ tarafından artmaktadır.  $M_{S_i}/M_{L_i}$ 'nin değişimi, iletim sıfırlarının konumu açısından esnek bir tasarıma olanak sağlamaktadır. Şekil 5.8 ve 5.9'da açıkça görülmektedir ki; iletim sıfırları  $l_{p1}$  ve  $l_{p2}$  parametreleri ile kontrol edilirken çıkış portları arasında yaklaşık  $180^\circ$  faz farkı korunmaktadır. Ayrıca,  $p_{via}$  değişimi, dejenere modların,  $M_{ij}$ 'nin ( $i=j$  için  $i,j=2,4$ ) kendine kuplajının değişimiyle açıklanabilmektedir.  $M_{11}$ ,  $M_{22}$ 'ye eşit olduğunda ( $M_{33}$ ,  $M_{44}$ 'e eşit), iletim yoktur.

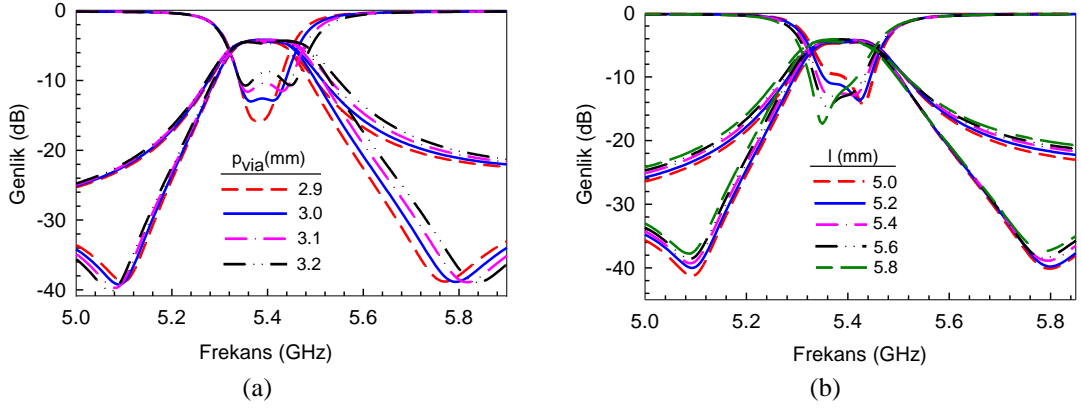


Şekil 5.8:  $l_{p1}$  parametresine göre iletim sıfırı kontrolü (a)  $S_{21}$ , (b)  $S_{31}$ .



Şekil 5.9:  $l_{p2}$  parametresine göre iletim sıfırı kontrolü (a)  $S_{21}$ , (b)  $S_{31}$ .

DBD balun devresinde band genişliği kontrolü,  $p_{via}$  ve  $l_{p1}$ ,  $l_{p2}$  parametrelerinin değişimi ile sağlanabilmektedir. Şekil 5.10'dan görüldüğü üzere,  $p_{via}$  2.9 mm'den 3.2 mm'ye çıktığında geri dönüş kaybı seviyesi artmaktadır. Bu durumda band genişliği, Şekil 5.10(a)'da gösterildiği gibi geçme bandının sağ tarafından kontrol edilebilmektedir. Besleme hatlarının her iki tarafındaki tüm yarıkların uzunluğu eşit alınırsa ( $l_{p1} = l_{p2} = l$ ,  $p=1,2,3$ ), DBD balun BGF'nin band genişliği,  $l$  uzunluğu değiştirilerek sol taraftan kontrol edilebilir.  $l$ , 5.0 mm'den 5.8 mm'ye artırıldığında, balun BGF'nin band genişliği, Şekil 5.10(b)'de gösterildiği gibi geçme bandının sol tarafından artmaktadır. DBD balun BGF'nin optimize edilmiş parametreleri  $p_{via} = 3.0$ ,  $d = 1.0$ ,  $s = 2.0$ ,  $l = 5.4$  (mm).

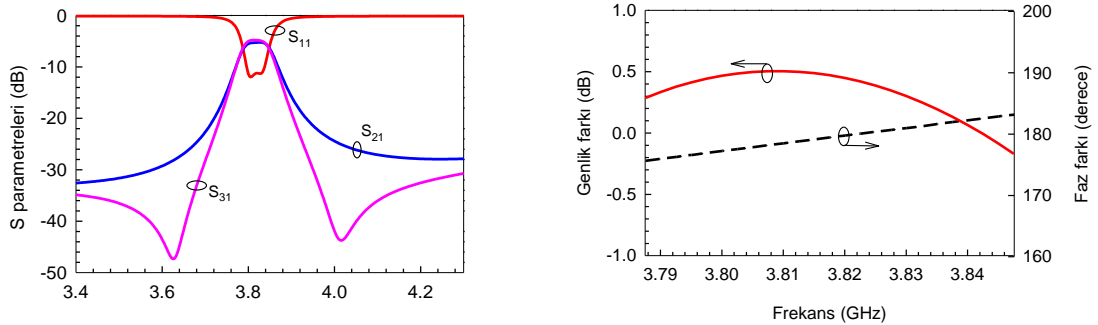


Şekil 5.10: (a)  $p_{via}$ , (b)  $l$  parametrelerinin DBD balun BGF'nin frekans cevabına etkisi.

Şekil 5.1'de verilen konfigürasyon kullanılarak S bandında tasarım yapmak istendiğinde kullanılacak olan rezonatörün boyutları eşitlik (5.1)'e göre  $a=b=26.8$  mm'den küçük olmamalıdır.  $26.8$  mm x  $26.8$  mm boyutlarında bir rezonatör kullanıldığında merkez frekans 4 GHz olarak elde edilmektedir. Kullanılan via çapı ve iki komşu via arasındaki mesafe göz önüne alınarak S bandında örnek bir DBD balun BGF tasarlamak için  $a=b=28$  mm alınmıştır. Bu durumda elde edilecek balun filtrenin merkez frekansı eşitlik (5.4b)'de hesaplandığı üzere 3.82 GHz'dir. S band DBD balun BGF'nin genlik ve faz cevabı sırasıyla Şekil 5.11(a) ve 5.11(b)'de gösterilmektedir. Simülasyon sonuçlarına göre  $S_{21}$  ile  $S_{31}$  arasındaki band içi genlik farkı 0.5 dB, faz farkı ise  $180^\circ \pm 4.3^\circ$ 'den iyidir.

$$a_{eff} = a - \frac{d^2}{0.95s} = 28 - \frac{1^2}{0.95 \cdot 2} = 27.47 \text{ mm} \quad (5.4a)$$

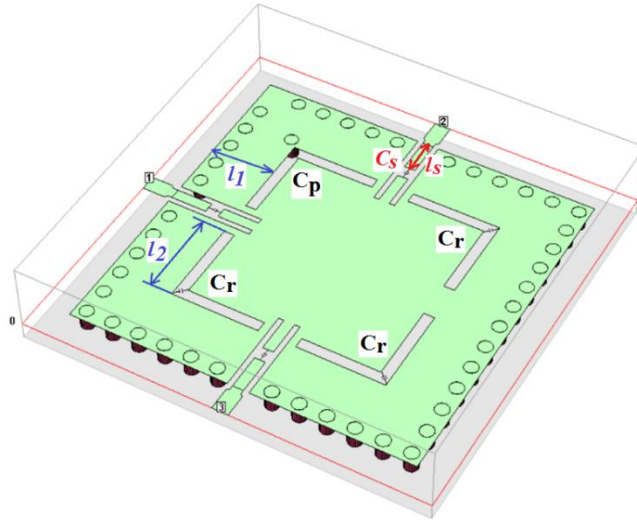
$$f_{102/201} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 0.02747 \sqrt{10.2}} \sqrt{1^2 + 2^2} = 3.82 \text{ GHz} \quad (5.4b)$$



Şekil 5.11: S band DBD balun BGF'nin (a) genlik cevabı, (b) faz cevabı.

