

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

**DİELEKTRİK TABANDA BÜTÜNLEŞTİRİLMİŞ DALGA KILAVUZU**  
**REZONATÖRLER İLE AYARLANABİLİR 2N DERECEDEKİ**  
**MİKRODALGA FİLTRE TASARIMI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**HURİYE ŞENOL EVDÜZEN**

**DENİZLİ, OCAK - 2022**

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



**DİELEKTRİK TABANDA BÜTÜNLEŞTİRİLMİŞ DALGA KILAVUZU  
REZONATÖRLER İLE AYARLANABİLİR 2N DERECEDEDEN  
MİKRODALGA FİLTRE TASARIMI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**HURİYE ŞENOL EVDÜZEN**

**DENİZLİ, OCAK - 2022**

**Bu tez çalışması 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.**

**HURİYE ŞENOL EVDÜZEN**

## ÖZET

**DİELEKTRİK TABANDA BÜTÜNLEŞTİRİLMİŞ DALGA KILAVUZU  
REZONATÖRLER İLE AYARLANABİLİR 2N DERECEDEN  
MİKRODALGA FİLTRE TASARIMI  
YÜKSEK LİSANS TEZİ  
HURİYE ŞENOL  
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI  
(TEZ DANIŞMANI:PROF. DR. CEYHUN KARPUZ)**

**DENİZLİ, OCAK - 2022**

Filtreler, son yıllarda RF/Mikrodalga uygulamalarının gelişimiyle ve mobil iletişim sistemlerinde artan gelişmeler nedeniyle önem kazanmaktadır. Artan gelişmelerle birlikte küçük boyut, düşük kayıp, hafiflik, istenen yüksek seçicilik gibi faktörler tasarımlarda arzu ve önem arz etmektedir.

Bu tez çalışmasında mikroşerit açık halka rezonatör tasarlanmış daha sonra bu rezonatöre inter dijital parmaklar aracılığıyla kapasitif yükleme yapılarak çeşitli filtre tasarımları gerçekleştirilmiştir. İnterdijital parmaklar aracılığıyla kapasitif yükleme yapılmış ayarlanabilir özellikte çift modlu çift bandlı band geçiren filtre tasarımı yapılmıştır. Bu çift modlu çift bandlı band geçiren filtre tasarımının kuplaj matrisi sentezi yöntemiyle teorik olarak da frekans cevabı elde edilmiştir. Yapılan tasarımlardan yola çıkılarak Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzu (DBD) olarak adlandırılan yapılarla mikrodalga filtre tasarımları sunulmaktadır. Sonraki çalışmalarda minyatürleşmeyi sağlamak amacıyla Yarı Mod Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzu (YDBD) yapıya geçilerek tasarımlar yapılmıştır. Yapılan tasarımlarda her bir rezonatörün ardışık bağlanması suretiyle 2N dereceden mikrodalga filtre tasarımları gerçekleştirilmiştir. Tasarımlardaki parametrelerin değişiminin frekans cevabına etkileri detaylı olarak incelenmiştir.

Tez kapsamında RT/Duroid 5880 taban üzerinde tasarlanan kapasitif yükleme elemanları kullanılan çift modlu çift bandlı band geçiren filtre baskı devre teknolojisiyle basılmış, devrenin tam dalga elektromanyetik simülasyon programında gerçekleşen simülasyon sonucu ile imal edilen devrenin ölçüm sonucu karşılaştırılmıştır. Sonuçlar birbirine benzer ve uyumlu bir şekilde elde edilmiştir.

**ANAHTAR KELİMELER:** Band geçiren filtre, Dielektrik tabanda bütünleştirilmiş dalga kılavuzu, Yarı mod dielektrik tabanda bütünleştirilmiş dalga kılavuzu, Kapasitif yükleme, Ayarlanabilir filtre.

## **ABSTRACT**

### **TUNABLE 2N DEGREES MICROWAVE FILTER DESIGN WITH INTEGRATED WAVE GUIDING RESONATORS IN DIELECTRIC BASE**

**MSC THESIS**

**HURİYE ŞENOL EVDÜZEN**

**PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE**

**ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING**

**(SUPERVISOR: PROF. DR. CEYHUN KARPUZ)**

**DENİZLİ, JANUARY 2022**

Filters have gained importance in recent years due to the increasing developments in RF/Microwave applications and mobile communication systems. With increasing developments, factors such as small size, low loss, lightness, high selectivity are desirable and important in designs.

In this thesis, a microstrip open-loop resonator was designed and then various filter designs were carried out by capacitive loading to this resonator through interdigital fingers. A dual-mode dual-band band-pass filter design with capacitive loading is made through interdigital fingers. The theoretical frequency response of this dual-mode dual-band bandpass filter design is obtained by coupling matrix synthesis method. Based on the designs made, microwave filter designs are presented with structures called Substrate Integrated Waveguide (SIW). In the following studies, designs were made by switching to Integrated Waveguide (HMSIW) structure in Half-Mode Substrate Integrated Waveguide in order to ensure miniaturization. In the designs made, 2N order microwave filter designs were realized by connecting each resonator sequentially. The effects of the variation of the parameters in the designs on the frequency response are examined in detail.

Within the scope of the thesis, the dual-mode dual-band band-pass filter using the capacitive loading elements designed on the RT/Duroid 5880 base was printed with the printed circuit technology, the simulation result of the full-wave electromagnetic simulation program of the circuit and the measurement result of the manufactured circuit were compared. The results were obtained in a similar and compatible way.

**KEYWORDS:** Bandpass filter, Substrate Integrated waveguide, Half Mode Substrate Integrated waveguide, Capacitive Loading, Tunable filter.

# İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	i
ABSTRACT .....	ii
İÇİNDEKİLER .....	iii
ŞEKİL LİSTESİ .....	v
TABLO LİSTESİ .....	viii
SEMBOL LİSTESİ .....	ix
ÖNSÖZ.....	x
<b>1. GİRİŞ.....</b>	<b>1</b>
1.1 Tezin Amacı .....	2
1.1.1 Tezin Önemi .....	2
1.1.2 Literatür Özeti.....	3
<b>2. MİKRODALGA DEVRE ANALİZİ VE SENTEZİ .....</b>	<b>14</b>
2.1 Mikrodalga Devre Analizi .....	14
2.1.1 Devre Değişkenleri .....	14
2.1.2 Saçılma Parametreleri .....	15
2.1.3 Kısa Devre Admitans Parametreleri .....	16
2.1.4 Açık Devre Empedans Parametreleri.....	17
2.1.5 ABCD Parametreleri.....	17
2.2 Mikrodalga Devre Sentezi.....	18
2.2.1 Genel Kuplaj Matrisi Yöntemi .....	18
2.2.2 Çevrim ve Düğüm Denklem Takımları.....	18
2.2.3 Genel Kuplaj Matrisi .....	23
<b>3. DİELEKTRİK TABANDA BÜTÜNLEŞTİRİLMİŞ DALGA</b>	
<b>KILAVUZLARI .....</b>	<b>24</b>
3.1 Tasarım Parametreleri .....	28
3.2 Kayıplar ve Azaltılması.....	31
3.3 Üretim Teknolojileri.....	31
<b>4. ÇİFT MODLU ÇİFT BANDLI BAND GEÇİREN FİLTRE</b>	
<b>TASARIMLARI.....</b>	<b>33</b>
4.1 Çift Modlu Çift Bandlı Band Geçiren Filtre Tasarım Prosedürleri....	33
4.2 Çift Modlu Çift Bandlı Band Geçiren Filtre İçin Kuplaj Matrisi	
Sentezi .....	44
4.2.1 Rasyonel Fonksiyon Seçimi.....	44
4.2.2 Hurwitz Faktörizasyonu.....	45
4.2.3 Kuplaj Matrisi Oluşturulması ve Normalize Frekans Cevabının	
Elde Edilmesi.....	47
<b>5. AYARLANABİLİR DBD ve YDBD FİLTRE TASARIMLARI .....</b>	<b>50</b>
<b>6. DBD ve YDBD YAPILAR KULLANILARAK 2N DERECEDEDEN</b>	
<b>MİKRODALGA FİLTRE TASARIMI .....</b>	<b>60</b>
6.1 Açık Halka Rezonatör Kullanılarak 2N Dereceden Mikrodalga	
Filtre Tasarımları .....	60
6.2 Kare Halka Rezonatör Kullanılarak 2N Dereceden Mikrodalga	
Filtre Tasarımları .....	63
6.3 YDBD Yapılar Kullanılarak 2N Dereceden Mikrodalga Filtre	
Tasarımları.....	66

<b>7. SONUÇ VE ÖNERİLER .....</b>	<b>69</b>
<b>8. KAYNAKLAR.....</b>	<b>70</b>



## ŞEKİL LİSTESİ

### Sayfa

Şekil 1.1: 2-kutuplu DBD filtre örneği. ....	4
Şekil 1.2: Minimum varaktör kapasitesi(0.25pF) için ideal cevap(kesikli) ve tasarlanan filtrenin simülasyon cevabı(kalın). ....	4
Şekil 1.3: Varaktör kapasitansı 0.25pF'tan 1pF'a kadar değişen üretilen filtreye ait simülasyon cevabı.....	4
Şekil 1.4: Üstten görünüm: Önerilen isteğe bağlı olarak ayarlanabilen filtrenin düzeni. ....	5
Şekil 1.5: Alttan görünüm: Önerilen isteğe bağlı olarak ayarlanabilen filtrenin alt metal katmanı. ....	5
Şekil 1.6: 000 ile 111 arasındaki tüm farklı durumlar için ayarlanabilir filtrenin $S_{21}$ cevapları. ....	5
Şekil 1.7: 000 ile 111 arasındaki tüm farklı durumlar için ayarlanabilir filtrenin $S_{11}$ cevapları. ....	6
Şekil 1.8: (a) Düzen şeması (b) Rezonansta elektrik alanı dağılımı. ....	6
Şekil 1.9: Öngerilim devre ile ayarlanabilir rezonatörün düzeni. A, B ve C bağlantı noktaları üç farklı rezonatör sunar (A, B ve C). ....	6
Şekil 1.10: Farklı ayar konfigürasyonları ve aynı kapasitans değeri olan rezonatörler için simülasyon sonuçları.....	7
Şekil 1.11: Uygulanan dc voltajı ile Rezonatör A için geri dönüş ve ekleme kayıpları.....	7
Şekil 1.12: Uygulanan dc voltajı ile Rezonatör B için geri dönüş ve ekleme kayıpları.....	8
Şekil 1.13: Uygulanan dc voltajı ile Rezonatör C için geri dönüş ve ekleme kayıpları.....	8
Şekil 1.14: Tasarlanan filtre frekans cevap karşılaştırması.....	8
Şekil 1.15: Basılan devre. ....	9
Şekil 1.16: Yan Hat kapasitör yüklü YDBD yapısı. ....	9
Şekil 1.17: Önerilen çift bantlı BPF'nin şeması. ....	9
Şekil 1.18: Karşılık gelen eşdeğer devre.....	10
Şekil 1.19: Ayarlanabilir çift bantlı BPF'nin şeması.....	10
Şekil 1.20: $S_{11}$ sonuçları. ....	10
Şekil 1.22: Çift kapasitif yüklü DBD boşluk rezonatörü. a) Perspektif görünüm. b) Üstten görünüm. c) Yan görünüm. ....	11
Şekil 1.23: Devre modeli ve simülasyon iletim yanıtlarının karşılaştırılması. ....	12
Şekil 1.24: Ölçülen ve simüle edilen devre fotoğrafı ve S parametreleri. ....	12
Şekil 1.25: a) Tek bantlı rezonatör b) önerilen çift bantlı rezonatör.....	12
Şekil 1.26: Devrenin frekans cevabı. ....	13
Şekil 2.1: İki kapılı devre modeli.....	14
Şekil 3.1: Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzu (DBD) temel yapısı. ....	24
Şekil 3.2: YDBD 'nin şematik taslağı.....	26
Şekil 3.3: DBD ve YDBD boşluğu için temel modun elektrik alan dağılımları. ....	26
Şekil 3.4: YDBD'nin DBD'den gelişimi. ....	27
Şekil 3.5: YDBD ve DBD'de baskın mod. ....	28

Şekil 3.6: Temel DBD Yapısı. ....	28
Şekil 3.7: Dikdörtgen Dalga kılavuzu. ....	29
Şekil 3.8: DBD yapısının parametreleri. ....	30
Şekil 4.1: Tasarlanan rezonatörün konfigürasyonu. ....	33
Şekil 4.2: Tasarlanan rezonatörün frekans cevabı. ....	34
Şekil 4.3: İnterdijital parmaklar ve geçiş noktaları kullanılarak tasarlanan rezonatör. ....	34
Şekil 4.4: İnterdijital parmaklar eklenmesi suretiyle oluşan rezonatörün frekans cevabı. ....	35
Şekil 4.5: İnterdijital yükleme elemanının frekans cevabına etkisi. ....	36
Şekil 4.6: İnterdijital parmakların uzunluğu ile mod frekanslarının ilişkisi. ....	37
Şekil 4.7: Köşede tek geçiş noktası bulunan tasarım. ....	37
Şekil 4.8: Önerilen devrenin frekans cevabı. ....	38
Şekil 4.9: $l_v$ parametresinin frekans cevabına etkisi. a) $S_{11}$ . b) $S_{21}$ . ....	39
Şekil 4.10: Tasarlanan filtrenin yapısı. ....	40
Şekil 4.11: Tasarlanan filtrenin frekans cevabı. ....	40
Şekil 4.12: Geçiş noktalarının konumu olan ( $l_v$ ) parametresinin frekans cevabına etkisi a) $S_{11}$ . b) $S_{21}$ . ....	41
Şekil 4.13: Metal geçiş noktalarının çapı olan $d$ parametresinin değişiminin frekans cevabına etkisi. a) $S_{11}$ . b) $S_{21}$ . ....	41
Şekil 4.14: İnterdijital parmakların uzunluğu olan $l_i$ parametresinin değişiminin frekans cevabına etkisi. a) $S_{11}$ . b) $S_{21}$ . ....	42
Şekil 4.15: $w_s$ parametresinin değişiminin frekans cevabına etkisi. a) $S_{11}$ . b) $S_{21}$ . ....	43
Şekil 4.16: Basılan devrenin fotoğrafı. ....	43
Şekil 4.17: Simülasyon ve ölçüm sonuçların karşılaştırılması. ....	43
Şekil 4.18: Tasarlanan devrenin rasyonel fonksiyon ile saçılma parametrelerinin cevabı. ....	45
Şekil 4.19: Rasyonel Fonksiyondan Elde Edilen Saçılma Parametreleriyle Hurwitz Faktörizasyonu Sonucu Elde Edilen Sonuçların Karşılaştırılması. ....	46
Şekil 4.20: Rasyonel fonksiyondan ve kuplaj matrisinden elde edilen normalize frekans cevabının karşılaştırılması. ....	49
Şekil 5.1: Tasarlanan devre. ....	47
Şekil 5.2: Tasarlanan devrenin $S$ parametreleri. ....	48
Şekil 5.3: $w_s$ parametresinin frekans cevabına etkisi. ....	48
Şekil 5.4: $l_i$ parametresinin frekans cevabına etkisi. ....	49
Şekil 5.5: YDBD yapısı (Huang, 2013). ....	49
Şekil 5.6: DBD ve YDBD alan dağılımları karşılaştırması (He ve diğ. 2011). ....	50
Şekil 5.7: Tasarlanan DBD filtre. ....	50
Şekil 5.8: DBD filtrenin $S$ parametreleri. ....	51
Şekil 5.9: Tasarlanan YDBD filtre. ....	51
Şekil 5.10: Tasarlanan YDBD filtrenin frekans cevabı. ....	52
Şekil 5.11: DBD ve YDBD filtrenin frekans cevabı karşılaştırılması. ....	52
Şekil 5.12: İkinci bandın ortaya çıkışı. ....	53
Şekil 5.13: İlk bandın merkez frekansı için akım yoğunlukları. ....	53
Şekil 5.14: İkinci bandın merkez frekansı için akım yoğunlukları. ....	54
Şekil 5.15: Kapasitenin frekans cevabına etkisi. ....	54
Şekil 5.16: Tasarlanan YDBD filtre. ....	55

Şekil 5.17: Üst kısımlarda bulunan geçiş noktalarının $d$ parametresinin değişimi. ....	56
Şekil 5.18: $l_v$ parametresinin YDBD filtre için $S$ parametreleri. ....	57
Şekil 5.19: $y$ parametresinin değişiminin $S$ parametrelerine etkisi. ....	58
Şekil 6.1: Tasarlanan $2N$ mod filtre tasarımı. ....	61
Şekil 6.2: Filtrenin frekans cevabı. ....	61
Şekil 6.3: $l_v$ parametresinin frekans cevabına etkisi. ....	62
Şekil 6.4: $l_1$ parametresinin $S$ parametrelerine etkisi. ....	63
Şekil 6.5 : $N = 1$ için tasarlanan devre. ....	63
Şekil 6.6: Tasarlanan devrenin frekans cevabı. ....	64
Şekil 6.7: $N = 2$ için tasarlanan devre. ....	64
Şekil 6.8 : $N = 2$ için frekans cevabı. ....	64
Şekil 6.9: $N = 3$ için tasarlanan devre. ....	65
Şekil 6.10: $N = 3$ için tasarlanan devrenin frekans cevabı. ....	65
Şekil 6.11 : $N = 4$ için tasarlanan devre. ....	65
Şekil 6.12 : $N = 4$ için tasarlanan devrenin frekans cevabı. ....	65
Şekil 6.13: Tasarlanan $2N$ mod YDBD devre. ....	66
Şekil 6.14: $l_x$ parametresinin frekans cevabına etkisi. ....	66
Şekil 6.15: $h_p$ parametresinin değişiminin frekans cevabına etkisi. ....	67
Şekil 6.16: $h_p$ parametresiyle mod oluşunun gösterilmesi. ....	67
Şekil 6.17: Tasarlanan devrenin frekans cevabı. ....	68

## TABLO LİSTESİ

### Sayfa

Tablo 4.1: Rezonatör boyutları.....	34
Tablo 4.2: Önerilen interdijital parmak ekli rezonatörün boyutları.....	36
Tablo 4.3: Filtrenin boyutları (mm).....	38
Tablo 4.4: Parametrelerin boyutları (mm).....	39
Tablo 4.5: Saçılma parametrelerine ait iletim ve yansıma sıfırları.....	45
Tablo 4.6: Hesaplanan rezidüler, özdeğerler ve özvektörler.....	48

## SEMBOL LİSTESİ

<b>DBD</b>	:	Dielektrik tabanda bütünleştirilmiş dalga kılavuzu
<b>YDBD</b>	:	Yarı tabanda dielektrik bütünleştirilmiş dalga kılavuzu
<b>TE</b>	:	Transverse electric (Enine elektrik alan bileşeni)
<b>TM</b>	:	Transverse magnetic (Enine elektromanyetik alan bileşeni)
<b>S<sub>21</sub></b>	:	Araya girme kaybı (İletim katsayısı)
<b>S<sub>11</sub></b>	:	Geri dönüş kaybı (Yansıma katsayısı)
<b><math>\epsilon</math></b>	:	Dielektrik sabiti
<b><math>\epsilon_r</math></b>	:	Malzemenin bağıl dielektrik sabiti
<b><math>\mu</math></b>	:	Manyetik geçirgenlik sabiti
<b><math>f_c</math></b>	:	Kesim frekansı
<b><math>\lambda_g</math></b>	:	Kılavuzlanmış dalga boyu
<b><math>Z_0</math></b>	:	Karakteristik empedans
<b><math>Z_{in}</math></b>	:	Giriş empedansı
<b><math>Y_{in}</math></b>	:	Giriş admitansı
<b>KGB</b>	:	Kısmi Band Genişliği

## ÖNSÖZ

Çalışmalarım sırasında bana yardımcı olan danışman hocam sayın Prof. Dr. Ceyhun KARPUZ'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım. Yardımını benden hiçbir zaman esirgemeyen Dr. Öğr. Üyesi Pınar Öztürk ÖZDEMİR'e ve Arş. Gör. Gülfem Balasu Fırat UNUK'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Eğitim hayatım boyunca desteklerini hiçbir zaman benden esirgemeyen kıymetli aileme sonsuz teşekkür ederim. Tez yazım aşamasında manevi desteklerini benden hiçbir zaman esirgemeyen kıymetli eşim Raşit EVDÜZEN'e sonsuz teşekkür ederim.

# 1. GİRİŞ

Filtreler, mikrodalga mühendisliği ve haberleşme sistemlerinde gün geçtikçe artmakta olan büyük bir öneme sahiptir. RF/Mikrodalga uygulamalarında filtreler önemli yere sahiptirler. Kablosuz iletişimdeki hızlı gelişmeler sebebiyle milimetrik dalgalar için her geçen gün yeni uygulamalar geliştirilmekle birlikte, kablosuz sistemlere ilgi artarak devam etmektedir. Kablosuz iletişimdeki artan bu gelişim filtrelerin çalışma sahasını giderek artırmaktır. Filtrede tasarımı iyileştirecek olan kompakt, yüksek verim, yüksek seçicilik, düşük maliyet gibi özelliklerin bulunması istenir. Bu özelliklerden birkaçını bir arada sağlamak zor olsa da bunun için tasarımlar, düşük maliyet ve seri üretim sağlanabilecek şekilde geliştirilmeye devam edilmektedir. Ayrıca bu tasarımlardan beklenen bir diğer ve en önemli özelliklerden biri de minyatürleşmedir.

Yüksek verimli, entegre edebilme yöntemlerinin düşük maliyetli bir şekilde birleştirilmesi beklenmektedir. DBD, düzlemsel baskılı devrelerin ve metalik dalga kılavuzlarının avantajlarının çoğunu birleştirmesi sebebiyle son yıllarda ilgi görmektedir. Bu doğrultuda, bu tez çalışması kapsamında literatürde yaygın bir şekilde kullanılmaya başlanan Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzu (DBD) kullanılarak çeşitli filtre tasarımları yapılmıştır. DBD yapının beslemelerden itibaren kesilmesiyle oluşan YDBD tasarımlara da yer verilmiştir. Ayarlanabilir özelliğe sahip çift bantlı çift modlu filtre tasarımları yapılmıştır. Sonrasında ise tezin nihai hedefi olan 2N dereceden filtre tasarımlarına geçilmiştir. Tüm tasarımlar tam dalga elektromanyetik simülasyon programıyla gerçekleştirilmiş ve bu çalışmalardan kapasitif yükleme elemanları ile tasarlanan çift modlu çift bantlı band geçiren filtre baskı devre teknolojisi ile üretilerek deneysel ölçüm sonuçları da elde edilmiştir.