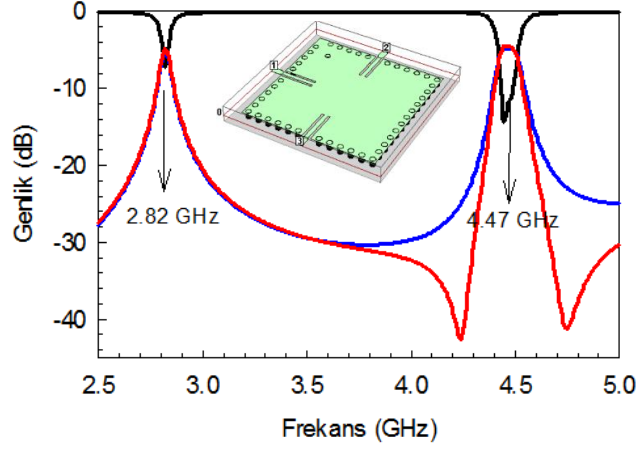
## 6. S VE C BANDINDA AYARLANABİLİR DBD BALUN TASARIMI

Tez kapsamında tasarlanacak devrenin S ve C bandında ayarlanabilir olması amaçlanmaktadır. Bu amaca yönelik devre konfigürasyonu Şekil 6.1’de verilmektedir. Tasarımda merkez frekansı ayarlamak için dört adet kapasite kullanılmıştır. Bunlardan üç tanesi referans kapasitesidir ( $C_r$ ), pertürbasyon viasının olduğu köşede kullanılan kapasite ( $C_p$ ) ise ilave pertürbasyon sağlamak için kullanılmıştır. Tasarım aşamaları detaylı bir şekilde aşağıda verilmiştir. Devre parametrelerinin frekans cevabına etkisi incelenmiş ve tablolar halinde sunulmuştur (Tablo 6.1 ve 6.2). Merkez frekansı ayarlamak için devrede kullanılan yarıklara yerleştirilen kapasite değerlerine bağlı olarak merkez frekans yaklaşık olarak 3.46 GHz-3.88 GHz (S band) ve 4.5 GHz-5.0 GHz (C band) arasında ayarlanabilmektedir.



Şekil 6.1: Ayarlanabilir DBD balun filtrenin fiziksel yapısı.

Devrede yarık açılmadan önce uygun pertürbasyonda C bandında balun filtre karakteristiği elde edilmiştir. Şekil 6.2’de görülen devrede kavite boyutu istenilen merkez frekansında tasarıma olanak sağlamak amacıyla 24 mm x 24 mm olarak alınmıştır. Temel mod olan  $TE_{101}$  modu ve  $TE_{102/201}$  mod frekansları eşitlik (6.1) ve (6.2)’de hesaplanmış ve simülasyon cevabına uygun olduğu görülmüştür.



Şekil 6.2: C bandında DBD balun filtre devresine ait frekans cevabı.

$$f_{mnp} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{b}\right)^2} \quad (2)$$

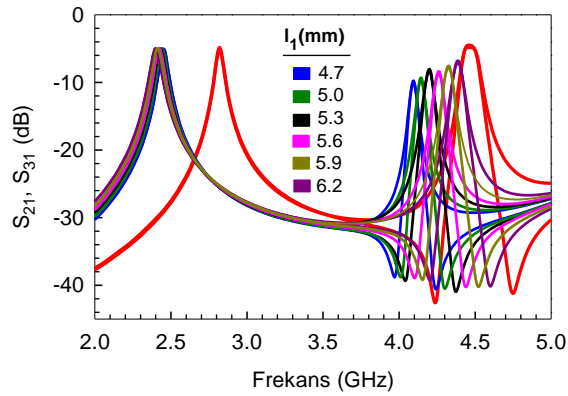
$$f_{m0p} = \frac{c}{2a_{eff}\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{m^2 + p^2} \quad (3a)$$

$$a_{eff} = a - \frac{d^2}{0.95s} \quad (3b)$$

$$f_{101} = 2.83 \text{ GHz}$$

$$f_{102/201} = 4.474 \text{ GHz}$$

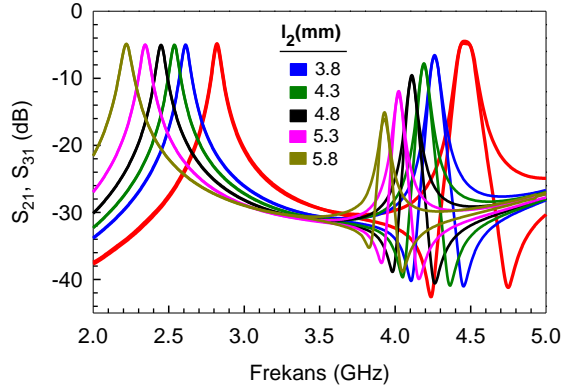
Kapasite kullanarak merkez frekansı ayarlamak amacıyla devrede açılan yarıkların konum ve uzunluklarına bağlı olarak merkez frekansın nasıl değiştiği hem Şekil 6.3 ve 6.4'te hem de Tablo 6.1 ve 6.2'de verilmiştir. Şekil 6.3'te yarıkların devrenin en uç kısmına olan uzaklığı 6.2mm'den 4.7mm'ye kadar değiştirilmiş ve bu durumda merkez frekansın 4.39 GHz'den 4.10 GHz'e değiştiği görülmüştür. Temel modda neredeyse değişiklik olmamıştır.



Şekil 6.3: Yarık konumuna göre genlik değişimi.



Şekil 6.4'te yarık uzunluğu değişimi incelenmiş ve yarık uzunluğu 3.8mm ile 5.8mm arasında değiştirilmiştir. Bu durumda ise merkez frekans 4.26 GHz'den 3.93 GHz'e düşmüştür. Ayrıca yarık uzunluğu arttıkça enerji iletiminin azaldığı da görülmektedir.



Şekil 6.4: Yarık uzunluğuna göre genlik değişimi.

Tablo 6.1: Yarık konumuna göre mod frekansı değişimi.