## 1.1 Tezin Amacı

Filtreler birçok mikrodalga ve milimetre dalga sisteminde kullanılmaktadır. Bu yüzden mikrodalga mühendisliği alanında büyük önem taşır. Mikrodalga tekniği ve haberleşme sistemleri alanında hızlı gelişim ve artan iletişim frekansı söz konusudur. Günümüz iletişim sistemleri bu yüzden yüksek performansa sahip ve diğer devre elemanlarına kolaylıkla entegre edilebilen filtrelere ihtiyaç duyulmaktadır. Literatürde mikrodalga filtre tasarımı konusunda pek çok çalışmaya rastlanmaktadır. Fakat bu çalışmaların içinde yüksek performanslı ve minyatür ayarlanabilir filtre sayısı yeterli değildir. Bu sebeple bu tez çalışmasında, düşük kayıplı ve düşük boyutlara sahip 2N dereceden Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzu yapıları kullanılarak yüksek kalite faktörüne sahip, minyatür ayarlanabilir filtre tasarımı amaçlanmıştır. Daha minyatür bir devre tasarlamak amacıyla bu tez çalışmasında kapasitif yüklemeye kullanılacaktır. Tasarlanan devrelerin hem teorik hem de deneysel performansları test edilecektir.

### 1.1.1 Tezin Önemi

Mikrodalga filtreler haberleşme ve radar sistemleri, RF alıcı-verici modülleri vb. çeşitli pek çok alanda kullanılmaktadır. Dikdörtgen dalga kılavuzları, mikro şerit yapılar, DBD gibi pek çok yapı mikrodalga filtreyi gerçeklemek için kullanılmaktadır. DBD, dikdörtgen dalga kılavuzlarıyla benzer propagasyon karakteristiği gösterdiği için bu açıdan önemlidir. Çünkü, dikdörtgen dalga kılavuzlarında kullanılan analiz yöntemleri bu benzer propagasyon karakteristiği dolayısıyla DBD dalga kılavuzlarının analizinde de kullanılabilir. Metalik dalga kılavuzlarında gözlenen yüksek Q faktörü ve yüksek güç kullanımı gibi özellikler DBD' de de bulunmaktadır.

Mikro şerit iletim hatları küçük boyutlardadır ve seri üretime uygundur. DBD ile mikro şerit iletim hatlarını karşılaştırdığımızda, mikro şerit DBD'ye göre daha yüksek kayıplıdır. Dikdörtgen dalga kılavuzları ise düşük kayıplara sahiptir ancak boyutları büyük ve üretimleri yüksek maliyete sebep olmaktadır. DBD'yi dikdörtgen dalga kılavuzları ve mikro şeritlerle bu yönlerden karşılaştırdığımızda, DBD'nin daha avantajlı olduğu açıktır. DBD standart baskı devre kartı (PCB) işlemi kullanılarak üretilebildiğinden dolayı düşük kayıplı, seri üretime olanak sağlayan ve düzlemsel



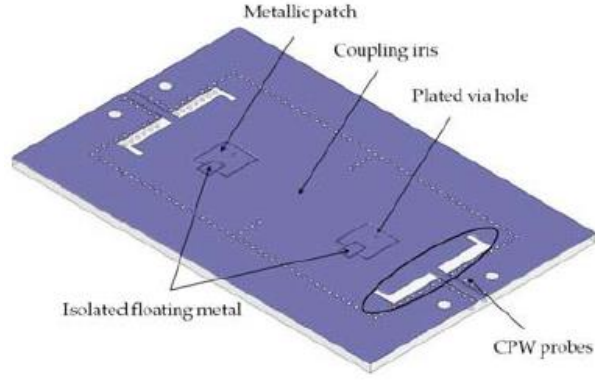
devrelerle kolayca entegre edilebilen bir yapıdır. Bununla birlikte, bazen DBD yapının boyutu pratik devreler için çok büyüktür ve bu büyüklük entegrasyonu olumsuz etkiler. Literatürde Yarı-Mod Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzu (YDBD) bu dezavantajların üstesinden gelme amacıyla önerilen bir dalga kılavuzudur ve ilgili birçok çalışmaya rastlamak mümkündür. DBD yapısı yerine YDBD yapısının kullanılması, DBD’de olduğu gibi düşük kaybı korumasının yanı sıra büyüklüğü de etkili bir şekilde azaltır. Bu yüzden YDBD daha iyi performans sağlar.

Ayarlanabilir mikrodalga filtresi günümüzde ihtiyaç duyulan ve gelecekteki kablosuz sistemlerde de ihtiyaç duyulacak bir yapı olduğu için, bu tez çalışmasında filtrenin ayarlanabilir nitelikte tasarlanması önemlidir. DBD, ayarlanabilir filtre tasarımında ayar elemanının nasıl bağlanacağı gibi sorunlar ortaya çıkarmaktadır. Ayarlanabilir elemanların DBD ile karşılaştığımızda YDBD’ye yerleştirilmesi daha uygun gözükmektedir. YDBD, bu nedenle ayarlanabilir elemanların kullanımında DBD’ye göre daha tercih edilebilir ve daha avantajlıdır.

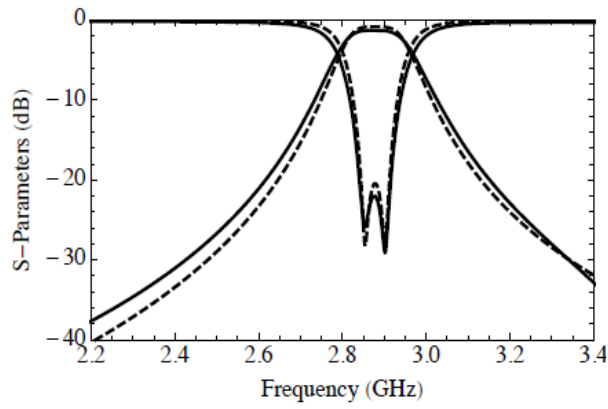
### **1.1.2 Literatür Özeti**

Yapılan literatür çalışmasında DBD ve YDBD filtreler ve ayarlanabilir filtreler ile ilgili makaleler incelenmiştir. Bu bölümde öncelikle DBD filtreler incelenecek daha sonra YDBD filtreler, ayarlanabilir filtreler olmak üzere sırasıyla incelenecektir.

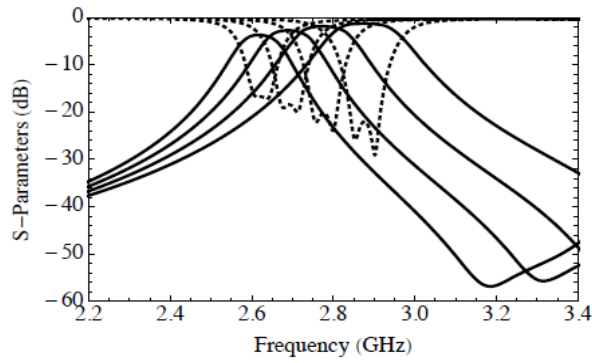
Literatürdeki ayarlanabilir DBD filtre yapısı Şekil 1.1’de gösterilmiştir (Sirci ve diğ. 2012). Bu çalışmada ayarlama elemanı olarak kullanılan GaAs varaktöre uygulanan ters gerilimle kapasite değerinin 0.25’ten 1pF değerine değişimi sağlanır. Böylelikle filtrenin 2.88GHz ile 2.64GHz arası ayarlanabilir olması sağlanmaktadır. Tasarlanan filtreye ait frekans cevabı Şekil 1.2 ve Şekil 1.3’te gösterilmiştir.



**Şekil 1.1:** 2-kutuplu DBD filtre örneği.



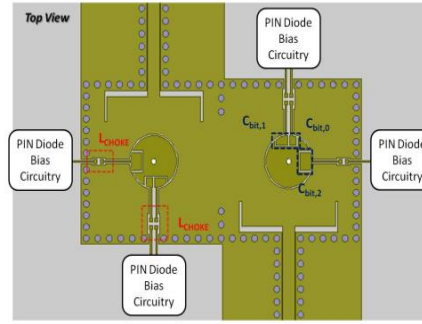
**Şekil 1.2:** Minimum varaktör kapasitesi(0.25pF) için ideal cevap(kesikli) ve tasarlanan filtrenin simülasyon cevabı(kalın).



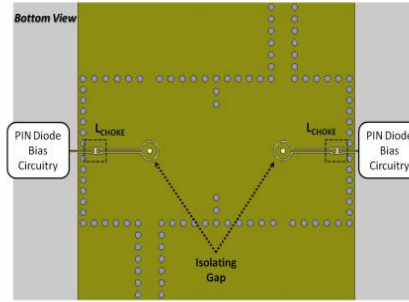
**Şekil 1.3:** Varaktör kapasitansı 0.25pF'tan 1pF'a kadar değişen üretilen filtreye ait simülasyon cevabı.

Literatürdeki bir başka DBD ayarlanabilir filtresi ise PIN diyotlarına sahip, 4-4.4 GHz frekans aralığında, 3-bit olarak ayarlanabilir, düşük kayıplı DBD bant geçiren filtredir (Sirci ve diğ. 2013). Dielektrik içine gömülü eşleşmiş koaksiyel DBD rezonatörlerine dayanan yapıda ayarlama elemanı olarak PIN diyotları kullanılmıştır.

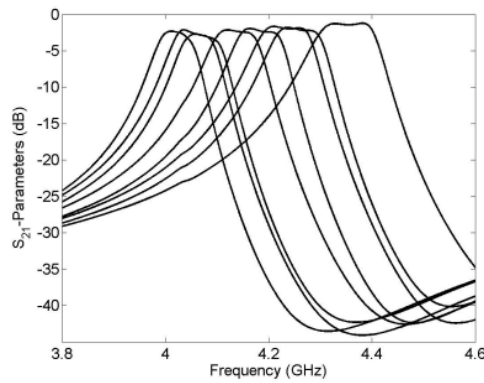
1.45 dB-2.6 dB arasında değişen ekleme kaybı ve minimum geri dönüş kaybı 10 dB'den daha iyi olmuştur. Önerilen filtre çok kompakt, daha yüksek Q faktörüne sahip, ayarlanabilir filtrelerin tasarımı için iyi sonuç gösteren bir devredir. Önerilen filtrenin şeması, Şekil 1.4 ve Şekil 1.5'te gösterilmektedir. Şekil 1.6 ve Şekil 1.7'de ise bu ayarlanabilir filtrenin simülasyon sonuçları verilmiştir.



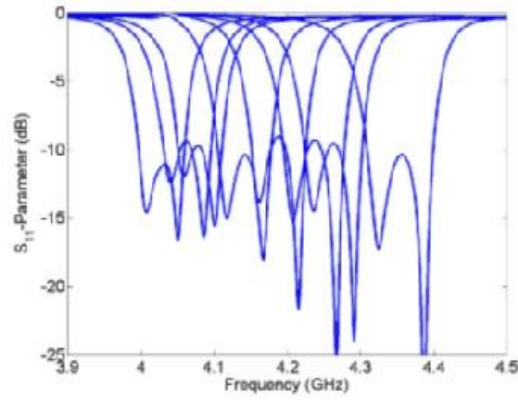
**Şekil 1.4:** Üstten görünüm: Önerilen isteğe bağlı olarak ayarlanabilen filtrenin düzeni.



**Şekil 1.5:** Alttan görünüm: Önerilen isteğe bağlı olarak ayarlanabilen filtrenin alt metal katmanı.

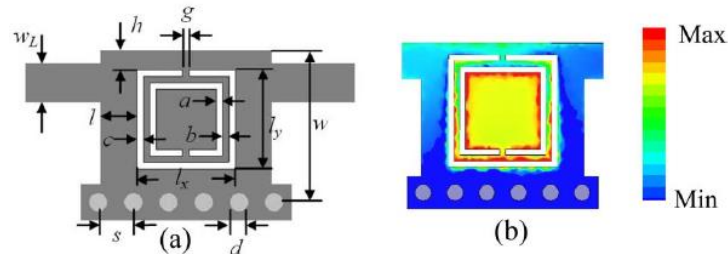


**Şekil 1.6:** 000 ile 111 arasındaki tüm farklı durumlar için ayarlanabilir filtrenin  $S_{21}$  cevapları.

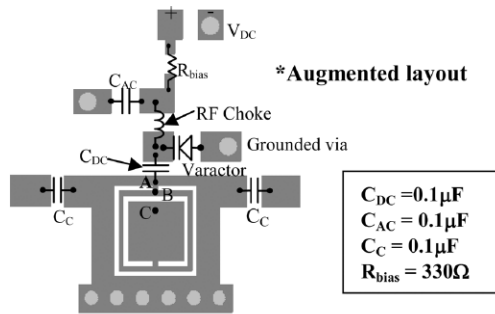


**Şekil 1.7:** 000 ile 111 arasındaki tüm farklı durumlar için ayarlanabilir filtrenin  $S_{11}$  cevapları.

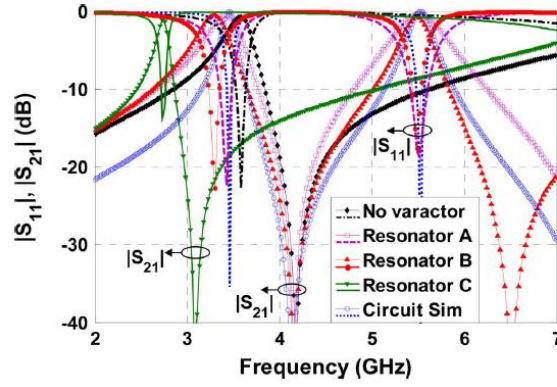
Literatürdeki bir diğer çalışma S band uygulamaları için kullanılan elektrikle ayarlanabilen YDBD rezonatördür (Senior ve diğ. 2012). Şekil 1.8’de rezonatör düzen şeması ve rezonansa elektrik alan dağılımı verilmiştir. CSRR’nin iletkenlerinden birine bağlı değişken bir kapasitör, etkin kapasitansı toprağa değiştirir bu da rezonatörün frekans ayarını sağlar. Görüldüğü gibi rezonanstaki elektrik alanı CSRR üzerinde eşit bir şekilde dağılmamıştır, elektrik alan kapasite elemanının devre üzerinde bağlandığı yere göre değişiklik göstermektedir.



**Şekil 1.8:** (a) Düzen şeması (b) Rezonansa elektrik alanı dağılımı.



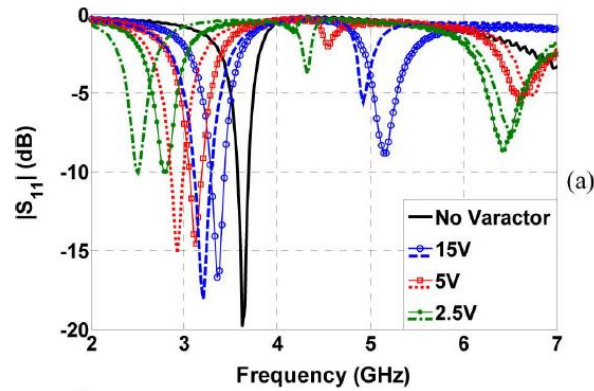
**Şekil 1.9:** Öngerilim devre ile ayarlanabilir rezonatörün düzeni. A, B ve C bağlantı noktaları üç farklı rezonatör sunar (A, B ve C).



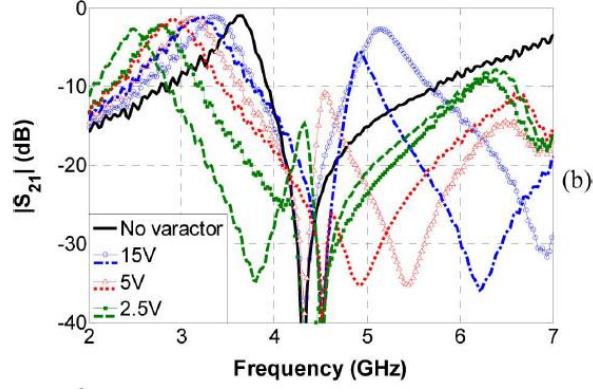
**Şekil 1.10:** Farklı ayar konfigürasyonları ve aynı kapasitans değeri olan rezonatörler için simülasyon sonuçları.

Şekil 1.9’da ise varaktör diyot tarafından uygulanan değişken kapasitansın, üç farklı noktaya bağlandığı ve üç farklı ayarlanabilir konfigürasyonun mümkün olduğu gösterilmiştir. Şekil 1.10’da diyotun kapasitansı  $C_T = 0.466\text{pF}$  olduğunda, üç rezonatör için rezonans frekansının kaymasının simüle edilmiş sonuçlarını göstermektedir.

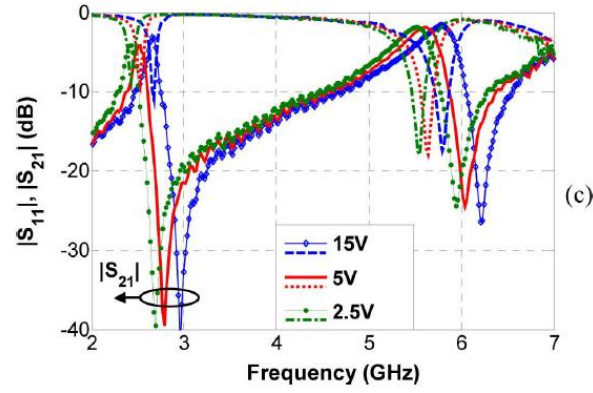
Diyota 2,5, 5 ve 15V voltaj uygulanmış ve frekans kaymaları ölçülmüştür. Seçilen kapasitans değerleri için elde edilen frekans aralıkları A, B ve C rezonatörleri için sırasıyla; 3,4 GHz’den 2,9 GHz’e kadar %15 ayarlanabilir, 3,2 GHz’den 2,5GHz’e %21 ve 2,7GHz’den 2.3GHz’e %15’e kadar ayarlanabilir. 3,4GHz civarında sağlanan ölçüm sonuçları Şekil 1.11, Şekil 1.12, ve Şekil 1.13’ te verilmiştir.



**Şekil 1.11:** Uygulanan dc voltajı ile Resonatör A için geri dönüş ve ekleme kayıpları.

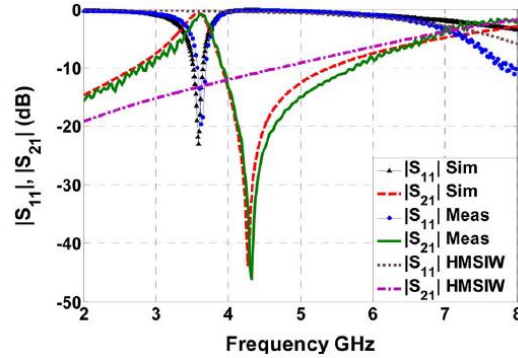


**Şekil 1.12:** Uygulanan dc voltajı ile Rezonatör B için geri dönüş ve ekleme kayıpları.

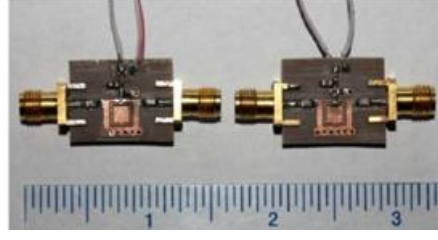


**Şekil 1.13:** Uygulanan dc voltajı ile Rezonatör C için geri dönüş ve ekleme kayıpları.

Bu çalışmada CSRR yüklü YDBD üzerinde elektriksel olarak ayarlanabilecek geçici mod rezonatörlerinin üç farklı yapısı incelenmiş, farklı dc voltajlar uygulandığında rezonans frekansını değişimi ve ayarlanabilirliği incelenmiştir. Ayarlanabilir bant geçiren filtre uygulamasında kullanım sağlayabilir. Tasarlanan filtre frekans cevap karşılaştırılması ve basılan devre Şekil 1.14 ve Şekil 1.15'teki gibidir.

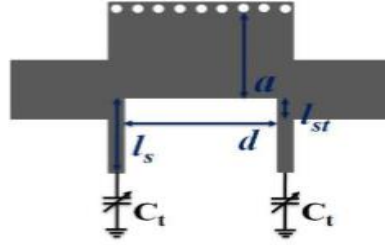


**Şekil 1.14:** Tasarlanan filtre frekans cevap karşılaştırması.



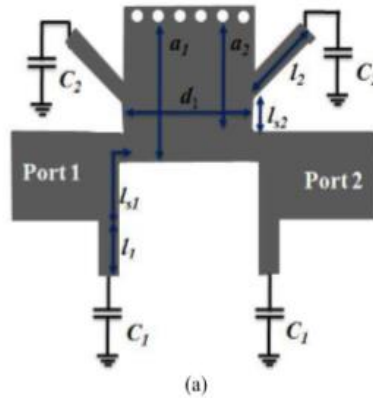
**Şekil 1.15:** Basılan devre.

Literatürdeki bir başka çalışma yan hat kapasitör yüklü YDBD'ye dayalı ayarlanabilir çift bantlı bant geçiren filtredir (Zhou ve diğ. 2016). Önerilen yan hat kapasitör yüklü YDBD yapısı Şekil 1.16'da gösterilmiştir. Yan hat, YDBD'nin açık tarafına yüklenmiştir ve kapasitörler frekans ayarlama için yan hatların ucuna yüklenir.

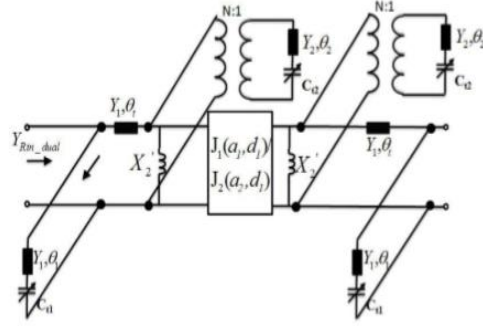


**Şekil 1.16:** Yan Hat kapasitör yüklü YDBD yapısı.

Şekil 1.17, YDBD yapısına dayanarak önerilen çift bant filtresinin şemasını göstermektedir. İki geçiş bandı, YDBD yapısının iki tarafına yerleştirilmiş yüklü yan hat kapasitörleri  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $L_2$  ve  $C_2$  tarafından oluşturulur. Şekil 1.18, bu yapıya karşılık gelen eşdeğer devreyi göstermektedir.  $C_1$  ve  $C_2$  kapasitörlerinin değeri değiştirilerek her bir band birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilmektedir.

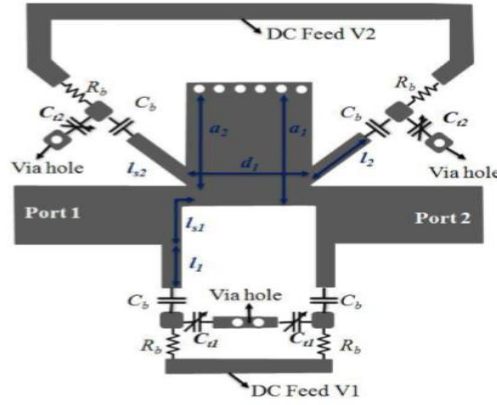


**Şekil 1.17:** Önerilen çift bantlı BPF'nin şeması.

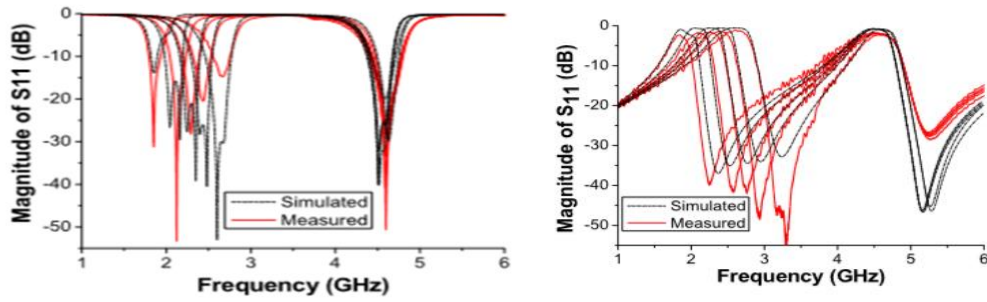


Şekil 1.18: Karşılık gelen eşdeğer devre.

Önerilen devrede ayarlama elemanı olarak GaAs varaktör kullanılmıştır. Varaktör kapasitansları 10V ve 0V ters ön gerilimle sırasıyla 200 ve 1200fF'dir. Şekil 1.19'da ayarlanabilir çift bantlı BPF'nin şeması gösterilmektedir.



Şekil 1.19: Ayarlanabilir çift bantlı BPF'nin şeması.



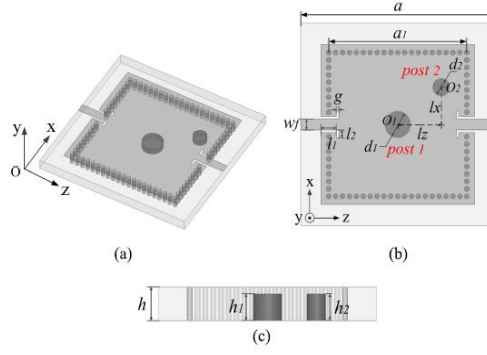
Şekil 1.20: a) S<sub>11</sub> sonuçları. b) S<sub>21</sub> sonuçları.

Şekil 1.20 sabit ikinci geçiş bandına ayarlanabilir ilk geçiş bandına sahip ayarlanabilir çift bant filtrenin ölçülen S<sub>11</sub> ve S<sub>21</sub> sonuçlarını göstermektedir. Ön gerilim gerilimi  $V_{C2}$  6,7 V sabitlendiğinde ve  $V_{C1}$  0-5,7 V arasında değiştiğinde, ikinci



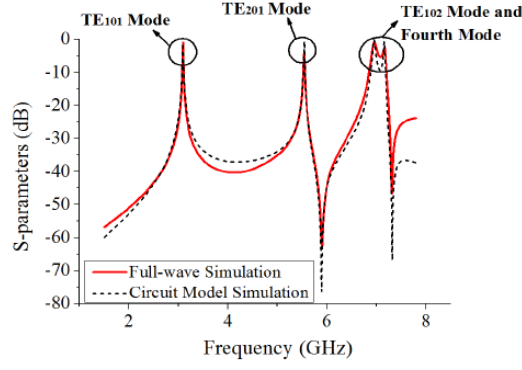
geçiş bandı merkez frekansı 4,5 GHz’de sabitlenir ve ilk geçiş bandı merkez frekansı, ikinci üzerinde herhangi bir etkiye neden olmadan 1,85 ile 2,67 GHz arasında ayarlanmaktadır.

Literatürde bir başka önerilen çalışma ise dual kapasitif yüklenmiş DBD boşlukları kullanan çift bantlı bir filtredir (Li ve diğ. 2017). Burada DBD boşluğuna iki iletken direk yüklenmiş ve yüklenen bu direkler tarafından kapasitif etkinin ilk iki rezonans frekansını düşürdüğü belirtilmiştir. Burada iki iletken direk, DBD boşluğunun altına bağlanmış şekildedir. Şekil 1.21’de, önerilen çift kapasitif yüklü DBD boşluk rezonatörünün yapısını göstermektedir.



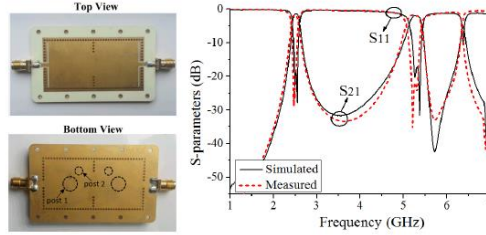
**Şekil 1.21:** Çift kapasitif yüklü DBD boşluk rezonatörü. a) Perspektif görünüm. b) Üstten görünüm. c) Yan görünüm.

Yapılan çalışmada, aynı boyuttaki yüksüz DBD boşluğu ile karşılaştırılacak olduğunda, ilk rezonans frekansı %39 4,12'den 2,51 GHz'e ve ikinci rezonans frekansı %20 6,63'ten 5,30 GHz'e düşürüldüğü gözlenmiştir. Yüklü direk aynı zamanda iki rezonans frekansını bağımsız olarak ayarlama imkanı sunarak, yüklü DBD boşluğunu kullanan filtrenin iki geçiş bandı esnek bir şekilde kontrol edilebildiği gözlenmiştir. Şekil 1.23’de DBD boşluk rezonatörü için devre modeli ve simülasyon iletim yanıtlarının karşılaştırılması verilmiştir burada iki iletim sıfırı üretildiği TE101 dışındaki dereceli modun rezonans frekansı ve kaynak ile rezonans modları arasındaki bağlantı tarafından kontrol edilebilir olduğu belirtilmiştir.



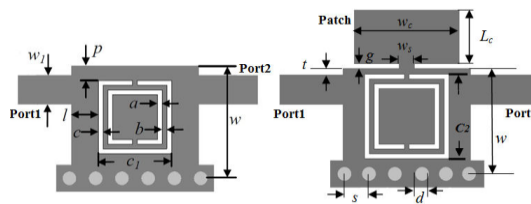
**Şekil 1.22:** Devre modeli ve simülasyon iletim yanıtlarının karşılaştırılması.

Şekil 1.23'te çift kapasitif olarak yüklenmiş DBD boşluklarına dayalı olarak tasarlanan ve üretilen çift bantlı bir filtre ve S parametreleri görülmektedir. Ölçümlerin simülasyonlardan iki geçiş bandındaki sapmaları, bakır direklerin üretim toleransından ve PCB sürecinden kaynaklanmaktadır. İki rezonans frekansı, DBD boşluğunun boyutu değiştirilmeden iki iletken direk ayarlanarak bağımsız şekilde kontrol edilmiştir.



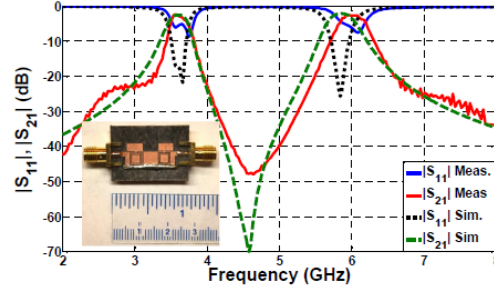
**Şekil 1.23:** Ölçülen ve simüle edilen devre fotoğrafı ve S parametreleri.

Literatürde bir başka çalışmada çift bantlı bant geçiren tamamlayıcı bir bölünmüş halka rezonatör ve bir metal geçiş noktası ile yarım modlu bütünleştirilmiş dalga kılavuzu yapısı kullanılarak oluşturulmuştur (Senior ve diğ. 2012). Bu çalışmada kompakt, düzlemsel çift bantlı YDBD filtre tasarımı yapılmıştır. YDBD tamamlayıcı bir bölünmüş halka rezonatör ve kapasitif etki için metal geçiş noktası ile iki bağımsız frekans bandı oluşturulmuştur ve Şekil 1.25'de verildiği gibidir.



**Şekil 1.24:** a) Tek bantlı rezonatör b) önerilen çift bantlı rezonatör.

Bu devrede tamamlayıcı bir bölünmüş halka rezonatör ve bir metal geçiş noktası, dalga kılavuzu kesme frekansının altında bağımsız iki frekans bandı oluşturmak için dalga kılavuzuna entegre edilmiştir. YDBD için 0.7mm çapında metal geçiş noktası 1.4mm aralıklarla kullanılmıştır. Filtrenin frekans cevabı Şekil 1.25’de verildiği gibidir.



Şekil 1.25: Devrenin frekans cevabı.

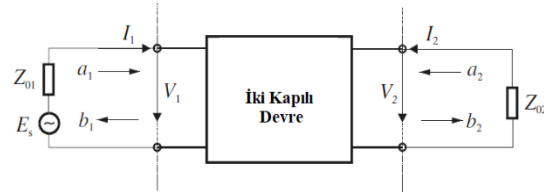
## 2. MİKRODALGA DEVRE ANALİZİ VE SENTEZİ

### 2.1 Mikrodalga Devre Analizi

Mikrodalga frekanslarında, düşük frekanslarda olduğu gibi akım ve gerilim için voltmetre ve ampermetre ile direk ölçüm söz konusu değildir. Çünkü mikrodalga frekanslarında akım ve gerilimin ölçülmesi zordur. Düşük frekanslı devre analiz yöntemlerinin kullanışlı olabilmesi için bu bölümde anlaşılabilir olması açısından mikrodalga devreler için devre yapısı ve analizi için temel denklemler ve açıklamalar verilmiştir.

#### 2.1.1 Devre Değişkenleri

Empedans, admitans ve S parametreleri, N kapılı bir mikrodalga devrenin tanımlanması için kullanılabilir. RF/mikrodalga filtreler Şekil 2.1’de verildiği gibi iki kapılı devreler ile temsil edilir. Burada iki kapılı devrede  $V_1$ ,  $V_2$  ve  $I_1$  ve  $I_2$  sırasıyla bir ve iki nolu kapılardaki gerilim ve akım değişkenlerini,  $Z_{01}$  ve  $Z_{02}$  giriş ve sonlandırma empedanslarını ve  $E_s$  kaynak gerilimini temsil eder.



Şekil 2.1: İki kapılı devre modeli.

Mikrodalga frekanslarında akım ve gerilimin ölçülmesi zordur. Bu sebeple  $a_1$ ,  $b_1$  ve  $a_2$  ve  $b_2$  gibi dalga değişkenleri kullanılır. Burada a gelen dalga ve b ise yansıyan dalgayı temsil etmektedir. Dalga değişkenleri ile akım ve gerilim arasındaki ilişki eşitlik 2.1 ve eşitlik 2.2 ’de verilmiştir (Hong ve Lancaster, 2001).

$$V_n = \sqrt{Z_0}(a_n + b_n), \quad n = 1,2 \quad (2.1)$$

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(a_n - b_n), \quad n = 1,2 \quad (2.2)$$

### 2.1.2 Saçılma Parametreleri

Saçılma parametreleri yani S parametreleri iki kapılı devrelerde dalga değişkenleri aracılığıyla denklem (2.3)' te verildiği gibi tanımlanır.

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (2.3)$$

$a_n = 0$ , burada n. kapıda mükemmel empedans uyumlama olması anlamına gelir. Bu denklemleri aşağıda denklem (2.4)' deki gibi de yazmak mümkündür.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$S_{11}$  ve  $S_{22}$  yansıma katsayılarını ifade ederken,  $S_{12}$  ve  $S_{21}$  iletim katsayılarını ifade eder. Gerilim ve akım mikrodalga frekanslarında doğrudan ölçülemezken, S parametreleri iletilen ve yansıyan dalgalarla mikrodalga frekanslarında doğrudan ölçülebilmektedir. Genellikle S parametreleri kompleks büyüklükler olduğu için genlik ve faz cinsinden ifade edilir. S parametrelerinin genlikleri genellikle dB (decibel) şeklinde ifade edilir, 10 taban logaritma ifadesi ile hesaplanır ve aşağıda denklem (2.5)' de görüldüğü gibidir.

$$20 \log(|S_{mn}|) \text{ dB} \quad m, n = 1, 2 \quad (2.5)$$

Filtre karakteristiklerini elde etmek için aşağıda denklem (2.6)'daki iki parametre tanımlanabilir.

$$\begin{aligned} L_A &= 20 \log|S_{mn}| \text{ dB} \quad m, n = 1, 2 \quad (m \neq n) \\ L_R &= 20 \log|S_{nm}| \text{ dB} \quad n = 1, 2 \end{aligned} \quad (2.6)$$

Burada  $L_A$ , n ve m kapıları arasındaki araya girme kaybını ifade ederken,  $L_R$  ise n. kapıdaki geri dönüş kaybını ifade etmektedir. Geri dönüş kaybını kullanmak yerine, gerilim duran dalga oranı olarak ifade edilen denklem (2.7)' de tanımı verilen VSWR de kullanılabilir.

$$VSWR = \frac{1+|S_{nn}|}{1-|S_{nn}|} \quad (2.7)$$

Yansıma katsayısı  $S_{11}$ ' i , devre analiz veya sentezi için karakteristik empedans ( $Z_0$ ) ve giriş empedansı ( $Z_{in}$ ) cinsinden denklem (2.8)'de görüldüğü gibi ifade edilebilir. Burada  $Z_{in1}$ , bir nolu kapıdaki giriş empedansını ifade ederken,  $Z_{in2}$  iki nolu kapıdaki giriş empedansını ifade eder.

$$S_{11} = \frac{Z_{in1} - Z_{01}}{Z_{in1} + Z_{01}} \quad (2.8)$$

$$S_{22} = \frac{Z_{in2} - Z_{02}}{Z_{in2} + Z_{02}}$$

S parametrelerinin devre analizinde kullanımı fayda sağlayabilecek bazı özellikleri vardır. Bu özelliklerden biri olan karşılıklılık özelliğine göre  $S_{12} = S_{21}$  olarak ifade edilir. Diğer bir özellik olan simetrik özelliği ise  $S_{11} = S_{22}$  olarak ifade edilir. Dolayısıyla simetrik devreler aynı zamanda karşılıklı devrelerdir. İletilen güç ve yansıyan güç kayıpsız pasif bir devre için gelen güç toplamına eşit olmalıdır. Bu güç korunum için belirtilen eşitlik aşağıda denklem (2.9)' da verilmiştir (Hong ve Lancaster, 2001).

$$\begin{aligned} S_{21}S_{21}^* + S_{11}S_{11}^* &= 1 & |S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 &= 1 \\ S_{12}S_{12}^* + S_{22}S_{22}^* &= 1 & |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 &= 1 \end{aligned} \quad (2.9)$$

### 2.1.3 Kısa Devre Admitans Parametreleri

Kısa devre admitans parametreleri yani Y matrisi, iki kapılı bir devre için denklem (2.10)'da verildiği gibi tanımlanabilir.

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} & Y_{12} &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \\ Y_{21} &= \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} & Y_{22} &= \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \end{aligned} \quad (2.10)$$

n. kapının kısa devre olması  $V_n = 0$  demektir. Karşılıklı devreler için  $Y_{12} = Y_{21}$  olarak ifade edilirken, simetrik devreler için  $Y_{11} = Y_{22}$  olarak ifade edilir. Y matrisinin

parametreleri, kayıpsız pasif bir devre için saf imajiner olarak elde edilir (Hong ve Lancaster, 2001)

#### 2.1.4 Açık Devre Empedans Parametreleri

Açık devre empedans parametreleri yani Z matrisi, iki kapılı bir devre için Denklem (2.11)'de verildiği gibi tanımlanabilir.

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} & Z_{12} &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \\ Z_{21} &= \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} & Z_{22} &= \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \end{aligned} \quad (2.11)$$

n. kapının açık devre olması  $I_n = 0$  demektir. Karşılıklı devreler için  $Z_{12} = Z_{21}$  olarak ifade edilirken, simetrik devreler için  $Z_{11} = Z_{22}$  olarak ifade edilir. Z matrisinin parametreleri, kayıpsız pasif bir devre için saf imajiner olarak elde edilir. denklem (2.10) ve denklem (2.11)'den görüleceği gibi

$$[Z] = [Y]^{-1} \quad (2.12)$$

ilişkisini kurmak mümkündür ve gerekli durumlarda parametre dönüşümü yapılabilir.

#### 2.1.5 ABCD Parametreleri

ABCD parametreleri, iki kapılı bir devre için Denklem (2.13)'te verildiği gibi tanımlanabilir.

$$\begin{aligned} A &= \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} & B &= \left. \frac{V_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \\ C &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} & D &= \left. \frac{I_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \end{aligned} \quad (2.13)$$

ABCD parametreleri için karşılıklı bir devrede  $AD - BC = 1$  şartı aranırken simetrik bir devre için  $A = D$  şartı aranır (Hong ve Lancaster, 2001).

Devre analizinde farklı devreler için bu bahsedilen parametrelerden biri kullanılmaktadır. Kullanılacak parametreden bir diğer parametreye dönüşüm için dönüşüm tablosundan faydalanılır (Pozar,2005). Burada  $Z_{01} = Z_{02} = Z_0$  karakteristik empedans ve  $Y_0 = 1/Z_0$  karakteristik empedans olarak adlandırılır.

## **2.2 Mikrodalga Devre Sentezi**

Devre sentezi, tasarlanan devrenin topolojisinin tasarımı ve devre öğelerinin belirlenmesi devre için en uygun yaklaşımın belirlenmesini sağlar. Devre sentezi filtre, çoğullayıcı vb. birçok uygulamada kullanılmaktadır.

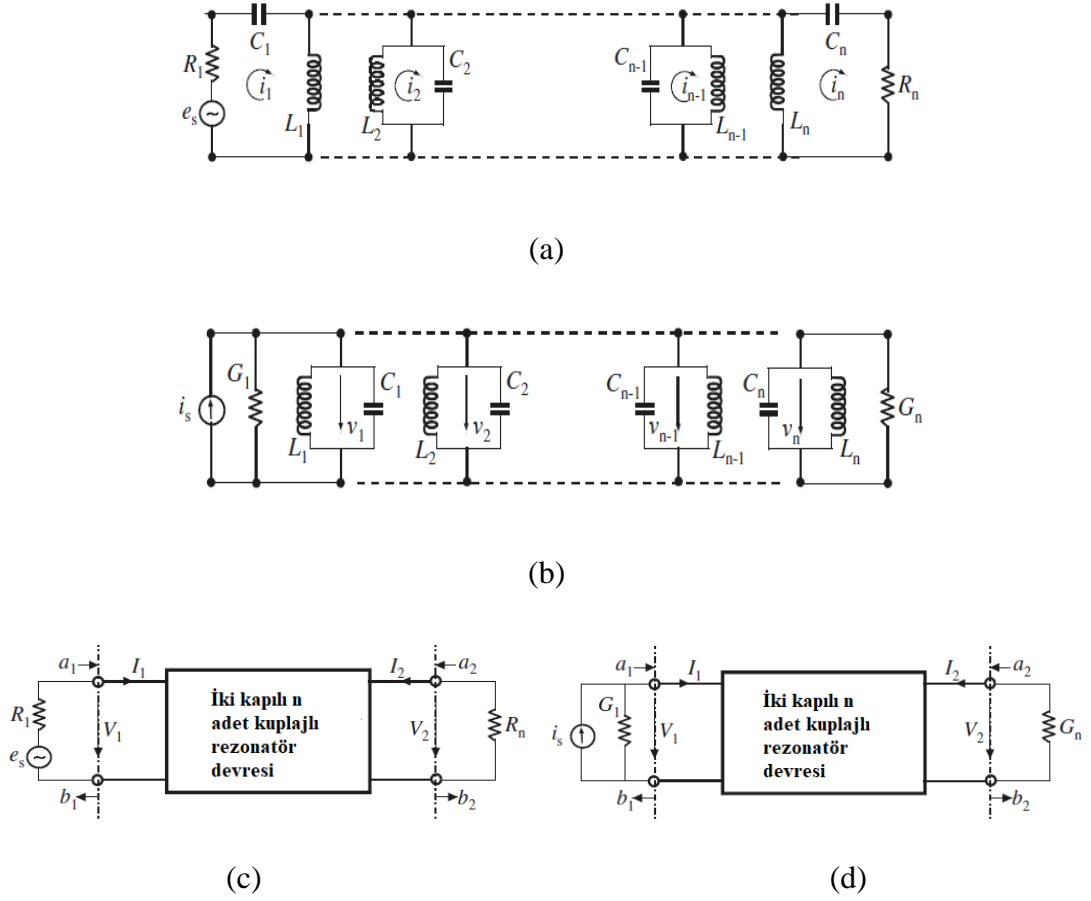
### **2.2.1 Genel Kuplaj Matrisi Yöntemi**

Rezonatör filtre topojilerini temsil etmek amacıyla genel kuplaj matrisi çok önemlidir. RF/Mikrodalga filtre tasarımında, kuplajlı rezonatör devreleri birçok uygulamada önemli rol oynayan dar bantlı band geçiren filtrelerin tasarımında kullanılmaktadır. Fiziksel yapıları aynı olmamasına rağmen her tür rezonatöre uygulanmasıyla elde edilebilen kuplajlı rezonatör filtre tasarımları için genel bir teknik vardır. Bu yöntem birbirine bağlı rezonatörlerin kuplaj katsayılarına ve giriş çıkış rezonatörlerinin harici kalite faktörlerine dayanmaktadır (Hong ve Lancaster, 2001).