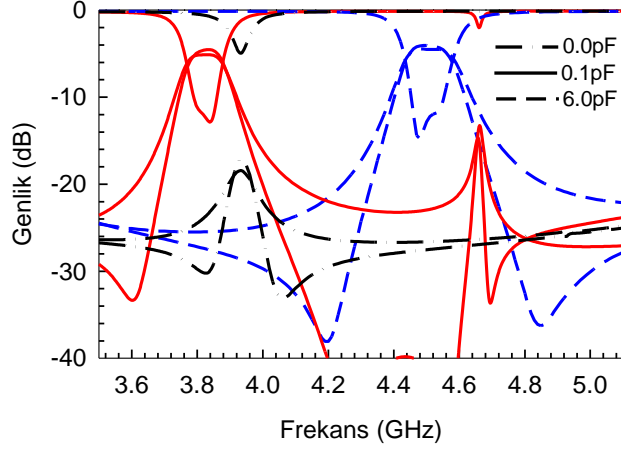
$l_1$ (mm)	$f_{TE_{101}}$ (GHz)	$f_2$ (GHz)
4.7	2.45	4.10
5.0	2.44	4.15
5.3	2.43	4.20
5.6	2.42	4.26
5.9	2.41	4.33
6.2	2.40	4.39

Tablo 6.2: Yarık uzunluğuna göre mod frekansı değişimi.

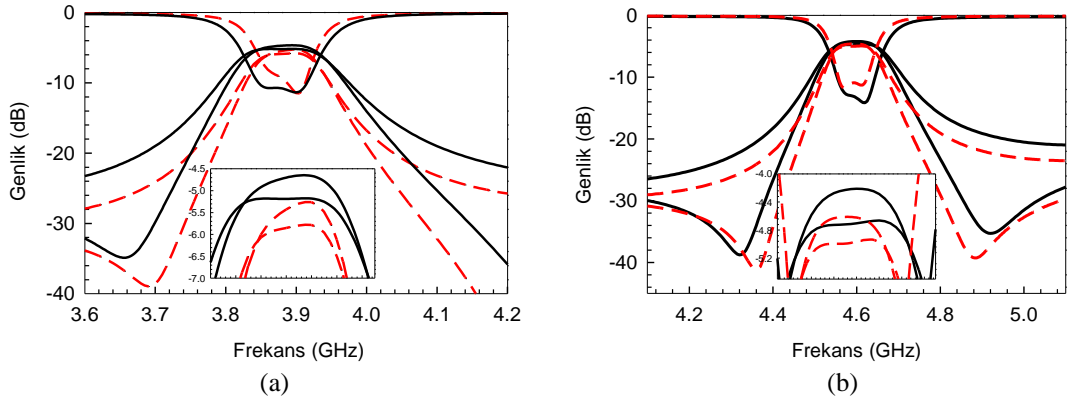
$l_2$ (mm)	$f_{TE_{101}}$ (GHz)	$f_{TE_{102}}$ (GHz)
3.8	2.61	4.26
4.3	2.54	4.19
4.8	2.45	4.11
5.3	2.35	4.02
5.8	2.22	3.93

Bilindiği üzere S band 2-4 GHz, C band 4-8 GHz arasını kapsamaktadır. Tasarımda yarık uzunluğuna ve konumuna bağlı olarak merkez frekans yaklaşık olarak 3.93 GHz ile 4.39 GHz arasında değişmektedir. Merkez frekansı ayarlamak için devrede dört adet kapasite kullanılmıştır. Bunlardan üç tanesi referans kapasitesidir ( $C_r$ ),  $C_p$  ise pertürbasyonu ayarlamak için pertürbasyon viasının olduğu köşede kullanılmıştır. Bu kapasite değerlerine bağlı olarak tasarım S veya C bandında balun

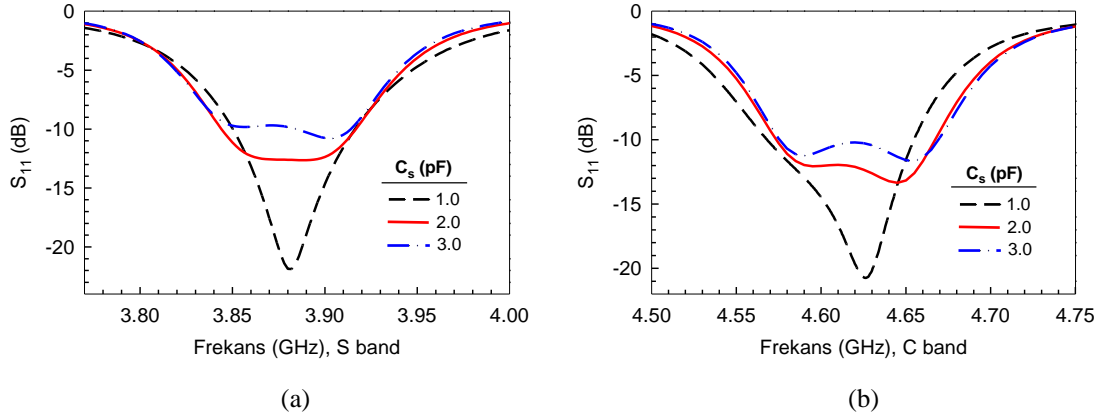
karakteristik elde etmeye elverişlidir. Şekil 6.5'te örnek iki farklı kapasite değerine göre balun filtre karakteristiğinin S bandı ve C bandı bölgesinde elde edilebileceği gösterilmiştir.  $C_r$  ve  $C_p$  kapasiteleri 0 pF olduğunda merkez frekansı 3.93 GHz olan zayıf kuplajlı balun karakteristik şekilde görülmektedir.  $C_r$  kapasitesi 0.1pF alınıp uygun  $C_p$  kapasitesi ile merkez frekans 3.8 GHz'e çekilmiştir. C bandında cevap elde etmek için ise  $C_r$  kapasitesi 6 pF alınıp uygun  $C_p$  değeri ile merkez frekans 4.5 GHz çekilmiştir.



Şekil 6.5: S ve C band DBD balun filtrenin frekans cevabı.



Şekil 6.6:  $C_s$  kapasitesinin frekans cevabına etkisi (a) S band, (b) C band.



Şekil 6.7:  $C_s$  değerine göre  $S_{11}$  değişimi.