### **2.2.2 Çevrim ve Düğüm Denklem Takımları**

Şekil 2.2’de n adet kuplajlı rezonatör devresi için eşdeğer devre modeli verilmiştir. Rezonatörler arasında manyetik kuplaj olması durumunda Şekil 2.2(a)’da verilen eşdeğer devre modeli kullanılır, elektrik kuplaj olması durumunda ise Şekil 2.2(b)’de verilen eşdeğer devre modeli kullanılır. Burada L, C, R ve G sırasıyla indüktans, kapasite, direnç ve kondüktansı temsil ederken i çevrim akımını, v düğüm gerilimini  $e_s$  gerilim ve  $i_s$  ise akım kaynağını göstermektedir.





**Şekil 2.2:** a) Çevrim b) Düğüm c) Çevrim denklem takımı için n adet kupaşlı rezonatör eşdeğer devresi d) Düğüm denklem takımı için n adet kupaşlı rezonatör eşdeğer devresi (Hong ve Lancaster,2001).

Şekil 2.2’de verilen eşdeğer devre için Kirchhoff gerilim kanunu kullanılarak Denklem 2.14’de verilen (2.14a) çevrim denklemleri ve (2.14b) düğüm denklemleri yazılmaktadır. Bu denklemde  $L_{ij} = L_{ji}$  ve  $C_{ij} = C_{ji}$  i. ve j. rezonatör arasındaki karşılıklı indüktans ve kapasitedir. Bütün çevrim akımları ve referans noktaya göre düğüm gerilimlerinin yönü şekilde verildiği gibi aynı yönde alınmaktadır. Bu denklemler Denklem (2.15)’te verildiği gibi matris şeklinde veya  $[Z][i] = [e]$  ve  $[Y][v] = [i]$  şeklinde yazılabilmektedir ve  $[Z]$   $n \times n$  empedans matrisi  $[Y]$  ise  $n \times n$  admitans matrisidir (Hong ve Lancaster, 2001).

$$(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1})i_1 - j\omega L_{12}i_2 \cdots - j\omega L_{1n}i_n = e_s \quad (2.14a)$$

$$-j\omega L_{12}i_1 + (j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2})i_2 \cdots - j\omega L_{2n}i_n = 0$$

$$\vdots$$

$$-j\omega L_{n2}i_1 - j\omega L_{n2}i_2 \cdots + (R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n})i_n = 0$$

$$(G_1 + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1})v_1 - j\omega C_{12}v_2 \cdots - j\omega C_{1n}v_n = i_s \quad (2.14b)$$

$$-j\omega C_{12}v_1 + (j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2})v_2 \cdots - j\omega C_{2n}v_n = 0$$

$$\vdots$$

$$-j\omega C_{n1}v_1 - j\omega C_{n2}v_2 \cdots + (G_n + j\omega C_n + \frac{1}{j\omega L_n})v_n = 0$$

$$\begin{bmatrix} R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & -j\omega L_{12} & \cdots & -j\omega L_{1n} \\ -j\omega L_{21} & j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} & \cdots & -j\omega L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -j\omega L_{n1} & -j\omega L_{n2} \cdots & & R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.15a)$$

$$\begin{bmatrix} G_1 + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1} & -j\omega C_{12} & \cdots & -j\omega C_{1n} \\ -j\omega C_{21} & j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2} & \cdots & -j\omega C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -j\omega C_{n1} & -j\omega C_{n2} \cdots & & G_n + j\omega C_n + \frac{1}{j\omega L_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.15b)$$

Bu kısımda kolaylık olması amacıyla senkron olarak ayarlanabilir filtreler incelenmektedir. Bu durumda tüm rezonatörler aynı rezonans frekansına sahip olmaktadır ve merkez frekansları ise  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  ile tanımlanır.  $L = L_1=L_2=\cdots L_n$  ve  $C = C_1=C_2=\cdots C_n$  olarak alınır. Empedans matrisi normalize empedans cinsinden ve admitans matrisi normalize admitans cinsinden Denklem 2.16'da verildiği gibi tanımlanabilir. Bu denklemde  $KGB = \Delta\omega/\omega_0$  ile tanımlı ve kısmi band genişliğini ifade etmektedir.

$$[Z] = w_0 L \cdot KBG \cdot [\bar{Z}] \quad (2.16a)$$

$$[Y] = w_0 L \cdot KBG \cdot [\bar{Y}] \quad (2.16b)$$

$$[\bar{Z}] = \begin{bmatrix} \frac{R_1}{w_0 L \cdot KBG} + p & -j \frac{wL_{12}}{w_0 L} \cdot \frac{1}{KBG} & \cdots & -j \frac{wL_{1n}}{w_0 L} \cdot \frac{1}{KBG} \\ -j \frac{wL_{21}}{w_0 L} \cdot \frac{1}{KBG} & p & \cdots & -j \frac{wL_{2n}}{w_0 L} \cdot \frac{1}{KBG} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j \frac{wL_{n1}}{w_0 L} \cdot \frac{1}{KBG} & -j \frac{wL_{n2}}{w_0 L} \cdot \frac{1}{KBG} & \cdots & \frac{R_n}{w_0 L} \cdot \frac{1}{KBG} + p \end{bmatrix} \quad (2.17a)$$

$$[\bar{Y}] = \begin{bmatrix} \frac{G_1}{w_0 C \cdot KBG} + p & -j \frac{wC_{12}}{w_0 C} \cdot \frac{1}{KBG} & \cdots & -j \frac{wC_{1n}}{w_0 C} \cdot \frac{1}{KBG} \\ -j \frac{wC_{21}}{w_0 C} \cdot \frac{1}{KBG} & p & \cdots & -j \frac{wC_{2n}}{w_0 C} \cdot \frac{1}{KBG} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j \frac{wC_{n1}}{w_0 C} \cdot \frac{1}{KBG} & -j \frac{wC_{n2}}{w_0 C} \cdot \frac{1}{KBG} & \cdots & \frac{C_n}{w_0 C} \cdot \frac{1}{KBG} + p \end{bmatrix} \quad (2.17b)$$

Normalize edilen empedans ve admitans ise Denklem 2.17’de verildiği gibidir. Kompleks alçak geçiren frekans değişkeni olarak ise  $p = j \frac{1}{KGB} \left( \frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right)$  ile tanımlıdır. Bu denklemde normalize edilmiş empedans matrisi için (2.18a) ve admitans matrisi için (2.18b)

$$\frac{R_i}{w_0 L} = \frac{1}{Q_{ei}} \quad i = 1, n \quad (2.18a)$$

$$\frac{G_i}{w_0 C} = \frac{1}{Q_{ei}} \quad i = 1, n \quad (2.18b)$$

eşitliği söz konusudur. Denklem (2.18)’de verilen  $Q_{e1}$  giriş rezonatörünün harici kalite faktörü olarak adlandırılırken,  $Q_{en}$  ise çıkış rezonatörlerinin harici kalite faktörü olarak adlandırılır. Kuplaj katsayısı ise Denklem 2.19’da verildiği gibi tanımlıdır ve dar band yaklaşımında  $w/w_0 \approx 1$  olarak yapılan kabul ile normalize empedans matrisi ve admitans matrisi Denklem (2.20)’de verildiği gibi sadeleştirilebilir. Bu denklemde  $q_{ei} = Q_{ei} \cdot KBG$  ve  $i = 1, n$  ölçeklenmiş harici kalite faktörü ve  $m_{ij} = \frac{M_{ij}}{KGB}$  normalize edilmiş kuplaj katsayısıdır.

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{L} \quad \text{veya} \quad M_{ij} = \frac{C_{ij}}{C} \quad (2.19)$$

$$[\bar{Z}] = [\bar{Y}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{e1}} + p \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Şekil 2.2’de verilen eşdeğer devrenin blok diyagramında  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $I_1$ , ve  $I_2$  filtrenin giriş ve çıkış kapılarındaki akım ve gerilim değerlerini ifade ederken  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$ ,  $b_2$  gelen ve yansıyan dalga değerlerini temsil etmektedir. Şekil (2.2a) ve (2.2c) incelendiğinde  $I_1 = i_1$ ,  $I_2 = -i_n$ , ve  $V = e_s - i_1 R_1$  olduğu ve Şekil (2.2b) ve (2.2d) incelendiğinde ise  $V_1 = v_1$ ,  $V_2 = v_n$  ve  $I_1 = i_s - v_1 G_1$  olduğu görülür böylece;

$$a_1 = \frac{e_s}{2\sqrt{R_1}} \quad b_1 = \frac{e_s - 2i_1 R_1}{2\sqrt{R_1}} \quad (2.21a)$$

$$a_2 = 0 \quad b_2 = i_n \sqrt{R_n}$$

$$a_1 = \frac{i_s}{2\sqrt{G_1}} \quad b_1 = \frac{2v_1 G_1 - i_s}{2\sqrt{G_1}} \quad (2.21b)$$

$$a_2 = 0 \quad b_2 = v_n \sqrt{G_n}$$

Denklem (2.21) elde edilir ve buradan

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{2\sqrt{R_1 R_n} i_n}{e_s}, \quad S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = 1 - \frac{2R_1 i_1}{e_s} \quad (2.22a)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{2\sqrt{G_1 G_n} v_n}{i_s}, \quad S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{2G_1 v_1}{i_s} - 1 \quad (2.22b)$$

Denklem (2.14)’de verilen denklemler çözüldüğünde elde edilen çevrim akımları ve düğüm gerilimleri Denklem (2.23)’de verildiği gibidir.

$$i_1 = \frac{e_s}{w_0 L \cdot KGB} [\bar{Z}]_{11}^{-1}, \quad i_n = \frac{e_s}{w_0 L \cdot KGB} [\bar{Z}]_{n1}^{-1} \quad (2.23a)$$

$$v_1 = \frac{i_s}{w_0 C \cdot KGB} [\bar{Y}]_{11}^{-1}, \quad v_n = \frac{i_s}{w_0 C \cdot KGB} [\bar{Y}]_{n1}^{-1} \quad (2.23b)$$

Denklem (2.23)’de verilen eşitliklerin (2.22)’de yerine konmasıyla saçılma parametreleri Denklem (2.24)’te verildiği gibi bulunur.

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{R_1 R_n}}{w_0 L \cdot KGB} [\bar{Z}]_{n1}^{-1}, \quad S_{11} = 1 - \frac{2R_1}{w_0 L \cdot KGB} [\bar{Z}]_{11}^{-1} \quad (2.24a)$$

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{G_1 G_n}}{w_0 C \cdot KGB} [\bar{Y}]_{n1}^{-1}, \quad S_{11} = \frac{2G_1}{w_0 C \cdot KGB} [\bar{Y}]_{11}^{-1} - 1 \quad (2.24b)$$

Saçılma parametre ifadelerinin kalite faktörleri cinsinden tekrar yazılması durumunda Denklem (2.25) elde edilir.

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{e2}}} [\bar{Z}]_{n1}^{-1}, \quad S_{11} = 1 - \frac{2}{q_{e1}} [\bar{Z}]_{11}^{-1} \quad (2.25a)$$

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{e2}}} [\bar{Y}]_{n1}^{-1}, \quad S_{11} = \frac{2}{q_{e1}} [\bar{Y}]_{11}^{-1} - 1 \quad (2.25b)$$

Şekil 2.2’de verilen kuplajlı rezonatör devresinin asenkron olarak ayarlanabilir olması her bir rezonatörün rezonans frekansı farklı olduğu için  $w_{0i} = 1/\sqrt{L_i C_i}$  olacak şekilde hesaplanır ve kuplaj katsayısı Denklem (2.26)’da verildiği gibi tanımlanır. Bu durumda normalize empedans ve admitans matrisi Denklem (2.27)’de verildiği gibi hesaplanır.

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{\sqrt{L_i L_j}}, \quad M_{ij} = \frac{C_{ij}}{\sqrt{C_i C_j}} \quad i \neq j \quad (2.26)$$

$$[\bar{Z}] = [\bar{Y}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p - jm_{11} & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p - jm_{22} & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p - jm_{nn} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

### 2.2.3 Genel Kuplaj Matrisi

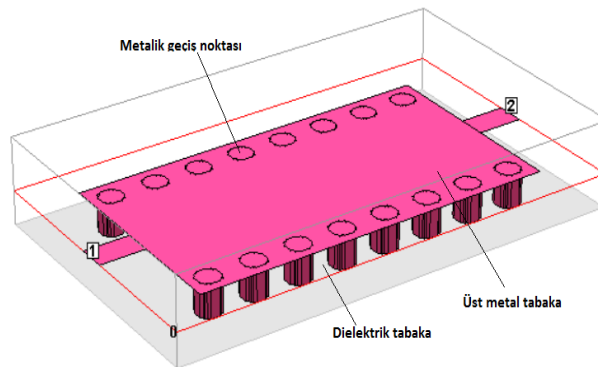
Kirchhoff gerilim kanunu kullanılarak elde edilen normalize empedans matrisi  $[\bar{Z}]$  ve düğüm denklem yöntemi kullanılarak elde edilen admitans matrisi  $[\bar{Y}]$  birbirine eşittir. Rezonatörler arasındaki kuplajın elektrik veya manyetik olduğu fark etmeksizin Denklem (2.28)’de verildiği gibi genel bir formülün kullanılmasına imkan verir. Burada  $[A] = [q] + p[U] - j[m]$  olarak hesaplanmaktadır.  $[U]$ ,  $n \times n$  birim matrisi ifade ederken  $[q]$ ,  $q_{11}$  ve  $q_{en}$  dışında bütün elemanları sıfır olan bir matrisi ve  $[m]$   $n \times n$  simetrik kuplaj matrisi olarak ifade eder (Hong ve Lancaster, 2001).

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{e2}}} [A]_{n1}^{-1}, \quad S_{11} = 1 - \frac{2}{q_{e1}} [A]_{11}^{-1} \quad (2.28)$$

### 3. DİELEKTRİK TABANDA BÜTÜNLEŞTİRİLMİŞ DALGA KILAVUZLARI

Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzu (DBD) yapıları son zamanlarda pratik uygulamalarla ilgi çekmiştir. Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzu (DBD) hem mikroşerit hem de metal dalga kılavuzunun özelliklerine sahip olup ikisinin özelliklerini birleştirdiğinden dolayı birçok mikrodalga devreleri ve milimetrik sistemlerde uygulamalarda yer verilmiştir.

Bir dielektrik alt tabakanın üst ve alt düzlemlerini birbirine bağlayan iki periyodik sıra şeklinde metalik yol, yuva, geçiş noktası olarak adlandırılan boşluklar kullanılarak elde edilen dalga kılavuzu benzeri yapılar DBD olarak adlandırılmıştır. Dielektrik tabakanın yan duvarlarına metalik geçiş noktaları periyodik olarak eklenmesiyle oluşan yapı, dikdörtgen bir dalga kılavuzunun iki metal taşıyıcı duvarına benzer yapıya ulaşır. Dielektrik katmanın üst ve alt katmanı, dikdörtgen dalga kılavuzu iletim hattının yapısını gerçekleştirecek şekilde olan metal katmanlardır. Elektromanyetik dalgalar normal bir dikdörtgen oyukta yayıldığı zaman, iletim modu, dielektrik dolgulu dikdörtgen dalga kılavuzundaki alan moduna benzer, radyasyon sızıntısının ihmal ediliyor olması koşuluyla böylece Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzu (DBD) yapısı dikdörtgen dalga kılavuzuyla aynı temelde analiz edilebilir. Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzu yapısı aşağıda Şekil 3.1’de verildiği gibidir (Vala ve diğ. 2019).



Şekil 3.1: Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzu (DBD) temel yapısı.

Milimetrik dalga sistemi uygulamaları ve tasarımları için DBD dalga kılavuzlarına başvurulabilir. Mikroşerit tasarımda boyuttan tasarruf sağlamasına ve maliyet düşüklüğüne rağmen daha yüksek kayıplıdır. Mikroşerit hatların ve dikdörtgen dalga kılavuzunun sağlayamadığı yüksek kalite faktörünü sağlayabilmesi ve kayıpların az olması DBD 'nin bu sistemlerde kullanılmasının en temel sebebi olarak belirtilebilir. Bu yapıların farklı en iyi özelliklerini DBD kendi bünyesinde bulundurmaktadır.

Dikdörtgen dalga kılavuzu ve mikro şerit yapının bir kombinasyonu olarak nitelendirebileceğimiz Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzu (DBD)'in avantajlarını şu şekilde toparlamak mümkündür:

- Yüksek kalite faktörü
- Kolay entegrasyon
- Düşük maliyet
- Düşük parazit
- Düşük kayıp
- Yüksek güç kullanımı
- Seri üretim

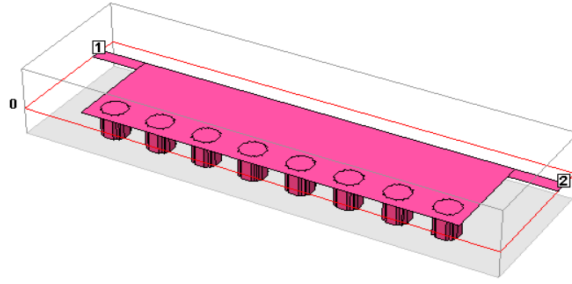
Bu avantajlar nedeniyle DBD iyi çalışan bir teknolojidir. DBD'nin uygulama alanları olarak; kablosuz sistemler, görüntüleme sensörleri, biyomedikal uygulamaları, otomotiv radarları dahil olmak üzere farklı frekans aralığında birçok uygulama örnek verilebilir. İlk olarak anten dizilerindeki devreleri beslemek amacıyla lamine veya katlanmış dalga kılavuzu adıyla geliştirilmiş olan DBD teknolojisi, boşluk rezonatörleri, yönlü kuplörler, osilatörler, güç amplifikatörleri, yarık dizisi antenleri ve altı portlu devreler olmak üzere birçok bileşenlere mikrodalga uygulamalarda uygulanmıştır.

DBD, pasif devreler, aktif devreler, antenler için birçok uygulamada uygulanabilir. DBD teknolojisinin diğer en önemli avantajlarından birisi de, pasif bileşenler, aktif elemanlar gibi tüm bu bileşenleri aynı alt tabakaya entegre edebilmeye imkan verebilmesidir (Bozzi ve diğ. 2011).

Literatürdeki birçok geleneksel dalga kılavuzu bileşenlerinin DBD teknolojisinde uygulanması mümkündür. DBD teknolojisinin çoğunun 30 GHz'e

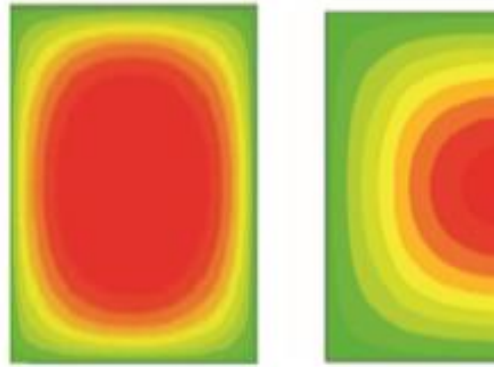
kadar olan frekans aralığında çalıştığı söylenebilir. Bunun nedeni ise DBD'nin tasarımı ve üretilmesindeki zorluklar, minyatür boyutlarda gerçekleştirilebilir olması zorunluluğu, yüksek kayıplar denebilir. Çalışmalar bu zorlukları ortadan kaldırmaya yönelik devam etmektedir.

Mikrodalga devreleri ve haberleşme sistemleri için yapıların minyatürize edilmesi önemlidir bu yüzden boyut olabildiğince küçültülmelidir. Burada YDBD kavramı, DBD'nin avantajlarını sağlarken boyutu azaltmak amacıyla önerilmiştir. YDBD'nin şematik taslağı Şekil 3.2'de gösterilmiştir (Yue ve diğ. 2018).



**Şekil 3.2:** YDBD 'nin şematik taslağı.

Elektrik alan, DBD sadece baskın moda çalıştığı zaman, yayılma yönü doğrultusunda dikey merkez düzleminde maksimum değerde olduğu için merkez düzlem eşdeğer bir manyetik duvar olarak düşünülebilir. Şekil 3.3'de, YDBD ve DBD boşluğu için temel modun elektrik alan dağılımlarını göstermektedir (He ve diğ. 2011).

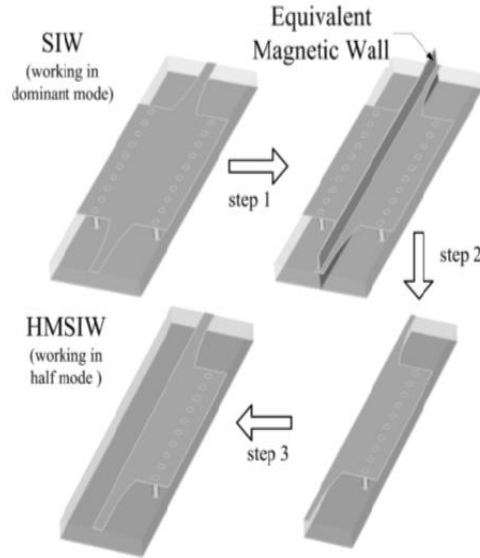


**Şekil 3.3:** DBD ve YDBD boşluğu için temel modun elektrik alan dağılımları.

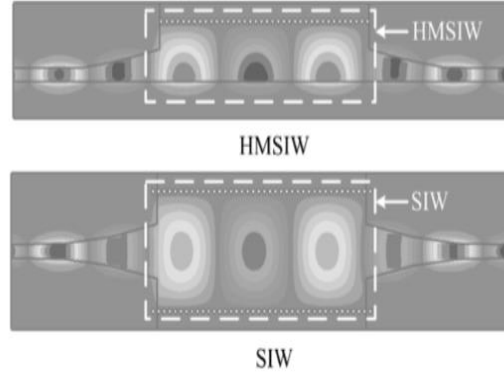


Bu fikirden yola çıkılarak, DBD'yi sağlam bir manyetik duvarla ikiye bölebiliriz ve DBD'nin her yarısı bir YDBD yapısı haline gelir ve bu yeni yapı, genişlik-yükseklik oranı nedeniyle orijinal alan dağılımını korur. DBD yapısı yerine YDBD yapısının kullanılması, düşük kaybı korurken boyutu etkili bir şekilde azaltabilir. YDBD bu nedenle daha iyi performans sağlar. Hayali manyetik duvarın kullanımı yalnızca bu fikri oluşturmak olduğu için, pratik bir cihazın tasarımında korunması gereksizdir ve az miktarda yayılan enerjiyi içine almak için sadece alt tabaka bölümden biraz uzatılmalıdır.