**Tablo 6.3:** C bandda  $l_s$  değişimine göre band içi performans.

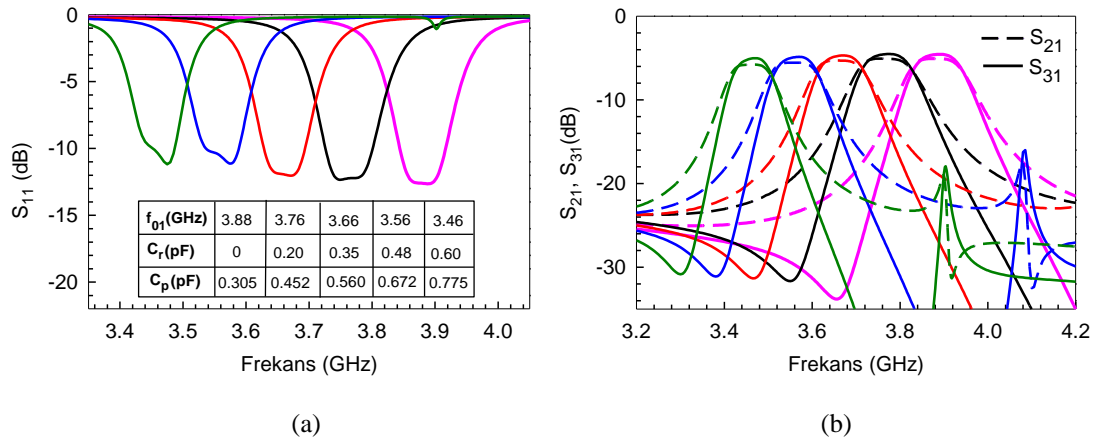
$l_s$ (mm)	$C_r$ (pF)	$f_0$ (GHz)	AGK (dB)	GDK (dB)	GF (dB)	FF (der.)
0.3	6.0	4.505	1.31	11.64	0.44	7.2
	2.0	4.635	1.42	11.34	0.45	7.5
	1.3	4.75	1.60	10.90	0.54	8.3
	1.0	4.85	1.73	9.78	0.64	8.6
	0.8	4.99	1.84	9.54	0.82	11.0
0.9	6.0	4.52	1.05	12.20	0.43	7.7
	2.0	4.64	1.19	12.00	0.54	7.7
	1.3	4.76	1.36	11.71	0.61	8.4
	1.0	4.87	1.56	11.12	0.70	9.4
	0.8	5.00	1.65	9.55	0.81	11.3
1.5	6.0	4.50	1.00	15.14	0.48	8.0
	2.0	4.63	1.09	14.19	0.54	8.7
	1.3	4.76	1.26	12.36	0.59	10.0
	1.0	4.87	1.43	11.89	0.73	11.4
	0.8	5.00	1.68	11.49	0.89	11.5
2.1	6.0	4.50	1.02	14.94	0.43	6.8
	2.0	4.62	1.09	14.37	0.49	7.0
	1.3	4.75	1.23	12.90	0.59	8.4
	1.0	4.86	1.36	12.90	0.73	9.7
	0.8	4.98	1.55	12.76	0.89	11.4
2.7	6.0	4.49	1.14	13.45	0.40	6.3
	2.0	4.62	1.22	13.41	0.44	7.1
	1.3	4.75	1.26	12.94	0.57	7.8
	1.0	4.87	1.43	12.65	0.70	9.3
	0.8	4.98	1.52	12.57	0.78	9.3

**Tablo 6.4:** S bandda  $l_s$  değişimine göre band içi performans.

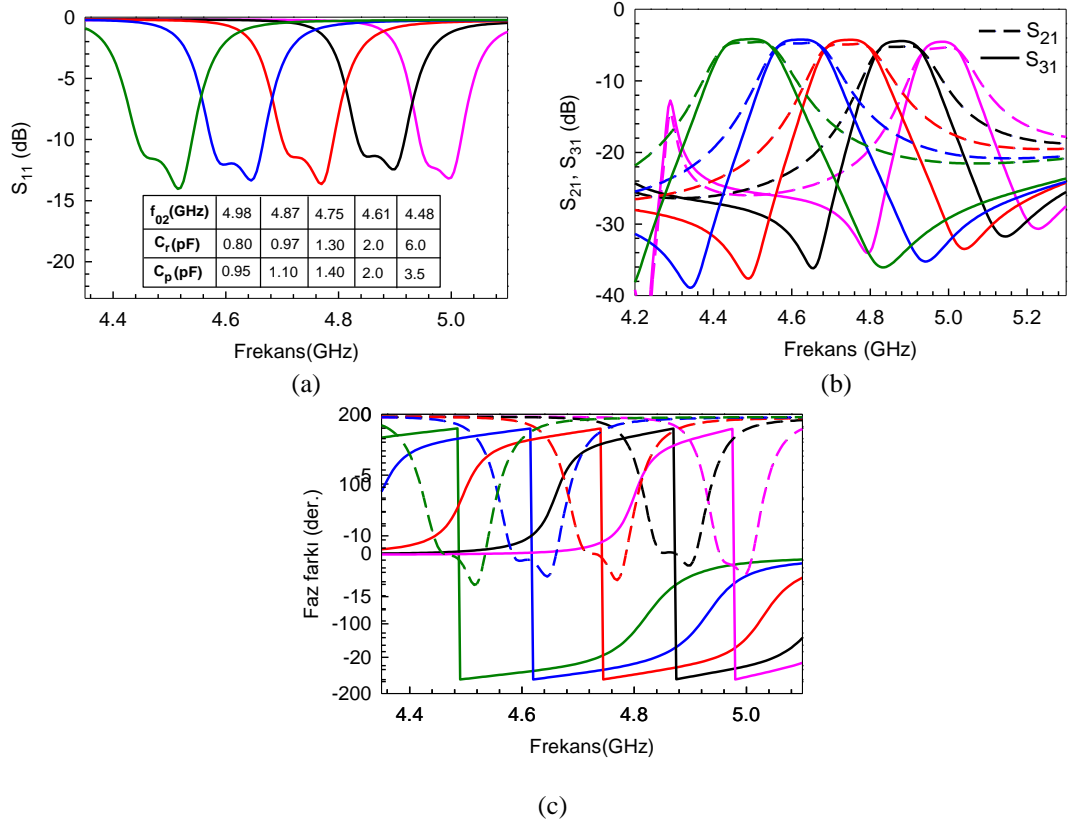
$l_s$ (mm)	$C_r$ (pF)	$f_0$ (GHz)	AGK (dB)	GDK (dB)	GF (dB)	FF (der.)
0.3	0.00	3.88	1.48	12.60	0.51	10.7
	0.20	3.766	1.50	12.09	0.56	11.6
	0.35	3.66	1.67	11.94	0.60	11.95
	0.48	3.56	1.84	10.58	0.69	13.0
	0.60	3.46	2.00	10.35	0.77	13.5
0.9	0.00	3.87	1.43	12.07	0.58	11.60
	0.20	3.76	1.63	10.48	0.62	11.70
	0.35	3.65	1.89	10.39	0.65	11.95
	0.48	3.55	2.14	10.35	0.70	11.75
	0.60	3.47	2.34	9.73	0.77	12.10
1.5	0.00	3.86	1.28	12.28	0.65	13
	0.20	3.75	1.42	10.65	0.73	13.2
	0.35	3.64	1.69	10.32	0.77	13.2
	0.48	3.53	1.87	9.97	0.89	13.7
2.1	0.00	3.86	1.52	9.64	0.65	11.1
	0.20	3.74	1.77	9.26	0.71	12.2
	0.35	3.63	2.09	9.15	0.72	10.5
	0.48	3.54	2.39	9.07	0.77	11.3
2.7	0.00	3.86	1.68	11.13	0.67	10.6
	0.20	3.76	1.95	10.84	0.70	10.3
	0.35	3.67	2.22	10.46	0.74	10.0
	0.48	3.58	2.50	9.50	0.79	10.0

Kuplajı arttırmak amacıyla giriş ve çıkışlarda seri kapasite elemanı kullanılmıştır.  $C_s$  kapasitesi kullanılması durumunda her iki band bölgesinde kuplajın artarak band içi performansta iyileşme sağlandığı Şekil 6.6’da görülmektedir. Kırmızı ile çizilen cevap  $C_s$  kapasitesinin olmadığı, siyah renkle gösterilen  $C_s$  kapasitesinin olduğu cevaptır. Burada  $C_s$  kapasitesinin değeri 2 pF’tır.  $C_s$  kapasite değerine göre  $S_{11}$  değişimi Şekil 6.7’de görülmektedir.  $C_s$  kapasitesinin konumu da tasarım için önemli bir parametredir.  $C_s$  konumuna ( $l_s$ ) göre merkez frekans ( $f_0$ ), araya girme kaybı (AGK), geri dönüş kaybı (GDK), genlik farkı (GF) ve faz farkı (FF) değişimi S ve C bandı için sırasıyla Tablo 6.3 ve 6.4’te sunulmaktadır. Buna göre hangi bandda daha optimum sonuç elde edilmek isteniyorsa seri kapasitenin yerine karar verilebilmektedir.

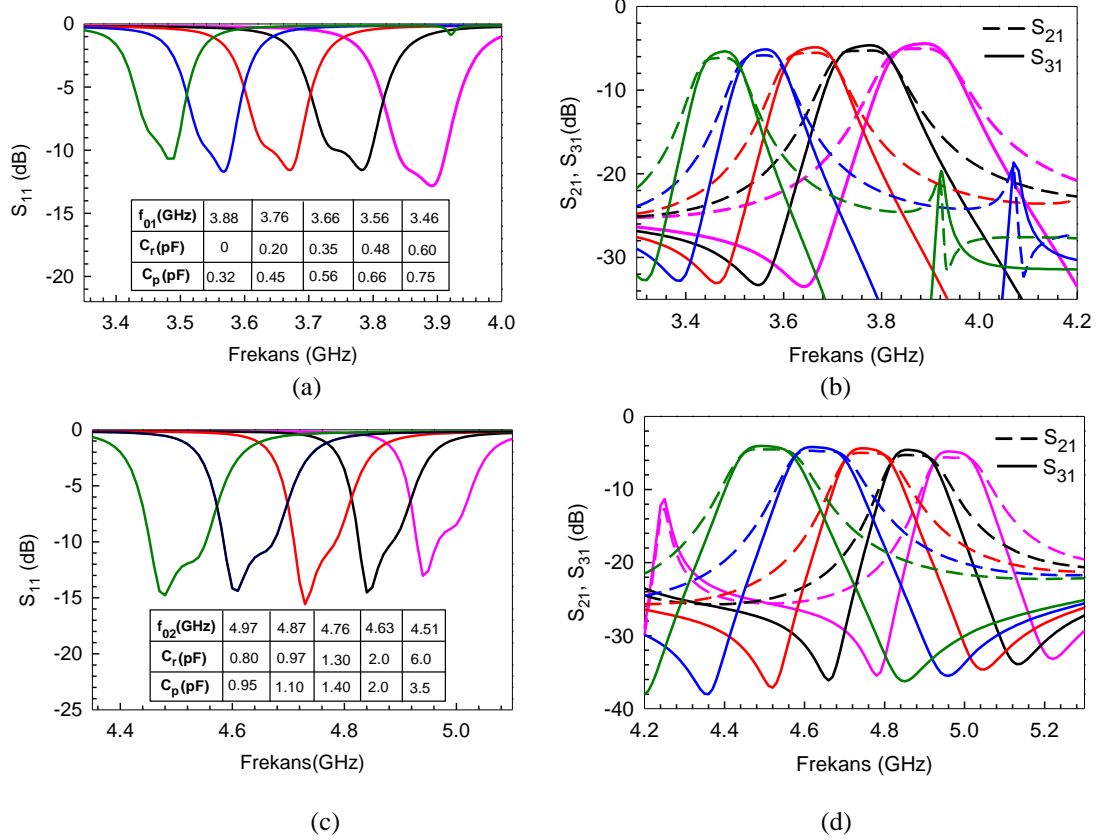
Tablo 6.3 ve 6.4’ten anlaşılacağı üzere S bandında daha iyi bir ayarlama elde etmek için  $C_s$  kapasitesinin konumunun  $l_s=0.3$  mm olması uygundur.  $C_r$  kapasite değeri 0 pF ile 0.60 pF arasında değişirken,  $f_{01}$  3.88 GHz ile 3.46 GHz arasında değişmektedir. Bu durumdaki frekans cevabı Şekil 6.8’de görülmektedir. Burada  $C_p$  kapasite değeri 0.305 pF ile 0.775 pF arasında değişmektedir. Şekil 6.9’da ise C bandı bölgesindeki ayarlama görülmektedir. C bandında merkez frekans ( $f_{02}$ ) 4.48 GHz ile 4.48 GHz arasında değişirken,  $C_r$  kapasite değeri 0.80 pF ile 6.0 pF arasında değerler almaktadır. Bu durumda  $C_p$  kapasite değeri 0.95 pF ve 3.5 pF arasındadır. Burada  $l_s=1.5$ mm’dir. Şekil 6.10’da ise hem S hem de C bandı bölgesinde ayarlama yapmak için  $l_s=0.9$ mm alınmıştır. Şekil 6.10(a) ve 6.10(b)’de S bandı bölgesinde, Şekil 6.10(c) ve 6.10(d)’de ise C bandı bölgesinde merkez frekansın  $C_r$  ve  $C_p$  değerine göre değişimi görülmektedir.



Şekil 6.8:  $l_s=0.3$  mm iken S bandı bölgesinde merkez frekansın ayarlanması (a)  $S_{11}$ , (b)  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ .



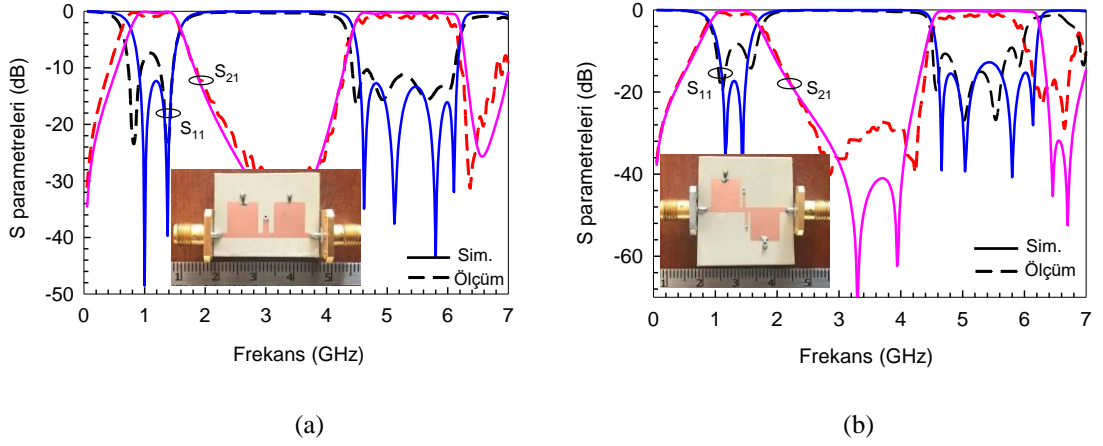
Şekil 6.9:  $l_s = 2.7$  mm iken C bandı bölgesinde merkez frekansın ayarlanması (a)  $S_{11}$ , (b)  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ , (c) değişen kapasite değerlerine göre faz farkı değişimi.