Aynı dielektrikle doldurulmuş geleneksel dikdörtgen metalik dalga kılavuzu, aynı işlemi gerçekleştirir ve YDBD ile aynı genişlik-yükseklik oranına sahipse, ekleme kaybı YDBD'ninkinden daha büyük olmayacaktır. Bununla birlikte, yapının karmaşıklığı ve maliyeti büyük ölçüde artar ve yapı düzlemsel devrelere kolayca entegre edilemez. Bunlar YDBD'nin sadece dikdörtgen dalga kılavuzuna göre avantajlarıdır. Şekil 3.4, bir DBD'den mikroşeritlere geçişleri olan bir DBD'den indirgenmiş YDBD'yi göstermektedir ayrıca DBD ve YDBD'deki baskın modun karşılaştırılması, Şekil 3.5'te gösterilmiştir (Liu ve diğ. 2007).



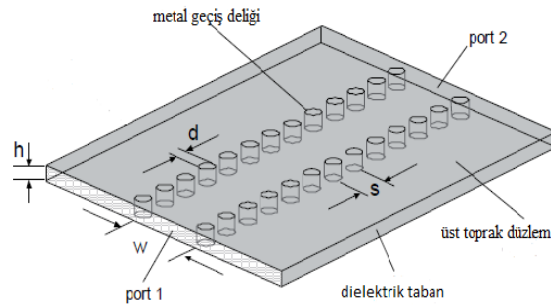
**Şekil 3.4:** YDBD'nin DBD'den gelişimi.



Şekil 3.5: YDBD ve DBD’de baskın mod.

### 3.1 Tasarım Parametreleri

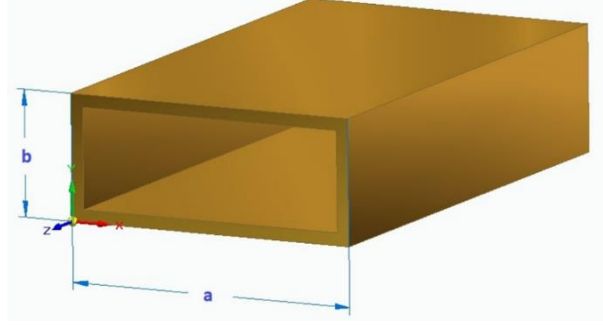
Dikdörtgen dalga kılavuzları, tüm duvarları iletkenden oluşun ve belirli kesim frekanslarına bağlı olarak belirtilen TE ve TM dalga kılavuzlarıdır. Dikdörtgen dalga kılavuzunda tüm iletken duvarlar iletkenken, DBD’ de ise yan duvarlar iletken silindirlere oluşur. Dikdörtgen dalga kılavuzlarıyla DBD’nin benzer propagasyon özelliği sağlaması dolayısıyla kullanılan analiz yöntemleri ikisinde de benzerdir. Ayrıca DBD, dikdörtgen dalga kılavuzlarında da olduğu gibi PCB (Printed Circuit Board), LTCC (Low Temperature Cofired Ceramics) vb. gibi üretim yöntemlerinden gerçekleştirildiği için DBD’yi dikdörtgen dalga kılavuzlarının özelleşmiş hali olarak nitelendirmek mümkündür. Şekil 3.6.’da bir DBD yapısı verilmiştir (Bozzi ve diğ. 2009).



Şekil 3.6: Temel DBD Yapısı.

Dikdörtgen dalga kılavuzları, mikrodalga işaretleri taşıyan en eski iletim ortamları olarak ifade edilebilir. Giderek minyatürleşme ve entegrasyonun önem

kazanması ile mikroşerit vb. düzlemsel iletim hatların kullanımı önem kazansa da, dikdörtgen dalga kılavuzları yüksek güçlü sistemler, milimetrik dalga sistemleri, uydu sistemleri vb. dalga kılavuzlarının kullanımı devam etmektedir (Pozar, 2005). Şekil 3.7’de dikdörtgen dalga kılavuzu görülmektedir.

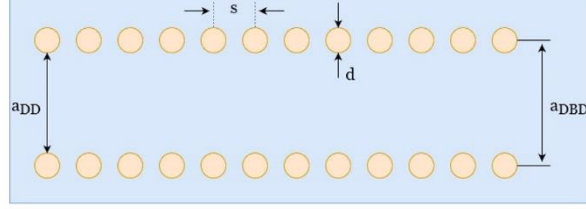


**Şekil 3.7:** Dikdörtgen Dalga kılavuzu.

Burada “a” kılavuzun genişliğini ve “b” yüksekliğini ifade etmektedir. İletken yan duvarlar arasındaki uzaklık “a” dikdörtgen dalga kılavuzunun genişliğini ifade ederken, “b” ise iletken alt üst duvarlar arasındaki mesafeyi yani dikdörtgen dalga kılavuzunun yüksekliğini ifade eder. Bu a ve b parametreleri aracılığıyla  $TE_{mn}$  için dikdörtgen dalga kılavuzunun kesim frekansı aşağıda denklem (3.1)’de verildiği gibidir. Dikdörtgen dalga kılavuzları ile DBD benzer propagasyon karakteristiğine sahip oldukları için DBD’nin yayılım sabiti, kesim frekansı gibi parametreleri dikdörtgen dalga kılavuzlarını baz alarak hesaplayabiliriz. DBD’nin de kesim frekansını denklem (3.1)’den hesaplayabiliriz. Dikdörtgen dalga kılavuzunun baskın modu  $TE_{10}$  modu olduğu için, b parametresinin kesim frekansını etkilemediği denklem (3.1)’den anlaşılabilir. DBD’nin de dikdörtgen dalga kılavuzuna benzer yapısı sebebiyle, DBD’nin de baskın modu  $TE_{10}$  modudur. Burada “ $\epsilon$ ” elektriksel geçirgenliği ifade ederken “ $\mu$ ” ise manyetik geçirgenliği simgelemektedir.

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (3.1)$$

DBD'nin tasarım parametreleri; "d" deliklerin çapı, "s" deliklerin arasındaki mesafeyi,  $a_{DD}$  dikdörtgen dalga kılavuzunun ve " $a_{DBD}$ " ise DBD'nin genişliği şeklinde Şekil 3.8'de gösterildiği gibi belirtilebilir.



**Şekil 3.8:** DBD yapısının parametreleri.

DBD ve dikdörtgen dalga kılavuzu arasındaki benzerlik göz önüne alınırsa, aynı yayılma özellikleri mevcut dikdörtgen dalga kılavuzunun efektif genişliği ile DBD'nin geometrik boyutları arasındaki ilişki denklem (3.2)'de verilmiştir. Ayrıca bu ilişki DBD tasarımında, tasarım parametrelerinin hesaplanması hakkında herhangi bir analiz aracı gerekmeden bilgi vermektedir (Bozzi ve diğ. 2011).

$$a_{DBD} = a + \frac{d^2}{0.95s} \quad (3.2)$$

DBD'nin önemli tasarım parametreleri olan d deliklerin yarıçapı ve s deliklerin merkezleri arasındaki mesafenin belirlenmesine dikkat edilmelidir. d ve s parametreleri aşağıda eşitlik (3.3) göz önüne alınarak belirlenir.

$$d < \lambda_g/5 \quad (3.3)$$

$$s < 2d$$

Kılavuzlu dalga uzunluğu olan  $\lambda_g$ , denklem (3.4)'de ifade edildiği gibidir.

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{\epsilon_r(2\pi f)^2}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (3.4)$$

### 3.2 Kayıplar ve Azaltılması

DBD bileşenlerinin tasarımındaki ana sorunlardan biri, özellikle mm-dalga frekans aralığında çalışırken kayıpların minimize edilmesidir. DBD yapılarında üç kayıp mevcuttur. DBD, Dikdörtgen dalga kılavuzlarına benzerlikleri ve metalik duvarların sonlu iletkenliğe sahip olması sebebiyle iletken kayıplarına sahiptir. Dielektrik yapının kalınlığı artırılarak iletken kayıplarının azaltılması sağlanabilir.

DBD, dielektrik alt tabakanın da kayıp tanjantından dolayı dielektrik kayıplar gösterebilir. Dielektrik kayıpları, DBD'nin boyutlarından kaynaklı olmayıp kullanılan dielektrik malzemeye bağlı olmakla birlikte, düşük kayıplı dielektrik malzeme kullanılarak bu kaybın azaltılması sağlanabilir.

DBD'nin özelliği olan kenar duvarlardaki boşluklar sebebiyle ise ışımaya kaybının oluşmasına neden olmaktadır. DBD'yi oluşturan metalik silindirlerin merkezleri arasındaki mesafe olan  $s$  parametresi ile, bu silindirlerin çapı olan  $d$  parametresi DBD'deki ışımaya kayıplarına sebep olabilmektedir. Işıma kaybının minimum olması için  $s/d < 2.5$  şartının sağlanması gerekmektedir.  $s/d < 2$  olacak şekilde tercih edilmesi durumunda ışımaya kayıpları kabul edilebilecek değerde olur.

Geleneksel diğer düzlemsel yapılardaki kayıplar ile DBD kayıplarını karşılaştıracak olursak, mikroşerit hatların dielektrik malzemenin kalınlığını artırmak kaybın azalmasını sağlasa da aynı zamanda ışımaya kaybını da artırır. DBD de ise düşük dielektrik sabitli malzemenin kalınlığı arttıkça iletken kaybı minimuma ineceği için, DBD geleneksel düzlemsel iletim hatlarına göre daha düşük kayba sahiptir denebilir (Bozzi ve diğ. 2009). Üretim teknolojilerinin de benzer olması sebebiyle entegrasyon için ayrıca kayıplar oluşmaması da DBD'nin avantajlarındanıdır.

### 3.3 Üretim Teknolojileri

DBD üretimi için literatürde en çok karşılaşılan üretim teknolojileri şu şekildedir:

- PCB (Printed Circuit Board)

- LTCC (Low Temperature Cofired Ceramics)
- HTCC (High Temperature Cofired Ceramics)
- Photoimagable Thick Film Technology
- Ion Tracking Technology

DBD üretiminde en yaygın üretim teknolojilerinden olan PCB teknolojisi, PCB üzerine lazer veya matkap aracılığı ile deliklerin açılması ve bu deliklerin içlerinin iletken kaplama yöntemleri ile kaplanmasıyla gerçekleştirilir. Üretim maliyetinin düşük olması ve tasarımda imkan verdiği esneklik dolayısıyla PCB teknolojisi DBD üretiminde sıkça tercih edilir. Bir diğer tercih edilme sebebi ise, düzlemsel iletim hatlarına kolayca entegre edilebilmesidir.

LTCC (Low Temperature Cofired Ceramics) ve HTCC (High Temperature Cofired Ceramics) teknolojileri ile küçük metalik delikler oluşturulabilmekte olduğu için böylelikle boyut olarak daha küçük DBD yapıların üretimi sağlanabilmektedir. Ayrıca LTCC ve HTCC, üç boyutlu üretime olanak sağlaması ve çok katmanlı olması sebebiyle de DBD üretiminde tercih edilen üretim teknolojilerindedir.

Photoimagable Thick Film Technology yani fotogörüntülenebilir kalın film teknolojisi, özellikle 100 GHz ve üzeri yüksek frekanslarda DBD üretiminde kullanılan boyutta esneklik ve düşük dielektrik kaybı sağlayan bir teknolojidir. Üretim şekli şu şekildedir: Önce alüminyum bir tabanın üzeri dalga kılavuzunun tabanını oluşturmak amacıyla metal bir katman ile kaplanır. Daha sonra bu katmanın üzerine 10µm kalınlığa sahip dielektrik malzeme eklenerek dalga kılavuzunun yan duvarları oluşturulur. Dalga kılavuzu istenen karakteristikte elde edilinceye dek bu işlemlere devam edilir. Dalga kılavuzu için istenen özellikler elde edildiğinde dalga kılavuzunun iletken tavanı da benzer şekilde oluşturulur. Baskı ve görüntüleme sonrasında her katmanın sırayla kurutulma ve yakılma işlemi bu yöntemin temelidir.

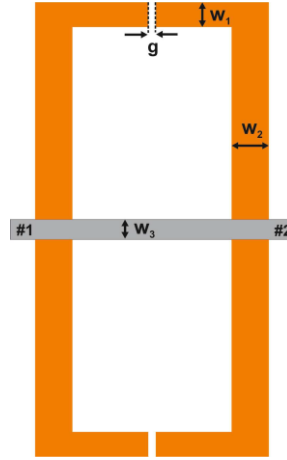
İyon izleme teknolojisi, esnek taban gereken yapıların üretiminde tercih edilen bir teknolojidir. Bu teknoloji ile üretim için önce Kapton folyoları üzerine ağır metaller ışınlanır ve ağır metallerdeki iyonların takibiyle delikleri oluşturmak amacıyla ıslak izler bırakılır ve folyonun bu izlerin kalınlığı kadar tamamen delinmesi ile DBD'deki delikler elde edilmiş ve üretim gerçekleştirilmiş olur (Berksoy, 2013).

## 4. ÇİFT MODLU ÇİFT BANDLI BAND GEÇİREN FİLTRE TASARIMLARI

Mikroşerit band geçiren filtre diğer mikrodalga devrelerine göre önemli bir yere sahiptir. Çift bandlı band geçiren filtreler ise ayrıca ilgi görmektedir. Tez kapsamında mikroşerit çift modlu çift bandlı filtre tasarımı yapılmıştır.

### 4.1 Çift Modlu Çift Bandlı Band Geçiren Filtre Tasarım Prosedürleri

Filtre için mikroşerit açık halka rezonatör incelenecek olursa Şekil 4.1’de gösterildiği gibi iki çift açık devre yan hatlar ve yan hatlar arasındaki bağlantı hattından oluşmaktadır. Şekil 4.1’den de görüleceği üzere giriş çıkış portları açık halka rezonatöre direkt bağlıdır. İncelenen devrede açık devre yan hatların ve bağlantı hattının genişlikleri birbirine eşit değildir ( $w_1 \neq w_2 \neq w_3$ ). Boyutun küçültülmesi bu açıdan önemli olduğu için önerilen rezonatör minyatürdür denebilir.

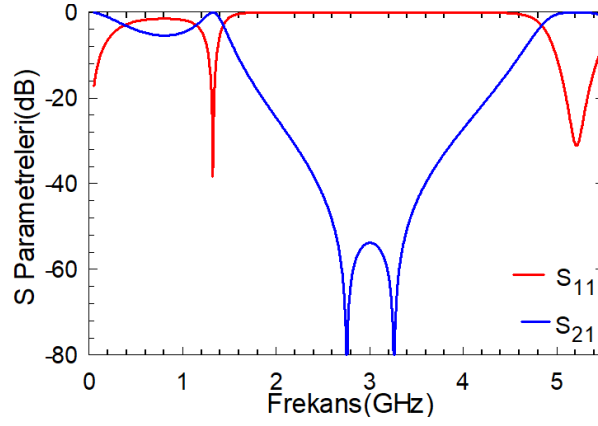


**Şekil 4.1:** Tasarlanan rezonatörün konfigürasyonu.

Devrede, bağıl geçirgenliği  $\epsilon_r = 10.2$  ve kalınlığı  $h = 1.27$  mm özelliklerine sahip taban malzemesi RT/Duroid 5880 kullanılmıştır. Önerilen rezonatör boyutları Tablo 4.1’de verildiği gibidir. Frekans cevabı ise Şekil 4.2’de verildiği gibidir.

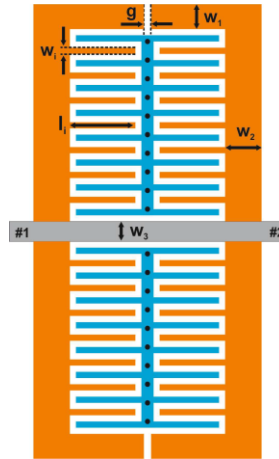
**Tablo 4.1:** Rezonatör boyutları.

$w_1$ (mm)	$w_2$ (mm)	$w_3$ (mm)	$g$ (mm)
2	4.9	1,6	0,6



**Şekil 4.2:** Tasarlanan rezonatörün frekans cevabı.

Verilen rezonatöre göre minyatürleştirmeyi artırmak amacıyla, aynı boyuta sahip Şekil 4.3’de verilen rezonatöre inter dijital parmaklar yerleştirilmiştir. İnterdijital parmaklar tasarlanan devre için ayarlama elemanı olarak kapasitif yükleme amacıyla kullanılmıştır bu sayede tasarım kompakt bir hale getirilmiştir. Burada 0,5 mm genişliğindeki inter dijital parmaklar, rezonatöre 0,5 mm aralıklarla yerleştirilmiştir.



**Şekil 4.3:** İnterdijital parmaklar ve geçiş noktaları kullanılarak tasarlanan rezonatör.

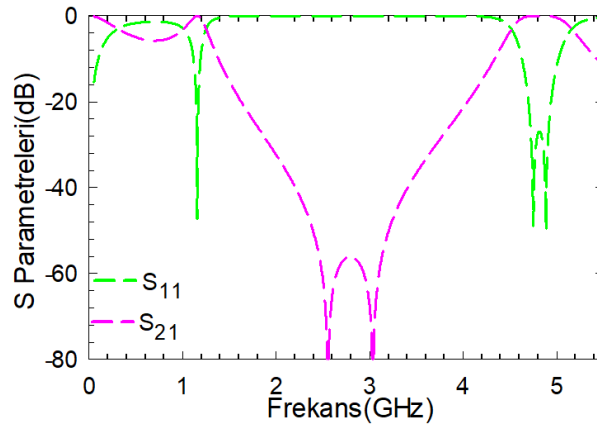


Şekil 4.3’de verilen tasarımın boyutları aşağıda verildiği gibi kolaylık olması açısından sırasıyla şöyle tanımlacaktır:

- $w_1$  : Açık devre yan hattın üstte bulunan kısmının derinliği
- $w_2$  : Açık devre yan hattın yanda bulunan kısmının derinliği
- $w_3$  : Bağlantı hattının derinliği
- $l_i$  : İnterdijital parmaklarının uzunluğu
- $w_i$  : İnterdijital parmakların derinliği
- $g$  : Açık devre yan hatlar arasındaki mesafe
- $d$  : Metal geçiş noktalarının çapı

Tasarım için interdijital yapı, aralarında eşit boşluklar olacak şekilde periyodik sıralı çoklu parmaklardan oluşmaktadır. Her bir interdijital parmak eşit uzunluğa sahiptir. Kapasitif yükleme etkisi yaratması amacıyla interdijital yapı iletkenin orta tarafında metal geçiş noktaları ile, metal geçiş noktalar arası uzaklık eşit olacak şekilde kısa devre edilmiştir. İnterdijital parmaklar, iletkenler arasındaki boşluk dolayısıyla oluşan kapasitansı kullanmaktadır. Şekilden de görüleceği gibi filtre, interdijital parmaklar sayesinde kompakt bir boyut elde edilmesini sağlamakla birlikte oldukça minyatürleştirilebilir.

Genişliği 0,5 mm olan interdijital parmaklar, rezonatöre 0,5 mm aralıklarla yerleştirildiğinde frekans yanıtı Şekil 4.4’de verildiği gibi elde edilir. Şekilde verilen tasarımın boyutları ise aşağıdaki tablo 4.2’de verildiği gibidir.

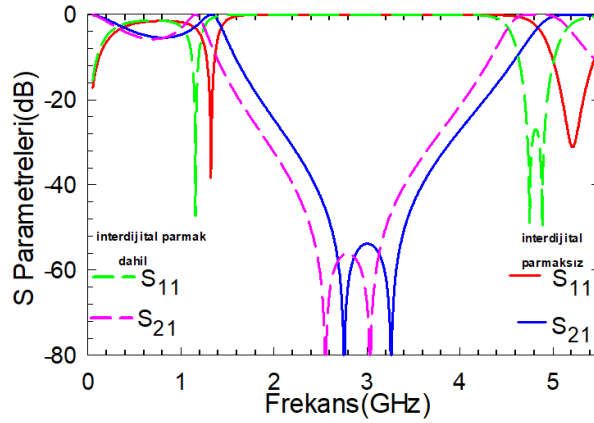


**Şekil 4.4:** İnterdijital parmaklar eklenmesi suretiyle oluşan rezonatörün frekans cevabı.

**Tablo 4.2:** İnterdijital parmaklar eklenmesi suretiyle oluşan rezonatörün boyutları.

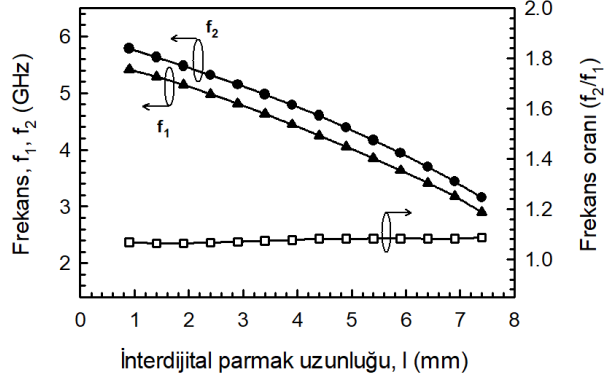
$w_1$	$w_2$	$w_3$	$g$	$l_i$	$w_i$	$d$
2	4.9	1,6	0,6	3,5	0,5	0,4

Aşağıda interdijital parmaklar ekli olmadan ve interdijital yüklem elemanı ile rezonatörün frekans cevabının karşılaştırılması Şekil 4.5'te verilmiştir. Verilen şekilden görüleceği gibi interdijital parmaklar eklendiğinde mod çıkışının olduğu görülmektedir. İnterdijital parmaklar kapasitif yüklem elemanı olarak kullanılmış ve bu sayede kompakt ve minyatür bir tasarıma ulaşılmıştır.



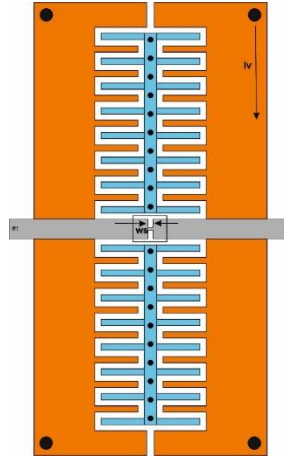
**Şekil 4.5:** İnterdijital yüklem elemanının frekans cevabına etkisi.

İnterdijital parmaklar mod frekanslarının kontrol edilmesini sağlar. İnterdijital parmakların uzunluğu kapasitifliği değiştirirken, ayrıca ikinci geçiş bandındaki mod frekansları  $f_1$  ve  $f_2$  değişimini de etkiler. İnterdijital parmakların farklı uzunluk değişimlerine göre mod frekanslarının değişimi Şekil 4.6'da verildiği gibidir. Şekil 4.6'da görüldüğü gibi buradan interdijital parmakların uzunluğunun artmasının mod frekanslarının azalmasını sağladığı çıkarımı yapılabilir.



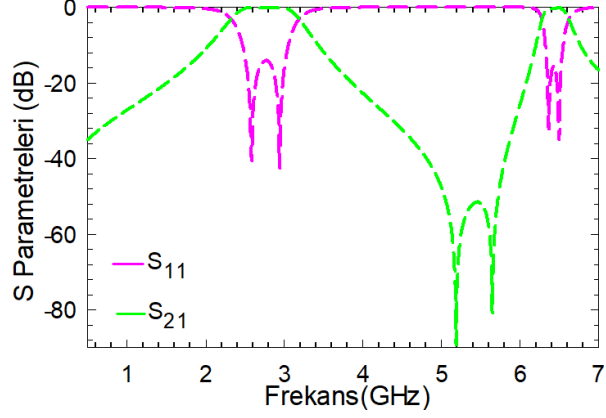
**Şekil 4.6:** İnterdijital parmakların uzunluğu ile mod frekanslarının ilişkisi.

Şekil 4.3'teki rezonatörden yola çıkılarak Şekil 4.7'de verilen tasarım yapılmıştır. Burada  $w_3$  parametresi ile belirtilen açık devre yan hatlara, aynı zamanda giriş çıkış portlarına bağlı olan bağlantı hattında  $w_s$  ile belirtilen bir yarık açılmıştır ve yarığın genişliği 0.4mm'dir. Ayrıca açık devre yan hatlara, köşelerden 0.5mm içeride olacak şekilde açık devre yan hatları kısa devre yapmak amacıyla çapı 1mm olan,  $d_1$  parametresi ile belirtilen birer geçiş noktası eklenerek bir filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu geçiş noktasının konumu  $l_v$  parametresiyle gösterilmektedir ve detaylı şekilde incelenecektir. İnterdijital parmakların orta kısmında bulunan geçiş noktaları ise Şekil 4.3'de verilen rezonatörde olduğu gibi çapı 0.4mm'dir ve  $d$  parametresi ile belirtilmektedir. Tablo 4.3'de boyutlar detaylı şekilde verilmiştir.



**Şekil 4.7:** Köşede tek geçiş noktası bulunan tasarım.

Tasarlanan filtrenin frekans cevabı Şekil 4.8’de verildiği gibidir. Görüldüğü gibi açık devre yan hatlar üzerinde metal geçiş noktası kullanılarak aynı yüzey alanı kullanımına rağmen çift bantlı yanıt elde edilebilmiştir.

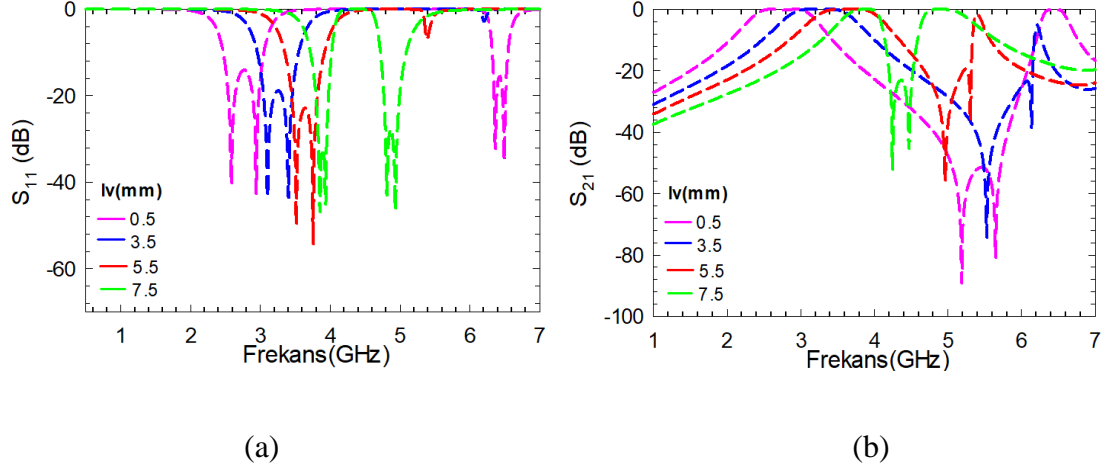


Şekil 4.8: Önerilen devrenin frekans cevabı.

Tablo 4.3: Filtrenin boyutları (mm).

$w_1$	$w_2$	$w_3$	$g$	$l_i$	$w_i$	$d_1$	$d$	$l_v$	$w_s$
2	4.9	1,6	0,6	3,5	0,5	1	0,4	0,5	0,4

Şekil 4.7’de verilen filtrede köşedeki geçiş noktasının konumu olan  $l_v$  parametresi gözükmemektedir. Burada devrede  $l_v$  parametresi 0.5mm dir, geçiş noktasının konumu aşağı doğru değiştirilerek  $l_v$  parametresinin frekans cevabına etkisi gözlenmiştir,  $l_v$  parametresi sırasıyla 3.5mm, 5.5mm ve 7.5mm yapılarak incelenmiştir ve S parametreleri Şekil 4.9’da verildiği gibidir. Görüldüğü üzere  $l_v$  parametresi geri dönüş kaybının seviyesinin ayarlanmasında etkilidir.



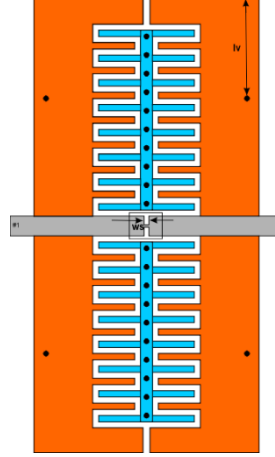
**Şekil 4.9:**  $l_v$  parametresinin frekans cevabına etkisi. a)  $S_{11}$ . b)  $S_{21}$ .

Şekil 4.3’de detayları verilip açıklanan rezonatör yapısını kullanmakta olan yeni bir çift modlu çift bantlı bant geçiren filtre Şekil 4.10’da verildiği gibi tasarlanmıştır. Yani bu filtre ayrıyetten bir alana ihtiyaç duyulmaksızın rezonatör üzerinde gerçekleştirilebilir. Bu da boyuttan tasarruf sağlamaktadır. Şekil 4.10’da gözüktüğü gibi açık devre yan hatlarının hepsine, yan hatları toprağa bağlamakta olan birer metal geçiş noktası eklenmiştir. Böylece frekans cevabında daha alçak bir geçiş bandının elde edilmesi sağlanır. Ayrıca açık devre yan hatların arasında bulunan bağlantı hattına  $w_s$  ile tanımlı bir yarık yerleştirilmiştir.

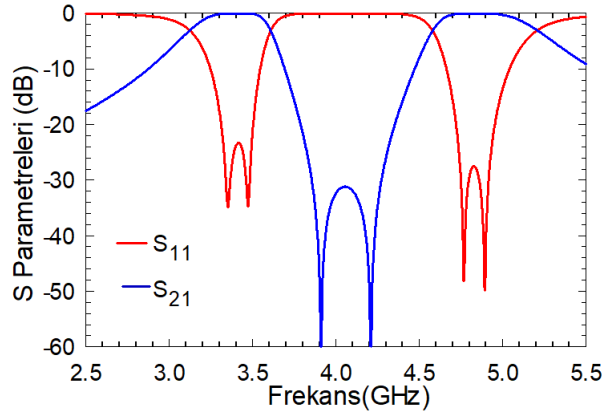
Şekil 4.7 ve 4.8’de tasarımı ve cevapları verilen filtrenin her bir geçiş noktasının çapı ( $d$  parametresi) 0.4 mm olarak kullanılarak bahsedilecek olan tasarıma geçilmiştir. Tasarımda  $l_v$  geçiş noktasının konumunu göstermektedir ve ana hattan geçiş noktasının başlangıcına kadar olan uzaklığı ifade eder. Filtrenin yapısı Şekil 4.10’da verilmiştir, tasarlanan devrenin frekans cevabı ise Şekil 4.11’de verildiği gibidir. Cevabı verilen filtrenin boyutları Tablo 4.4’de verildiği gibidir.

**Tablo 4.4:** Parametrelerin boyutları (mm).

$w_1$	$w_2$	$w_3$	$g$	$l_i$	$w_i$	$d$	$l_v$	$w_s$
2	4.9	1,6	0,6	3,5	0,5	0,4	7,8	0,4



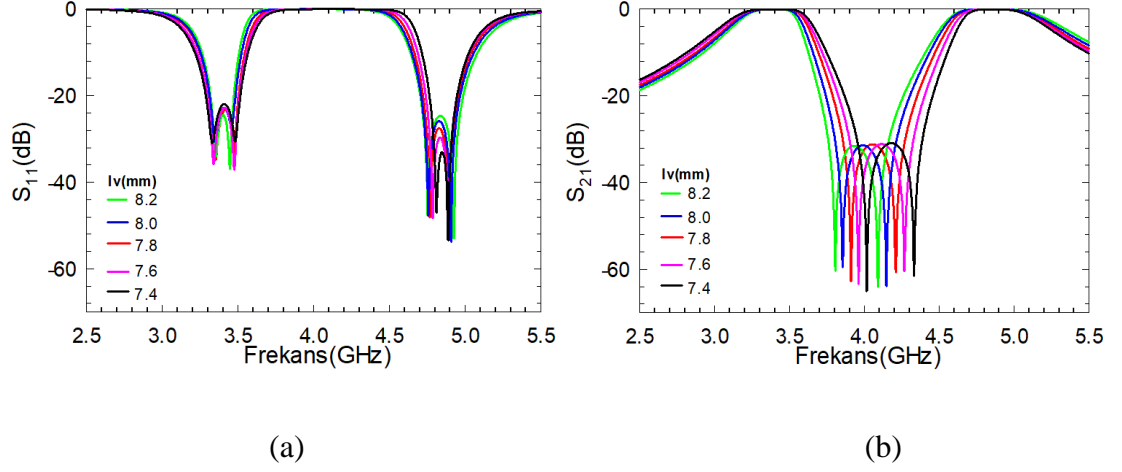
**Şekil 4.10:** Tasarlanan filtrenin yapısı.



**Şekil 4.11:** Tasarlanan filtrenin frekans cevabı.

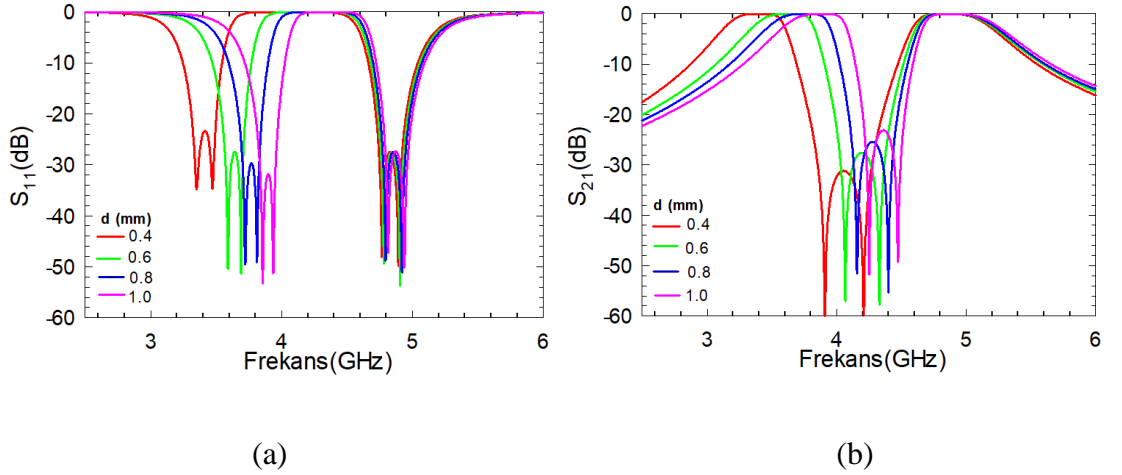
Tasarlanan filtrenin tasarım parametrelerinin değişiminin frekansa etkisi sırayla bu kısımda incelenmiştir.

İletim sıfırlarını kontrol etmek amacıyla açık devre yan hatlarına yerleştirilen geçiş noktalarının konumu olan Şekil 4.10'da verilen  $l_v$  parametresi etkilidir.  $l_v$  parametresi burada 8.2mm'den 7.4mm'e kadar 0.2mm aralıklarla incelenmiştir ve frekans cevabındaki etkisi gözlenmiştir. İletim sıfırları değişim gösterirken, geçiş bantlarının geri dönüş kaybı seviyesinin değişmediği sonucuna ulaşılmıştır. Araya girme kaybının ise seviyesinin değişmediği ve  $l_v$  azaldıkça sağa doğru merkez frekansının kaydığı görülmüştür. Geçiş bantları ve iletim sıfırlarının değişimi  $l_v$  parametresinin değişimine göre Şekil 4.12'de verilmiştir.



**Şekil 4.12:** Geçiş noktalarının konumu olan ( $l_v$ ) parametresinin frekans cevabına etkisi a)  $S_{11}$ . b)  $S_{21}$ .

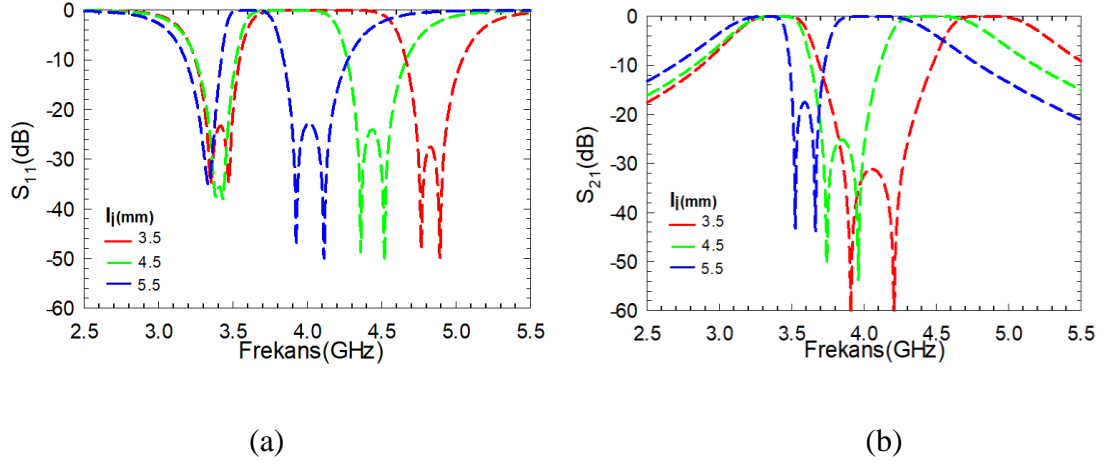
Metal geçiş noktalarının çapı olan  $d$  parametresinin değişimi ile, ikinci geçiş bandının geri dönüş kaybı seviyesinin değişimi elde edilmiştir. Burada  $d$  0.4mm, 0.6mm, 0.8mm ve 1.0mm olarak seçilerek frekans cevabındaki etkisi gözlenmiştir. Birinci geçiş bandının geri dönüş kaybı seviyesinin  $d$  parametresinin değişiminden etkilenmediği ve araya girme kaybının  $d$  arttıkça merkez frekansının sağa doğru arttığı Şekil 4.13’de verildiği gibidir.



**Şekil 4.13:** Metal geçiş noktalarının çapı olan  $d$  parametresinin değişiminin frekans cevabına etkisi. a)  $S_{11}$ . b)  $S_{21}$ .

$l_1$  olarak adlandırılan parametre inter dijital parmakların uzunluğudur.  $l_1$  burada 3.5mm, 4.5mm, 5.5mm olarak incelenmiş ve bu değişimin frekans cevabı üzerindeki

etkisi incelenmiştir. Şekil 4.14’de verilen  $l_1$  parametresinin değişimi iletim sıfırlarının konumunu ve ikinci geçiş bandının merkez frekansını ayarlamaktadır.  $l_1$  arttıkça, ikinci geçiş bandının merkez frekansı düşer. Burada  $l_1$  parametresini artırmak kapasitif etkiyi artırmak anlamına gelmekle birlikte, endüktans sabit değerdedir aynı zamanda  $l_1$ ’nin artması yavaş dalga etkisinin de artması anlamına gelir.

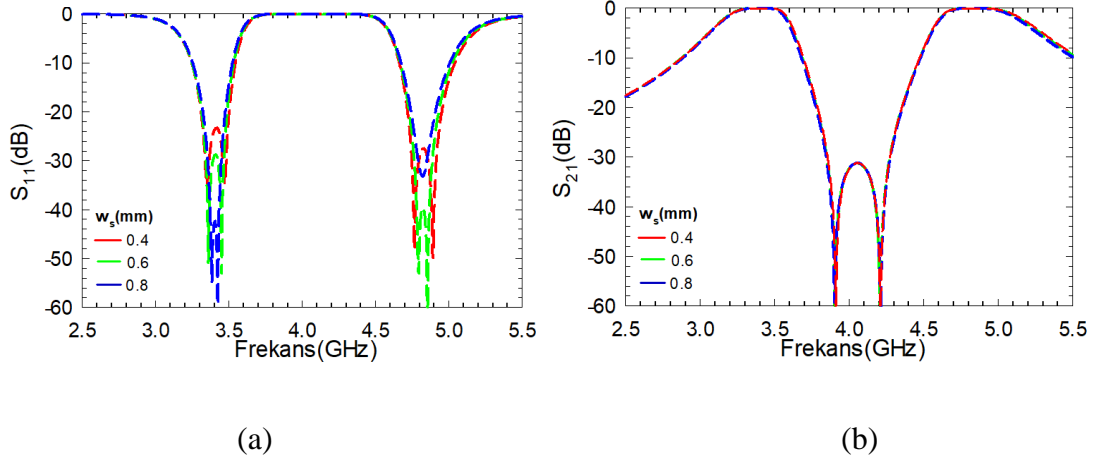


**Şekil 4.14:** İnterdijital parmakların uzunluğu olan  $l_1$  parametresinin değişiminin frekans cevabına etkisi. a)  $S_{11}$ . b)  $S_{21}$ .

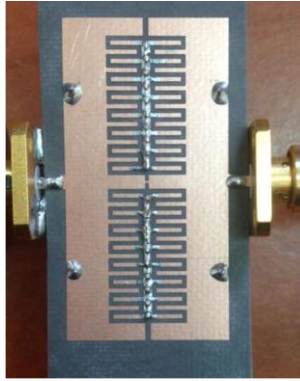
Açık devre yan hatların arasında bulunan bağlantı hattına yerleştirilen yarık  $w_s$  ile adlandırılan parametre Şekil 4.10’da gösterilmiştir.  $w_s$  parametresinin değişiminin frekans cevabına etkisi Şekil 4.15’te verildiği gibidir. Şekilden görüleceği üzere her bir geçiş bandı için geri dönüş kaybı seviyesi,  $w_s$  parametresi ile hassas bir şekilde kontrol edilebilmekte olduğu görülmektedir.

Yapılan tasarımın baskı devre tekniği kullanılarak basılan devresi Şekil 4.16’da verildiği gibidir. Simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması ise Şekil 4.17’de verildiği gibidir. Şekil 4.17’den de görüleceği gibi yapılan ölçümlerin simülasyon ile uygun olduğu sonucuna ulaşılmıştır.

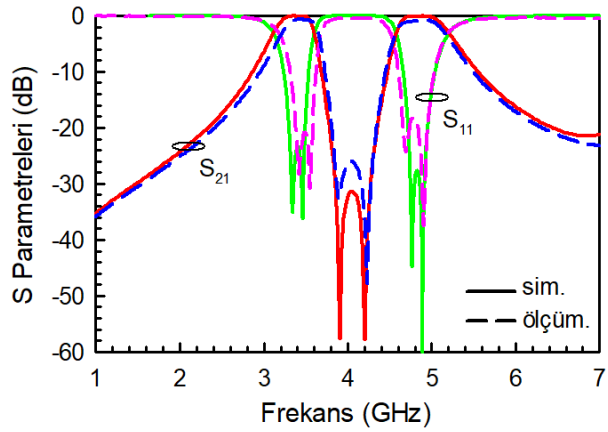




Şekil 4.15:  $w_s$  parametresinin değışiminin frekans cevabına etkisi. a)  $S_{11}$ . b)  $S_{21}$ .



Şekil 4.16: Basılan devrenin fotoğrafı.



Şekil 4.17: Simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması.

## 4.2 Çift Modlu Çift Bandlı Band Geçiren Filtre İçin Kuplaj Matrisi Sentezi

Bu bölümde Şekil 4.10'da tasarımı yapılan çift modlu çift bandlı band geçiren filtre için kuplaj matrisi sentezi yapılmıştır. Kuplaj matrisini elde edebilmek için önce filtreye ait rasyonel fonksiyon elde edilmiş, sonrasında Hurwitz faktörizasyonu ile saçılma parametreleri polinomlarına ayrılmıştır. Elde edilen bu polinomlardan admitans matrisi üretilmiş ve kuplaj matrisi sentezlenmiştir (Cameron, 2003).