Şekil 6.10:  $l_s = 0.9$  mm iken S bandı bölgesinde merkez frekansın ayarlanması (a)  $S_{11}$ , (b)  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ , C bandı bölgesinde merkez frekansın ayarlanması (c)  $S_{11}$ , (d)  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ .

## 7. DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Bölüm 4.1.1’de verilen kare yama rezonatör ve kısa devre yan hattan oluşan ÇBF#1 ve ÇBF#2 devre prototipleri, 1.27 mm kalınlıkta ve bağıl dielektrik sabiti 10.2 olan Rogers RT6010LM taban malzemesi kullanılarak üretilmiştir. ÇBF#1 devresinin boyutu 27.0x11.5 mm<sup>2</sup>, ÇBF#2 devresinin boyutu ise 25.8x21.2 mm<sup>2</sup>’dir. Üretilen devreler Agilent E5071C ENA Network Analizörü kullanılarak ölçülmüştür. Devrelerin fotoğrafları ve simülasyon ile ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması Şekil 7.1’de verilmektedir. Ölçüm sonuçlarına göre araya girme kaybı ÇBF#1 ve ÇBF#2 için sırasıyla 1.2 dB ve 1.3 dB’dir. Filtre devrelerine ait fiziksel büyüklükler Tablo 7.1’de verilmiştir.



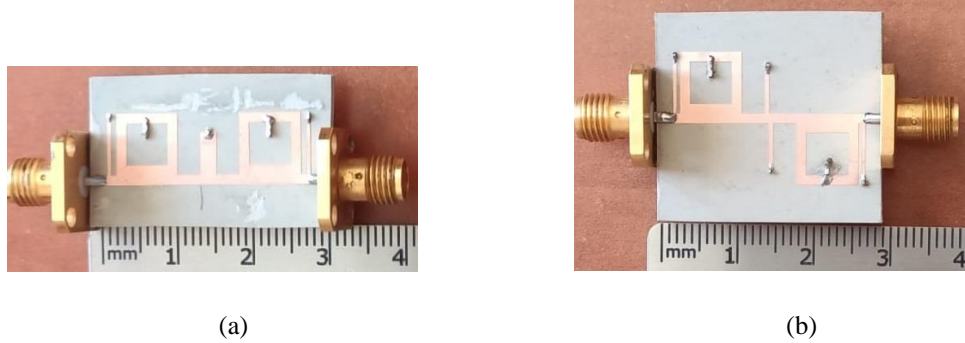
Şekil 7.1: ÇBF devrelerinin fotoğrafları ve simülasyon ile ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması (a)ÇBF#1, (b)ÇBF#2.

Tablo 7.1: ÇBF#1 ve ÇBF#2 devrelerinin boyutlandırılması (mm).

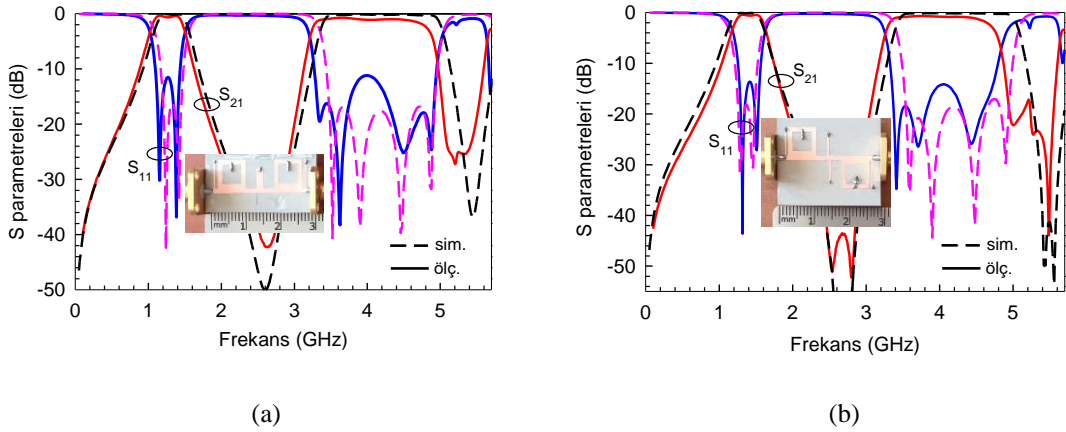
	$w_m$	$w_p$	$w_s$	$l_m$	$l_p$	$l_s$	$d_1$	$d_2$
ÇBF#1	1.2	7.8	0.7	23.	7.8	3.8	1.7	1.3
ÇBF#2	1.2	7.8	0.7	21.	7.8	4.6	1.7	0.7

Bölüm 4.1.2’de sunulan çift bandlı band geçiren filtre prototipleri, 1.27 mm kalınlık ve 10.2 bağıl dielektrik sabitine sahip Rogers RT6010LM kullanılarak üretilmiştir. KHRÇBF#1 ve KHRÇBF#2’nin toplam yüzey alanları sırasıyla 26.0x9.0mm<sup>2</sup> ve 24.4x16.8mm<sup>2</sup>’dir. Devreler Agilent E5071C ENA Network Analizörü kullanılarak ölçülmüştür. Üretilen prototipler Şekil 7.2’de, ölçülen S parametreleri Şekil 7.3’te gösterilmektedir. Ölçüm sonuçlarına göre, KHRÇBF#1’de araya girme kayıpları sırasıyla birinci ve ikinci geçme bandı için yaklaşık 0.63 dB ve 0.96 dB’dir. KHRÇBF#2’de araya girme kayıpları birinci ve ikinci geçme bandı için

sırasıyla yaklaşık 0.59 dB ve 0.83 dB'dir. KHRÇBF#1 düz bir grup gecikmesine sahipken, KHRÇBF#2 daha yüksek seçicilik sunmaktadır. Tasarlanan çift bandlı BGF devreleri, araya girme kaybı ve toplam yüzey alanı açısından avantaj sağlamaktadır.



Şekil 7.2: (a) KHRÇBF#1, (b) KHRÇBF#2 devrelerinin fotoğrafları.

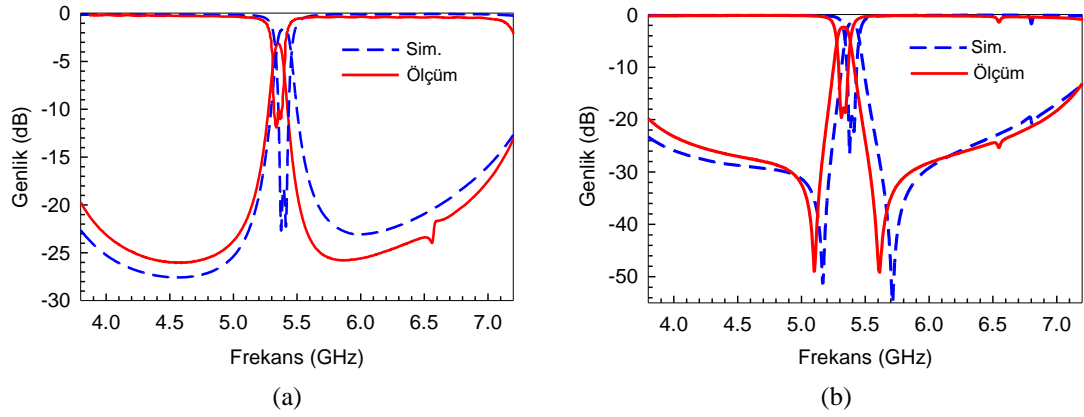


Şekil 7.3: (a) KHRÇBF#1, (b) KHRÇBF#2 devrelerinin ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması.