### 4.2.1 Rasyonel Fonksiyon Seçimi

Saçılma parametrelerinin arasında kayıpsız iki kapılı mikrodalga filtreleri için denklem (4.1)'de verilen eşitlikler söz konusudur.

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (4.1a)$$

$$S_{11} = S_{21} \quad S_{21} = S_{12} \quad (4.1b)$$

Geri dönüş kaybı diğer bir ifadeyle iletim katsayısı ve araya girme kaybı diğer bir deyişle yansıma katsayısı ise seçilen bir rasyonel fonksiyona göre sırasıyla aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$|S_{11}(j\Omega)|^2 = \frac{\varepsilon^2 F_n^2(\Omega)}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (4.2a)$$

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (4.2b)$$

Bu denklemde  $\varepsilon$  ripple (dalgacık) faktörünü,  $F_n$  ise seçilen rasyonel fonksiyonu ifade etmektedir. Ripple faktörü  $\varepsilon$  ise Denklem (4.3)'de verildiği gibi hesaplanabilir.

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{RL/10} - 1}} \quad (4.3)$$

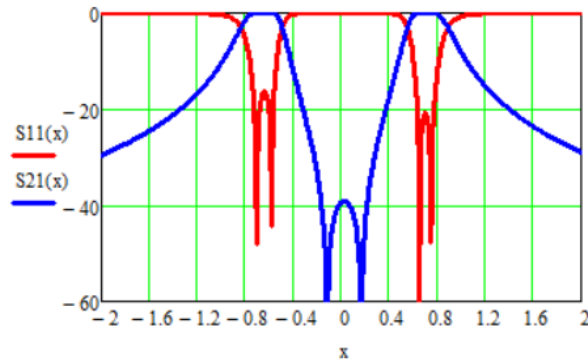
Şekil 4.10'da tasarlanan ve Şekil 4.11'de frekans cevabı verilen devrenin dört adet iletim sıfırı (seçilen rasyonel fonksiyonun kutupları) ve iki adet yansıma sıfırı (seçilen fonksiyonun sıfırları) bulunmaktadır. Rasyonel fonksiyonun kutupları frekans cevabında iletim sıfırlarına karşılık gelir ve fonksiyonun sıfırları ise yansıma sıfırlarına

karşılık gelir. Tablo 4.4'te ise bu devre için saçılma parametrelerine ait iletim ve yansımaya sıfırları verilmiştir.

**Tablo 4.4:** Saçılma parametrelerine ait iletim ve yansımaya sıfırları.

İletim Sıfırları (GHz)				Yansımaya Sıfırları (GHz)	
-0.71	-0.58	0.65	0.75	-0.12	0.17

Elde edilen denklemlerden yola çıkılarak  $F_n$  rasyonel fonksiyonunu elde ederek saçılma parametrelerine ulaşılmaktadır. Şekil 4.18'de elde edilen saçılma parametrelerinin grafikleri verilmiştir.



**Şekil 4.18:** Tasarlanan devrenin rasyonel fonksiyon ile saçılma parametrelerinin cevabı.

#### 4.2.2 Hurwitz Faktörizasyonu

Mutlak değer içinde verilen bir fonksiyonun karesinin, kendisi ve kompleks eşleniğinin çarpına eşit olmasını Hurwitz faktörizasyonu ifade eder.

$$|f(s)|^2 = f(s)f^*(s) \quad (4.5)$$

Denklem (4.2) ve denklem (4.4)'ten yola çıkılarak yansımaya ve iletim katsayılarının sıfır ve kutuplarını bulmak için denklemler aşağıda verildiği gibidir.

$$\varepsilon^2 f_n^2(s) = 0 \quad (4.6a)$$

$$f_d^2(s) = 0 \quad (4.6b)$$

$$\varepsilon^2 f_n^2(s) + f_d^2(s) = 0 \quad (4.6c)$$

Bu denklemlerden elde edilen sıfırlar ve kutuplar ile saçılma parametreleri pay ve payda polinomlarının bölümü şeklinde Denklem (4.7)'de verildiği gibi yazılır ve daha sonra Hurwitz faktörizasyonu uygulanır. Denklemlerde s değişkeni, fonksiyonun s domeninde tanımlı olduğunu ifade eder ve  $s=jw$  eşitliği söz konusudur. Bu denklemde verilen  $\varepsilon_{11}$  ve  $\varepsilon_{21}$  ifadeleri normalizasyon için dalgacık faktörlerini ifade etmektedir.

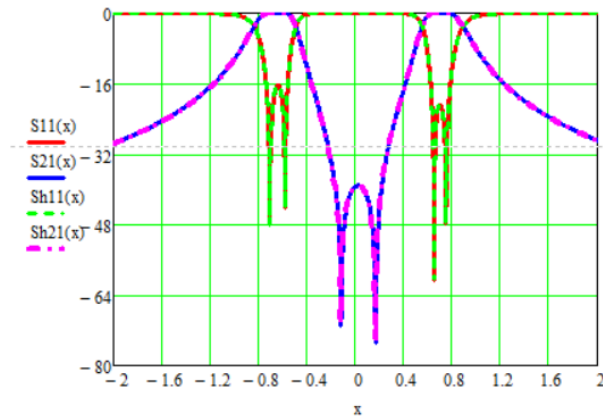
$$s11_h = \frac{s11n_h}{\varepsilon_{11}s11d_h} \quad (4.7a)$$

$$s21_h = \frac{s21n_h}{\varepsilon_{21}s21d_h} \quad (4.7b)$$

Saçılma parametrelerinin Hurwitz faktörizasyonuna göre yazılması ile elde edilen iletim ve yansıma katsayıları Denklem (4.8)'de verildiği gibidir. Rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleriyle Hurwitz faktörizasyonuna göre elde edilen cevap ise Şekil 4.19'da verildiği gibidir.

$$Sh11(s) = 10 \log(|s11_h(s)s11_h(-s)|) \quad (4.8a)$$

$$Sh21(s) = 10 \log(|s21_h(s)s21_h(-s)|) \quad (4.8b)$$



**Şekil 4.19:** Rasyonel Fonksiyondan Elde Edilen Saçılma Parametreleriyle Hurwitz Faktörizasyonu Sonucu Elde Edilen Sonuçların Karşılaştırılması.

### 4.2.3 Kuplaj Matrisi Oluşturulması ve Normalize Frekans Cevabının Elde Edilmesi

Kuplaj matrisini sentezlemek için kullanılacak yöntem iki kapılı kısa devre admitans matrisini oluşturmaktır (Cameron, 2003). Hurwitz faktörizasyonu ile saçılma parametrelerine ait polinomlar iletim ve yansıma katsayılarının fonksiyonları ile elde edilmiş ve yarı polinomlar şeklinde ayrıştırılmıştır. Admitans matrisinin sentezi için iletim ve yansıma katsayısı polinomları için aşağıda verilen denklemlerden yola çıkılmaktadır (Cameron, 2003). Bu denklemlerde  $F(s)$  Denklem (4.7)'deki  $s_{11n_h}$ 'a karşılık gelirken,  $P(s)$   $s_{21n_h}$ 'a ve son olarak  $E(s)$  ise  $s_{11d_h}$ 'a karşılık gelmektedir.

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)}{\varepsilon_E(s)} \quad (4.9a)$$

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)}{\varepsilon_R(s)} \quad (4.9b)$$

Filtre derecesinin çift ya da tek olmasına göre admitans fonksiyonları farklıdır ve kuplaj matrisi sentezlenen devre için filtre derecesinin çift olması durumu söz konusudur (Cameron, 2003). Admitans matrisini elde etmek için kullanılacak denklem aşağıda verildiği gibidir (Cameron, 2003). Denklem 4.10'da verilen  $r_{22k}$  ve  $r_{21k}$ ,  $y_{21}(s)$  ve  $y_{21}(s)$  polinomlarının rezidüleridir.  $\lambda_k$ , ise  $y_d(s)$ 'in özdeğerleri olarak ifade edilir.  $K_0$  ise bir sabit olmakla birlikte iletim sıfırları filtre derecesine eşit olmadığı için sıfıra eşittir. Tasarlanan devre için özdeğerler, rezidüler ve özvektörler Tablo 4.6'da verildiği gibidir.

$$[Y_N] = \begin{bmatrix} y_{11}(s) & y_{12}(s) \\ y_{21}(s) & y_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (4.10a)$$

$$= \frac{1}{y_d(s)} \begin{bmatrix} y_{11n}(s) & y_{12n}(s) \\ y_{21n}(s) & y_{22n}(s) \end{bmatrix} \quad (4.10b)$$

$$= j \begin{bmatrix} 0 & K_0 \\ K_0 & 0 \end{bmatrix} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{(s-j\lambda_k)} \begin{bmatrix} r_{11k} & r_{12k} \\ r_{21k} & r_{22k} \end{bmatrix} \quad (4.10c)$$

**Tablo 4.5:** Hesaplanan rezidüer, özdeğerler ve özvektörler.

K	Özdeğerler	Rezidüer		Özvektörler	
	$\lambda_k$	r21k	r22k	T <sub>Nk</sub>	T <sub>1k</sub>
1	-0.530	-0.044	0.044	0.21	0.21
2	0.588	0.042	0.042	0.204	-0.2
3	-0.775	0.065	0.065	0.254	-0.25
4	0.829	-0.063	-0.063	0.250	0.25

Kuplaj matrisinin bulunan bu değerlerden yola çıkılarak oluşturulması için gerekli denklemler Denklem (4.11)'de verildiği gibidir. Bu denklemler sırasıyla elde edilerek kuplaj matrisi elde edilmiş olur. Elde edilen kuplaj matrisi Denklem 4.12' de verildiği gibidir.

$$\lambda_x = \text{diag}(\lambda_k) \quad (4.11a)$$

$$\Lambda = [T_{1k} \ \lambda_x \ T_{Nk}] \quad (4.11b)$$

$$M_x = \begin{bmatrix} T_{1k} \\ \Lambda \\ T_{Nk} \end{bmatrix} \quad (4.11c)$$

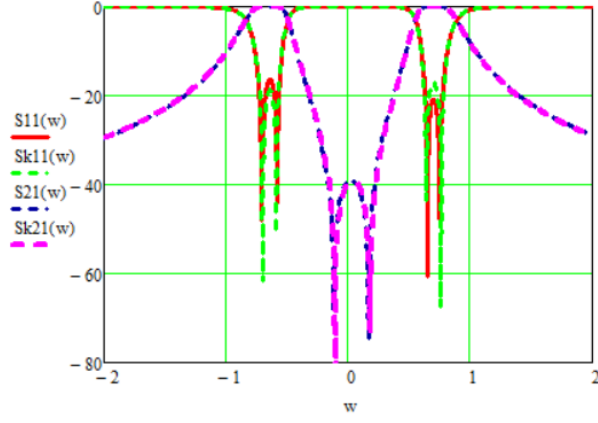
$$M_x = \begin{pmatrix} 0 & 0.21 & -0.2 & -0.25 & 0.25 & 0 \\ 0.21 & -0.53 & 0 & 0 & 0 & 0.21 \\ -0.2 & 0 & 0.59 & 0 & 0 & 0.2 \\ -0.25 & 0 & 0 & -0.78 & 0 & 0.25 \\ 0.25 & 0 & 0 & 0 & 0.83 & 0.25 \\ 0 & 0.21 & 0.2 & 0.25 & 0.25 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

Kuplaj matrisinden frekans cevabı elde edebilmek için saçılma parametreleri Denklem (4.12)'de olduğu gibi hesaplanır (Hong ve Lancaster, 2001). Burada [q] matrisi  $q_{11} = 1/q_{e1}$  ve  $q_{NN} = 1/q_{eN}$  hariç tüm elemanları sıfır olan bir kare matris olarak, p ise jw ile ifade edilen frekans değişkeni ve  $[I^1]$  ise ilk ve son elemanı sıfır olan birim matris olarak tanımlanır. Kuplaj matrisine ait saçılma parametreleri Şekil 4.21'de verildiği gibidir. Kuplaj matrisinden elde edilen frekans cevabının rasyonel fonksiyondan elde edilen cevapla karşılaştırılması Şekil 4.21'de verildiği gibidir.

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1}q_{eN}}} [A]_{N1}^{-1} \quad (4.12a)$$

$$S_{11} = \pm \left( 1 - \frac{2}{q_{e1}} [A]_{N1}^{-1} \right) \quad (4.12b)$$

$$[A] = [q] + p[I^1] - j[M] \quad (4.12c)$$

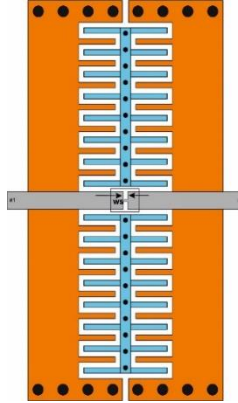


**Şekil 4.20:** Rasyonel fonksiyondan ve kuplaj matrisinden elde edilen normalize frekans cevabının karşılaştırılması.

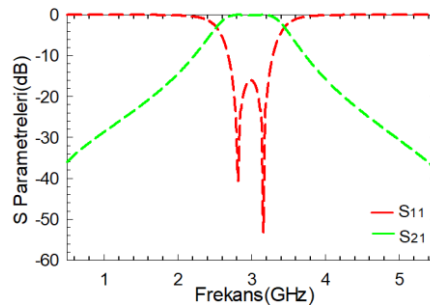
## 5. AYARLANABİLİR DBD ve YDBD FİLTRE TASARIMLARI

Bu bölümde ayarlanabilir DBD ve YDBD filtrelere örnek tasarımlar verilecektir. Literatürde ayarlanabilir filtrelerin önemi büyüktür. Bu bölümdeki tasarımlarda amaç, DBD ve YDBD yapılarla inter dijital yükleme yapılarak ayarlanabilir düşük kayıplı filtre tasarımıdır.

Şekil 4.7’de verilen tasarımdan yola çıkılarak açık devre yan hatların üst ve alt kısımlarına, köşede bulunan metal geçiş noktalarının yanına periyodik olarak olarak 1.4 mm aralıklarla geçiş noktası ilavesi yapılmış olan tasarım Şekil 5.1’de verildiği gibidir. Burada  $l_1$  nin artması veya azalmasına göre üstteki geçiş noktalarının olması önemlidir. Örneğin  $l_1$  nin 1mm olduğu durumda, akım yolu beslemeye göre kıvrılarak gidiyormuş etkisi yaratacağı için geçiş noktaları önem kazanacağı için periyodik olarak geçiş noktaları eklenmiştir. Tasarlanan devrenin frekans cevabı ise Şekil 5.2’de verildiği gibidir.



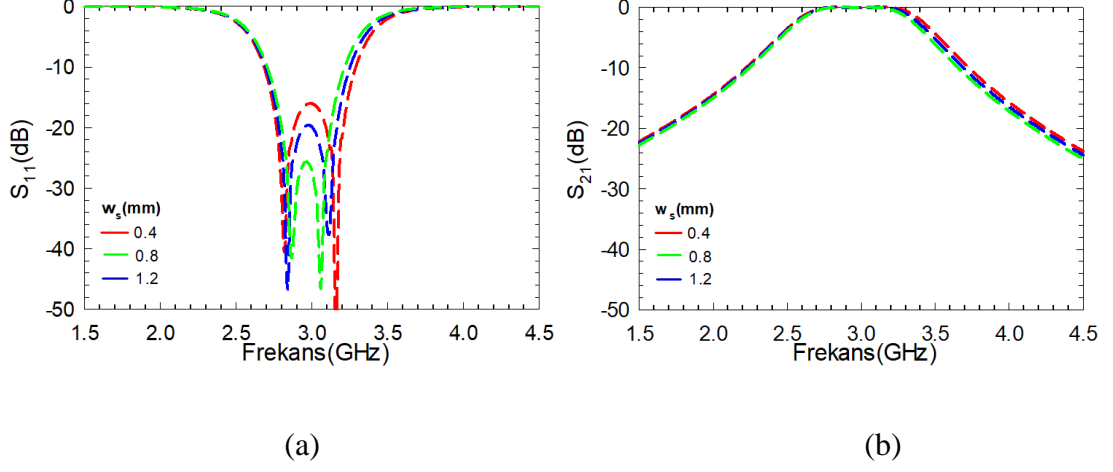
Şekil 5.1: Açık devre yan hatların üst ve alt kısımlarına geçiş noktalarının periyodik olarak eklenmesi ile tasarlanan devre.



Şekil 5.2: Tasarlanan devrenin S parametreleri.

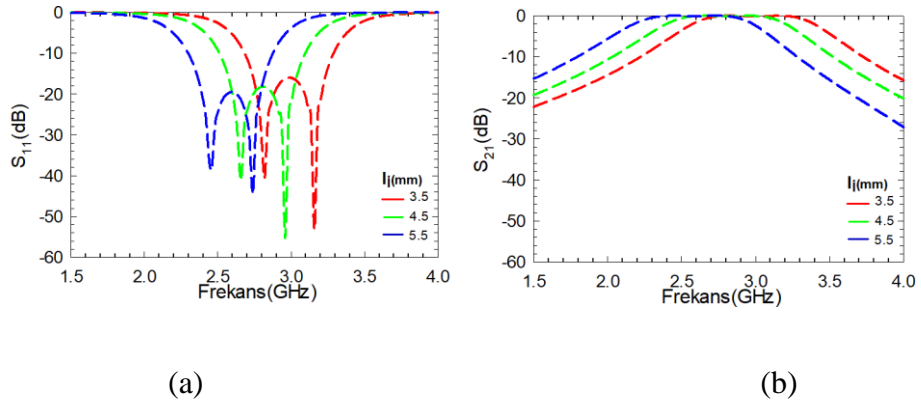


Şekil 5.3’de verilen cevap,  $w_s$  parametresinin değişiminin frekans cevabındaki etkisidir. Görüleceği üzere her bir geçiş bandı için geri dönüş kaybı seviyesi  $w_s$  değişimi ile kontrol edilebilir.



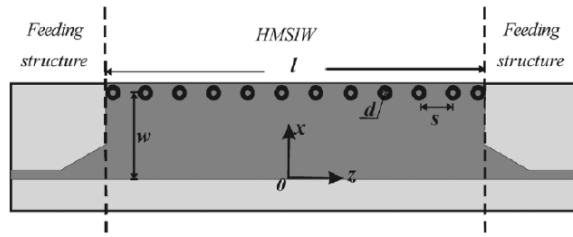
Şekil 5.3:  $w_s$  parametresinin frekans cevabına etkisi. a)  $S_{11}$ . b)  $S_{21}$ .

$l_1$  burada 3.5mm, 4.5mm, 5.5mm olarak incelenmiş ve bu değişimin frekans cevabı üzerindeki etkisi Şekil 5.4’de incelenmiştir.  $l_1$  azaldıkça band genişleyerek sağa doğru artmaktadır. Böylelikle merkez frekansı da kaymış ve azalmıştır. Geri dönüş kaybı seviyesi ise giderek azalmakta ve  $l_1$  6 mm olduğunda ise -20 dB’ye tam denk gelmektedir. Bu değerden sonra tekrar geri artmakta olduğu gözlenmiştir.  $l_1$  parametresi kapasitif etkiyle ilişkilidir.  $l_1$  arttıkça kapasitif etki artarken, azaldıkça ise kapasitif etki düşmektedir.



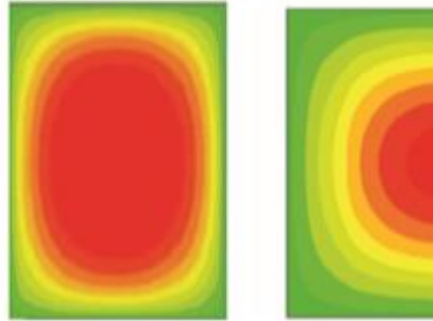
Şekil 5.4:  $l_1$  parametresinin frekans cevabına etkisi. a)  $S_{11}$ . b)  $S_{21}$ .

DBD'nin yapısına benzer olan YDBD'nin konfigürasyonu Şekil 5.5'de verildiği gibidir. YDBD'nin yapısı, DBD yapılarına benzer olmakla birlikte DBD'nin dalga kılavuzu genişliğinin yarısına sahiptir. Bölüm 3'de açıklandığı gibi DBD'nin elektrik alanı yayılma yönü boyunca dikeyde maksimum olduğu için bu dikey düzlem eşdeğer manyetik bir duvar olarak görülebilmektedir. DBD bu dikey düzlemde ikiye bölünürse dalga kılavunun yarısı yarım alana sahip olmuş olur. Bu da DBD'nin başka bir özelliği değişmeden YDBD'yi boyutta yarı yarıya avantajlı hale getiriyor demektir.



Şekil 5.5: YDBD yapısı (Huang, 2013).

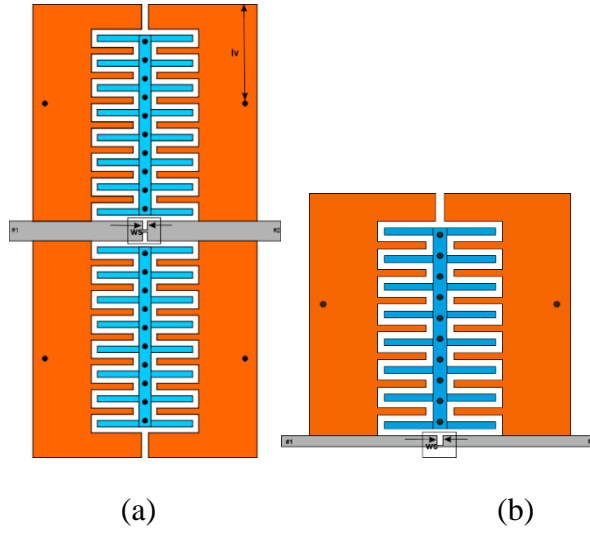
DBD ve YDBD'nin bahsedilen alan dağılımları ise Şekil 5.6'da verildiği gibidir. Görüldüğü gibi dikey düzlemde DBD'nin elektromanyetik ana özellikleri aynıyken alan dağılımları YDBD'de DBD'ninkinin yarısıdır.