Bölüm 4.2'de verilen DBD lineer ve kuasi-eliptik filtre devreleri 1.27 mm kalınlık ve 10.2 bağıl dielektrik sabitine sahip Rogers RT6010LM kullanılarak üretilmiş ve performansları test edilmiştir. DBD lineer filtre devresi BGF#1, DBD kuasi-eliptik filtre devresi BGF#2 olarak adlandırılmıştır. Şekil 7.4(a) ve 7.4(b)'de sırasıyla üretilen BGF#1 ve BGF#2 devrelerinin fotoğrafları görülmektedir. Ölçüm için Agilent E5071C ENA ve Keysight N5222A PNA Network Analizörleri kullanılmıştır. Şekil 7.5(a) ve 7.5(b)'de ise ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması verilmektedir. Şekilden de anlaşılacağı üzere ölçüm ve simülasyon sonuçları birbirleriyle uyumludur. Ölçüm sonuçlarına göre BGF#1'nin araya girme kaybı 3.1 dB, geri dönüş kaybı ise 10 dB'den iyidir. BGF#2'nin araya girme kaybı 2.3 dB, geri dönüş kaybı ise 18 dB ölçülmüştür.



Şekil 7.4: Üretilen DBD filtrelerin fotoğrafları (a) BGF#1, (b) BGF#2.

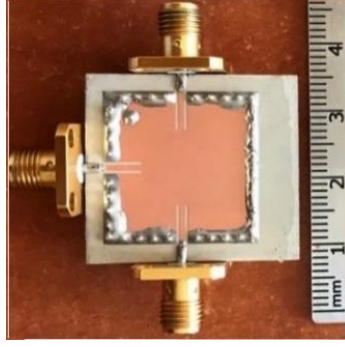


Şekil 7.5: DBD filtrelerin ölçüm ile simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması (a) BGF#1, (b) BGF#2.

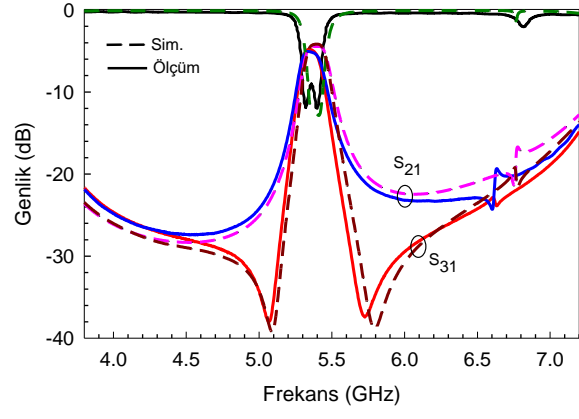
Bölüm 5'te verilen DBD balun BGF, 1.27 mm kalınlığında ve 10.2 bağlı dielektrik sabitine sahip bir RT/Duroid substratı üzerinde tasarlanmış ve üretilmiştir. Üretilen balun filtre, Keysight N5222A PNA Network Analyzer ile ölçülmüştür. Devrenin toplam yüzey alanı  $0.98 \lambda_g \times 0.98 \lambda_g$ 'dir, burada  $\lambda_g$ , merkez frekansta kılavuzlanmış dalga boyunun ifade etmektedir.

Şekil 7.6(a)'da, üretilen DBD balun BGF'nin fotoğrafı, Şekil 7.6(b)'de simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması gösterilmektedir. Geçme bandında araya girme kaybı 3+2 dB olarak ölçülmüştür. DBD balun BGF'nin genlik ve faz dengesi Şekil 7.6(c)'de verilmiştir. Şekilden de görülebileceği gibi, genlik ve faz dengesizlikleri sırasıyla 0.35 dB ve  $180^\circ \pm 8^\circ$  ölçülmüştür. Ayrıca, 5.35 GHz merkez frekansında bu büyüklükler 0.28 dB ve  $3^\circ$  olarak ölçülmüştür. 3-dB KBG merkez frekansta yaklaşık %2.45'tir.

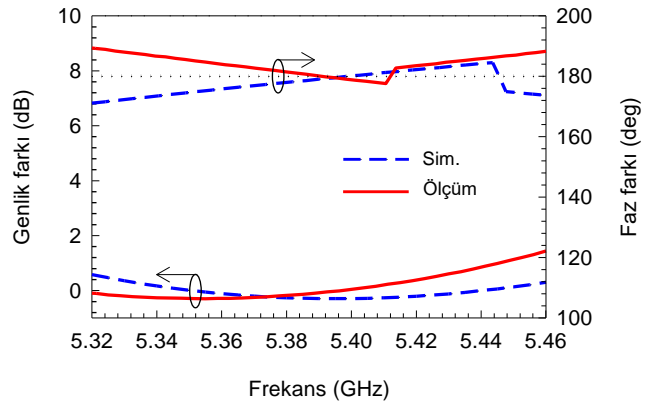




(a)



(b)



(c)

**Şekil 7.6:** DBD balun BGF'nin (a) fotoğrafı, (b) ölçüm ile simülasyon cevaplarının karşılaştırılması, (c) genlik ve faz dengesizliğinin karşılaştırılması.

## 8. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tezde, balun devreler için mikroşerit ve dielektrik tabanda bütünleşmiş dalga kılavuzları kullanılarak çeşitli özelliklerde mikrodalga band geçiren filtreler ile dielektrik tabanda bütünleşmiş dalga kılavuzu balun band geçiren filtre devreleri tasarlanmıştır. Bu devreler aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Kare yama rezonatör ve kısa devre yan hatlı çift bandlı 2./4. dereceden BGF'ler (lineer ve kuasi-eliptik karakteristikte)
- Kare halka rezonatör ve kısa devre yan hatlı çift bandlı N./2N. dereceden BGF'ler (lineer ve kuasi-eliptik karakteristikte)
- Dielektrik tabanda bütünleşmiş dalga kılavuzu BGF'ler (lineer ve kuasi-eliptik karakteristikte)
- S ve C band DBD balun BGF
- S ve C bandında ayarlanabilir DBD balun BGF

Yukarıdaki devrelerinin matematiksel analizlerinin ardından tam dalga elektromanyetik simülatörü (Sonnet 2011) aracılığıyla simülasyonları yapılmıştır. Ayrıca matematiksel analiz ve simülasyon çalışmaları deneysel çalışmalarla desteklenmiştir.

5G'de kullanılması düşünülen MIMO uygulamasına geçilmesiyle birlikte antenlerin önlerinde kullanılacak çok fonksiyonlu devrelerin önemi artacaktır. Gelecek çalışmalar için balun devrelerde kullanılmak üzere, daha düşük boyutlara ve daha yüksek performansa sahip çok modlu/çok bandlı band geçiren filtreler tasarlanması hedeflenmektedir. Ayrıca, daha geniş ayarlama skalasına ve daha yüksek band içi performansa sahip, merkez frekansı S ve C bandında ayarlanabilen dielektrik tabanda bütünleşmiş dalga kılavuzu balun filtre devrelerin tasarımı amaçlanmaktadır.

## 9. KAYNAKLAR

Amari, S., “Direct Synthesis of Folded Symmetric Resonator Filters with Source-Load Coupling”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 11 (6), 264-266, (2001).

Amari, S. and Rosenberg, U., “A Universal Building Block for Advanced Modular Design of Microwave Filters”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 13 (12), 541-543, (2003).

Amari, S. and Rosenberg, U., “Synthesis and Design of Novel In-Line Filters With One or Two Real Transmission Zeros”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52 (5), 1464-1478, (2004).

Atia, A. E. and Williams, E., “Narrow-bandpass waveguide filters”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 20, 258-265, (1972).

Cameron, R.J., “General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47, 433-442, (1999).

Cameron, R.J., “Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for microwave filters”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 51, 1-10, (2003).

Cassivi, Y., Perregrini, L., Arcioni, P., Bressan, M., Wu, K., and Conciauro, G., “Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 12 (9), 333-335, (2002).

Chang, C.-Y. and Hsu, W.-C., “Novel planar, square-shaped, dielectric-waveguide, single-, and dual-mode filters”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50 (11), 2527-2536, (2002).

Cheong, P., Lv, T-S., Choi, W-W., and Tam, K-W., “A Compact Microstrip Square-Loop Dual-Mode Balun-Bandpass Filter With Simultaneous Spurious Response Suppression and Differential Performance Improvement”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 21 (2), 77-79, (2011).

Chu, H. and Chen, J. X., “Dual-Band Substrate Integrated Waveguide Balun Bandpass Filter with High Selectivity”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 24 (6), 379-381, (2014).

Deslandes, D. and Wu, K., “Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 11 (2), 68-70, (2001a).

Deslandes, D. and Wu, K., “Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides”, *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.01CH37157)*, Phoenix, AZ, USA, 2, 619-622, (2001b).

Deslandes, D. and Wu, K., “Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components”, *2002 32nd European Microwave Conference*, Milan, Italy, 1-4, (2002).

Deslandes, D. and Wu, K., “Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54 (6), 2516-2526, (2006).

Eryilmaz, G.E., Karpuz, C. and Gorur, A., “Dual-mode microstrip filters with adjustable transmission zeros”, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2 (8), 839–847, (2008).

Feng, W. and Che, W., “Wideband Balun Bandpass Filter Based on a Differential Circuit”, *Microwave Symposium Digest (MTT), IEEE MTT-S International, Montreal, QC*, 1-3, (2012).

Gorur, A., “Description of coupling between degenerate modes of a dual-mode microstrip loop resonator using a novel perturbation arrangement and its dual-mode bandpass filter applications”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52 (2), 671-677, (2004).

Hickle, M. D. and Peroulis, D., “A widely-tunable substrate-integrated balun filter”, *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Honolulu, HI, USA, 274-277, (2017).

Hong, J. and Lancaster, M., “Design of Highly Selective Microstrip Bandpass Filters with a Single Pair of Attenuation Poles at Finite Frequencies”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 48 (7), 1098-1107, (2000).

Hong, J-S. and Lancaster M.J., *Microstrip filters for RF/microwave applications*, New York: JohnWiley&Sons, Inc., 235-272, (2001).

Hong, J.-S., Shaman, H. and Chun, Y.-H., “Dual-Mode Microstrip Open-Loop Resonators and Filters”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55 (8), 1764-1770, (2007).

Huang, F., Wang, J., and Zhu, L., “A New Approach to Design a Microstrip Dual-Mode Balun Bandpass Filter”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 26 (4), 252-254, (2016).

Jung, E. Y. and Hwang, H. Y., “A Balun-BPF Using a Dual Mode Ring Resonator”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 17 (9), 652-654, (2007).

Karpuz, C., Unuk, G.B.F. and Özdemir, P.Ö., “Novel Design Concept for Microstrip Dual Band Bandpass Filter by Using Patch Loaded Resonator and Short-Circuited Stub”, *2020 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Hong Kong, Hong Kong, 1024-1026, (2020).

Karpuz, C. and Özdemir, P. Ö., “Design of Fourth Order Microstrip Filter Using the Open Loop Resonator with a Novel Interdigital Loading Element”, *2017 International Microwave Symposium (IMS)*, Hawaii, (2017).

Kordiboroujeni, Z. and Bornemann, J., “New Wideband Transition From Microstrip Line to Substrate Integrated Waveguide”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62 (12), 2983-2989, (2014).

Levy, R., “Direct synthesis of cascaded quadruplet (CQ) filters”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43 (12), 2940–2945, (1995).

Li, X., Tzuang, C.-K. C. and Wu, H.-S., “Dispersion characteristic a periodic substrate integrated waveguide of parallel metallic plates”, *2014 International Conference on Numerical Electromagnetic Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO)*, Pavia, Italy, 1-4, (2014).

Özdemir, P. Ö., Öztürk, A., Görür, A. K., Karpuz, C. and Görür, A., “An Alternative Application to Tune the Center Frequency of a Microstrip Balun Bandpass Filter”, *2019 European Microwave Conference in Central Europe (EuMCE)*, Prague, Czech Republic, 162-165, (2019).

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

Quendo, C., Rius, E. and Person, C., “Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators based on stepped-impedance stubs and different-length stubs”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52, 1034-1044, (2004).

Sonnet, User’s Manual, Version 14, *Sonnet Software*, North Syracuse, NY, June 2011.

Sun, S. and Menzel, W., “Novel Dual-Mode Balun Bandpass Filters Using Single Cross-Slotted Patch Resonator”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 21 (8), 415-417, (2011).

Wong, S.-W., Chen, R.S., Wang, K., Chen Z.-N. and Chu, Q.-X., “U-Shape Slots Structure on Substrate Integrated Waveguide for 40-GHz Bandpass Filter Using LTCC Technology”, *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 5 (1), 128-134, (2015).

Wu, L-S., Guo, Y-X., Mao, J-F., and Yin, W-Y., “Design of a Substrate Integrated Waveguide Balun Filter Based on Three-Port Coupled-Resonator Circuit Model”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 21 (5), 252-254, (2011).

Xu, F. and Wu, K., “Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53 (1), 66-73, (2005).

Zakharov, A. and Litvintsev, S., “Expanding functionality of dual-mode resonators and filters using nonuniform transmission line structural elements”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 69, 3124-3135, (2022).

Zhou, L.-H, Tang, H., Chen, J.-X., and Bao Z.-H., “Tunable Filtering Balun with Enhanced Stopband Rejection”, *Electronics Letters*, 48 (14), (2012).

Zhu, C., Xu, J., Kang, W., Hu, Z. and Wu, W., “Design of miniaturised balun filter with tunable power division ratio and centre frequency”, *Electronics Letters*, 53 (12), 787-789, (2017).