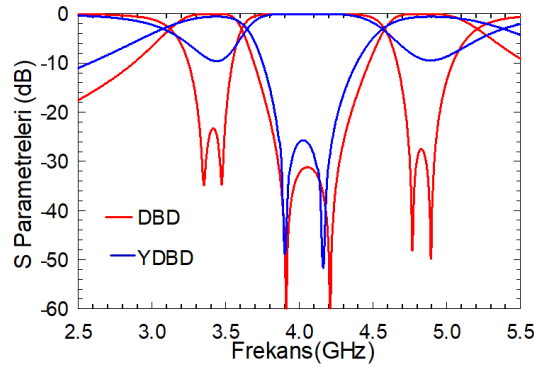
Şekil 5.6: DBD ve YDBD alan dağılımları karşılaştırması (He ve diğ. 2011).

Anlatılardan yola çıkılarak Bölüm 4'de verilen çift mod çift bandlı filtre devresi ve devrenin yarı mod rezonatörler kullanılan hali Şekil 5.7'de verildiği gibidir. Anlatıldığı üzere devre ikiye bölünmüş ve kaplanan alan böylelikle yarıya düşmüştür. Soldaki devrede devrenin boyutu beslemeler dahil olmak üzere  $22.8 \times 36.6 \text{ mm}^2$  iken, sağdaki devrenin boyutu beslemeler dahil olmak üzere  $22.8 \times 18.3 \text{ mm}^2$  'dir. Şekil

5.8’de ise frekans cevaplarının karşılaştırılması verilmiştir. Görüldüğü gibi iki devrede de cevaplar benzer karakteristikte elde edilmiştir.



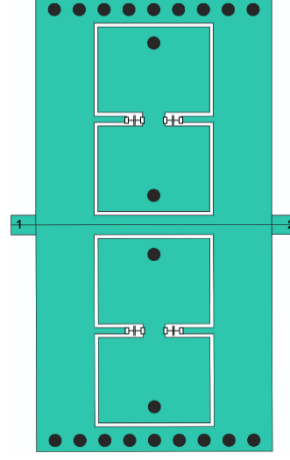
**Şekil 5.7:** Tasarlanan a) Çift mod çift bandlı filtre. b) Yarı mod rezonatörler kullanılarak tasarlanan çift mod çift band filtre.



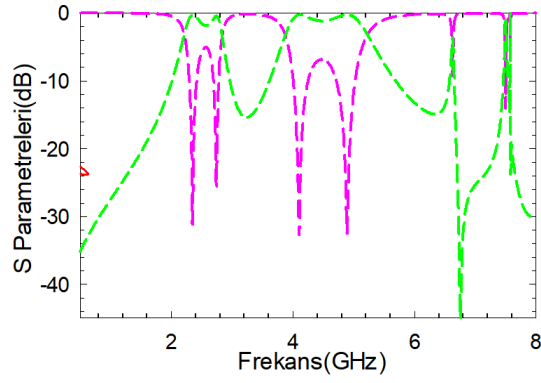
**Şekil 5.8:** Çift mod çift bandlı filtre ve yarı mod rezonatörler kullanılarak tasarlanan çift mod çift band filtrenin frekans cevabı karşılaştırması.

Şekil 5.1’den yola çıkılarak üst hata periyodik olarak 1mm aralıklarla 1mm çapında geçiş noktaları dokuzar tane eklenerek ve ortada bulunan geçiş noktasının hizasında aşağıda bir başka geçiş noktası eklenerek Şekil 5.9’da verilen DBD tasarım yapılmıştır. Devrenin tasarımında bağıl geçirgenliği  $\epsilon_r = 10.2$  ve kalınlığı  $h = 1.27$  mm özelliklerine sahip taban malzemesi RT/Duroid 5880 kullanılmıştır. Burada devrenin boyutu beslemeler dahil olmak üzere  $23.0 \times 36.6$  mm<sup>2</sup>’dir. Devre ayarlanabilir bir devre olarak tasarlanmış, elektronik olarak ayarlama yapabilmek amacıyla kapasite

eklenmiştir. Kapasiteler burada  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  ve  $C_4$  olarak belirtilmiş ve birbirine eşittir. Filtrenin frekans cevabı Şekil 5.10’da verildiği gibidir.

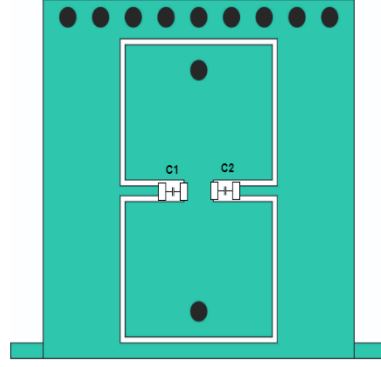


Şekil 5.9: Tasarlanan DBD filtre.

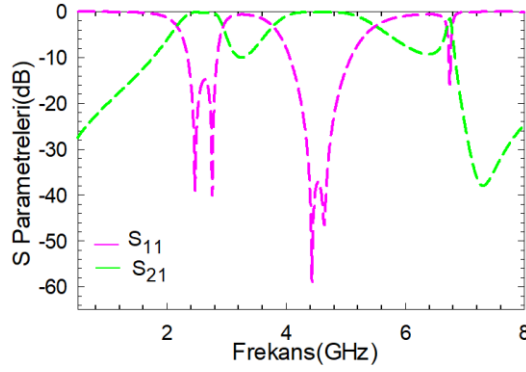


Şekil 5.10: DBD filtrenin S parametreleri.

Şekil 5.9’da verilen tasarımın yatay eksende tam ortadan kesilmesiyle oluşan YDBD hali Şekil 5.11’de verildiği gibidir. Burada devrenin boyutu beslemeler dahil olmak üzere  $23.0 \times 18.3 \text{ mm}^2$ ’dir. Şekil 5.11’de tasarlanan YDBD filtrenin frekans cevabı Şekil 5.12’de verildiği gibidir.

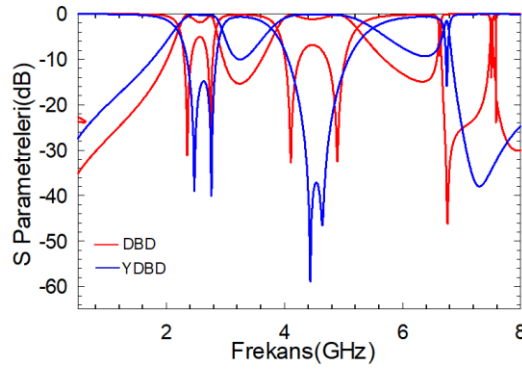


**Şekil 5.11:** Tasarlanan YDBD filtre.

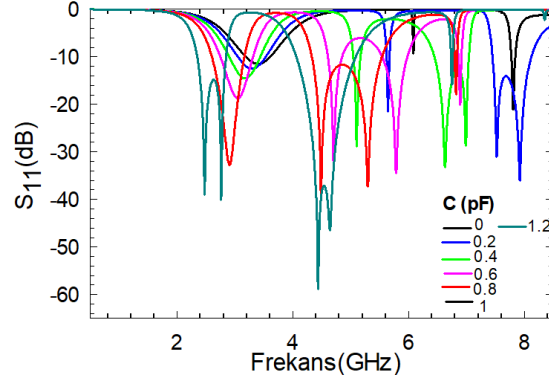


**Şekil 5.12:** Tasarlanan YDBD filtrenin frekans cevabı.

Şekil 5.13’de DBD ve YDBD filtrenin frekans cevabının karşılaştırılması verilmiştir, şekilde de görüleceği gibi aynı frekans sahalarında benzer frekans cevapları elde edilmiştir. YDBD filtrenin boyutu DBD filtrenin yarısı olmasına rağmen, YDBD’nin DBD filtreye göre daha avantajlı olduğu, boyuttan böylelikle de maliyetten tasarruf sağladığı söylenebilir. Şekil 5.12’de verildiği gibi tasarımda elde edilen ikinci bandın gelişimi de ayrıyeten gösterilmiştir.

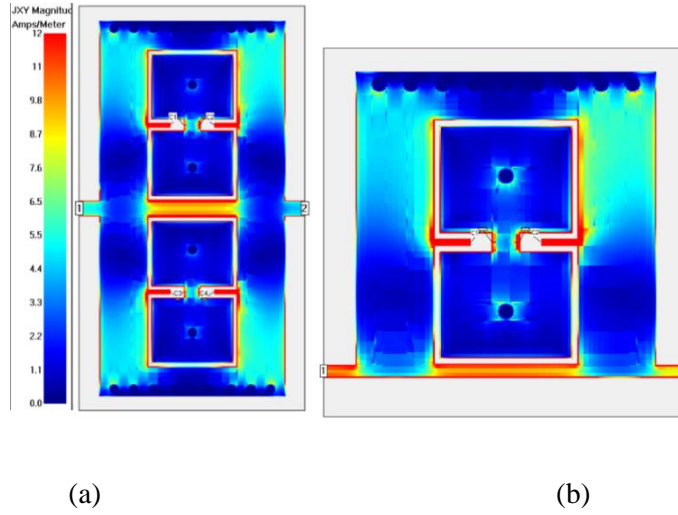


**Şekil 5.13:** DBD ve YDBD filtrenin frekans cevabı karşılaştırılması.



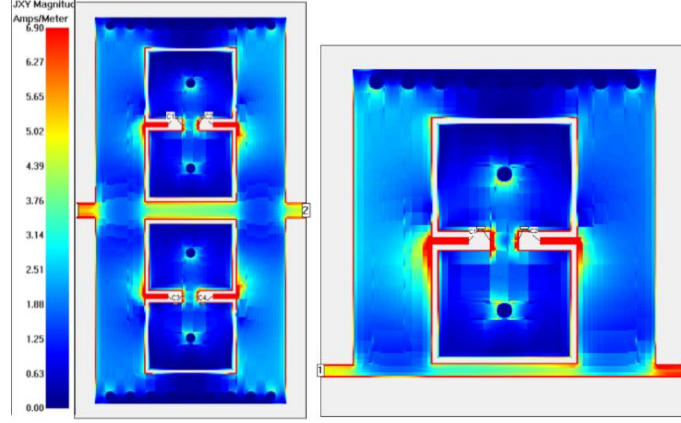
**Şekil 5.14:** İkinci bandın ortaya çıkışı.

Şekil 5.14’de ise ilk bandın merkez frekansı için ( $f = 2.6$  GHz) için sırasıyla tasarlanan DBD ve YDBD filtreler için akım yoğunlukları verilmiştir. Görüldüğü gibi akım yoğunlukları dağılımı benzerdir.



**Şekil 5.15:** İlk bandın merkez frekansı için akım yoğunlukları. a) DBD filtre için b) YDBD filtre için.

Şekil 5.16’da ise ikinci bandın merkez frekansı için ( $f = 4.28$  GHz) için sırasıyla tasarlanan DBD ve YDBD filtreler için akım yoğunlukları verilmiştir. Görüldüğü gibi akım yoğunlukları dağılımı benzerdir.

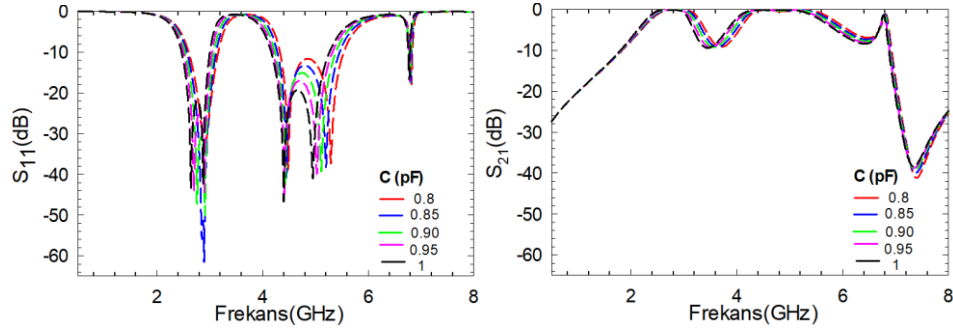


(a)

(b)

**Şekil 5.16:** İkinci bandın merkez frekansı için akım yoğunlukları. a) DBD filtre için  
b) YDBD filtre için.

Şekil 5.17’de YDBD yapıda kapasitenin frekans cevabına etkisi gözlenmiştir. Burada kapasite 0.8pF’tan 0.05pF aralıklarla incelenmiş 1pF’a kadar incelenmiş, geri dönüş kaybının kapasite ile sola doğru kapasite arttıkça ayarlanabilir olduğu görülmüştür. Kapasite 1pF olduğunda geri dönüş kaybı seviyesi -20 dB’ye denk gelmektedir. Kapasite arttıkça mod çıkışı gözlenmiştir.

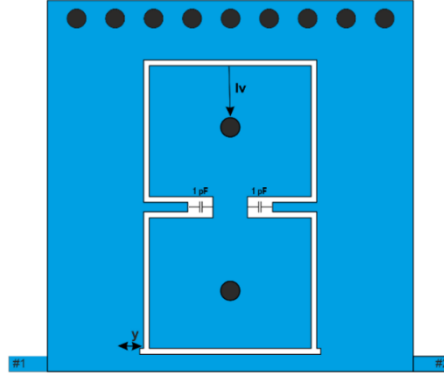


(a)

(b)

**Şekil 5.17:** Kapasitenin frekans cevabına etkisi. a)  $S_{11}$ . b)  $S_{21}$ .

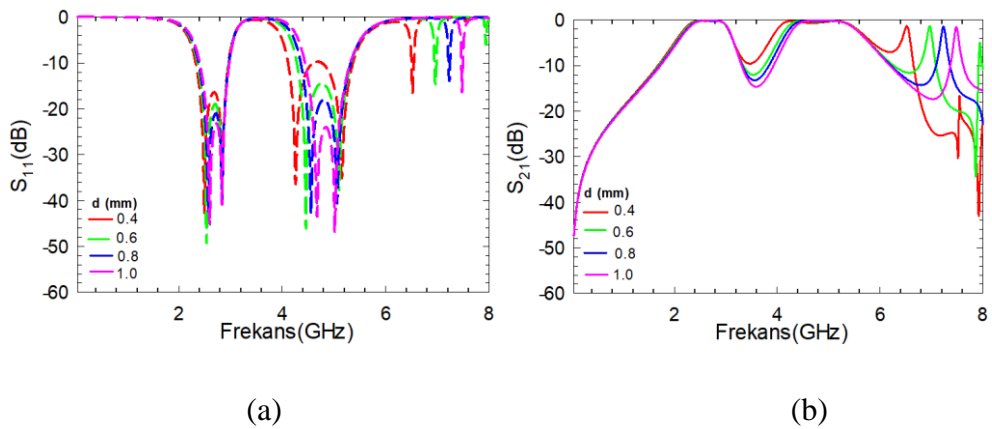
Şekil 5.18’de YDBD filtre için bir başka tasarım gösterilmiştir. Burada daha önce tasarlanan YDBD filtreden farklı olarak kapasiteler 1 pF olarak seçilmiştir. Ayrıca şekilde verildiği gibi indüktif yüklemeyi sağlayan bir yarık açılmış ve bu yarık y parametresi olarak ifade edilmiştir. Orta kısımlarda bulunan metal geçiş noktalarının bulunduğu konumu ifade etmek amacıyla ise  $l_v$  parametresi kullanılmıştır.



**Şekil 5.18:** Tasarlanan YDBD filtre.

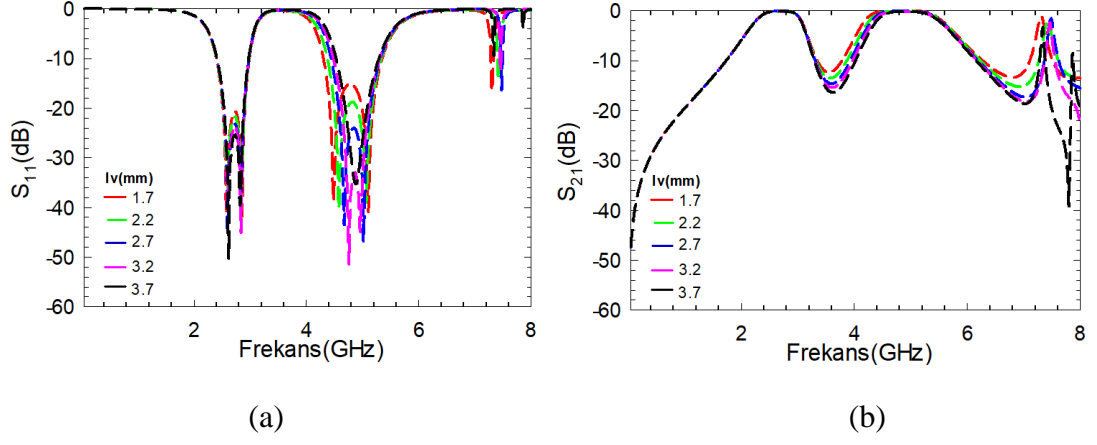
Şekil 5.18’de bulunan metal geçiş noktalarının çapları olan  $d$  parametresinin değişimi incelenmiştir. Tasarlanan YDBD filtrede tüm geçiş noktalarının çapı 1mm seçilmişken değişim gözlenirken  $d$ ’ler 0.4mm, 0.6mm, 0.8mm ve 1mm olarak seçilmiştir. Görüldüğü gibi her geçiş bandının da geri dönüş kaybı seviyesi  $d$  parametresiyle değişim göstermektedir. Araya girme kaybında ise üst bantlarda biraz sağa doğru kayma haricinde pek bir değişim gözlenmemiştir.

Şekil 5.20’de  $l_v$  parametresinin değişimi incelenmiştir. Burada  $l_v$  ortadaki vianın konumunu ifade etmekte birlikte değişimi incelenirken 1.7mm’den 3.7mm’e kadar 0.5mm aralıklarla incelenmiştir.  $l_v$  arttıkça geri dönüş kaybının seviyesinin değiştiği, ikinci geçiş bandının iletim sıfırlarının da konumunun değiştiği,  $l_v$  3.7mm iken ise modun artık kaybolduğu gözlenmiştir.



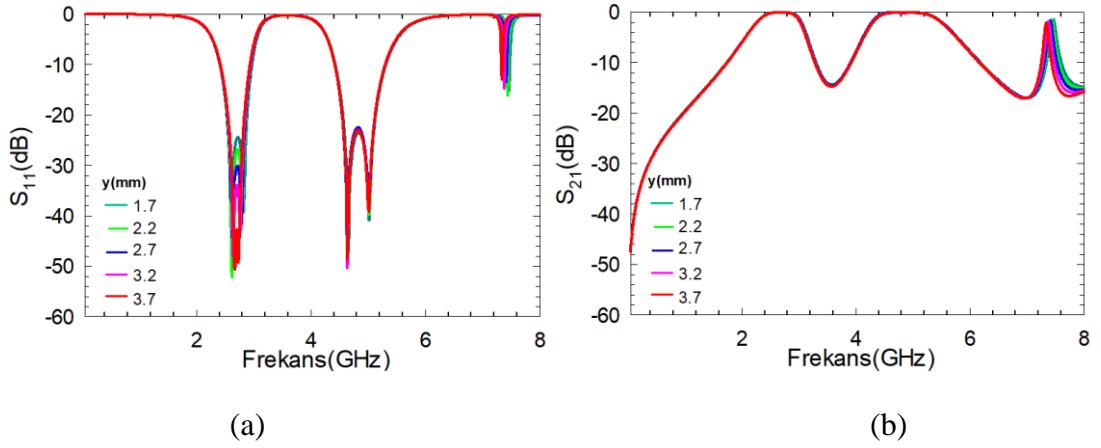
**Şekil 5.19:** Rezonatörün üst kısımlarında bulunan geçiş noktalarının çapına bağlı değişimi. a)  $S_{11}$ . b)  $S_{21}$ .





**Şekil 5.20:**  $lv$  parametresinin YDBD filtre için S parametreleri. a)  $S_{11}$ . b)  $S_{21}$ .

Şekil 5.21’de  $y$  parametresinin değişimi gösterilmiştir. İkinci geçiş bandının geri dönüş kaybının seviyesinin değişmediği gözlenirken, birinci geçiş bandının geri dönüş kaybının seviyesinin ise  $y$  parametresi ile indüktif yüklemeyi sağlayıp değiştiği gözlenmiştir.



**Şekil 5.21:**  $y$  parametresinin değişiminin S parametrelerine etkisi. a)  $S_{11}$ . b)  $S_{21}$ .

## 6. DBD ve YDBD YAPILAR KULLANILARAK 2N DERECEDEDEN MİKRODALGA FİLTRE TASARIMI

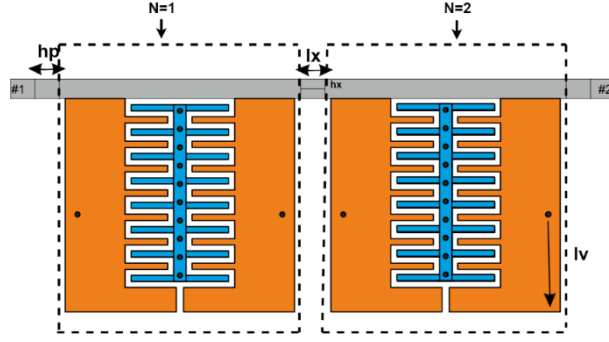
Bu bölümde 2N dereceden DBD ve YDBD yapılarla filtrelere tasarımlarına örnekler verilmektedir. Bölüm 4 ve Bölüm 5'teki filtre tasarımlarından yola çıkılarak 2N dereceden tasarımlar yapılmıştır. Her bir rezonatör ardışık bağlanarak 2N dereceden mikrodalga filtre tasarımları yapılmıştır.

### 6.1 Açık Halka Rezonatör Kullanılarak 2N Dereceden Mikrodalga Filtre Tasarımları

İnterdijital yükleme elemanına sahip açık halka rezonatörler kullanılarak 2N dereceden filtre tasarımı yapılmıştır. Şekil 4.10'da verilen tasarımdan yola çıkılarak Şekil 6.1'de verilen tasarım gerçekleştirilmiştir. Tasarımdaki parametreler aşağıda verildiği gibi kolaylık olması açısından şu şekilde tanımlanmıştır:

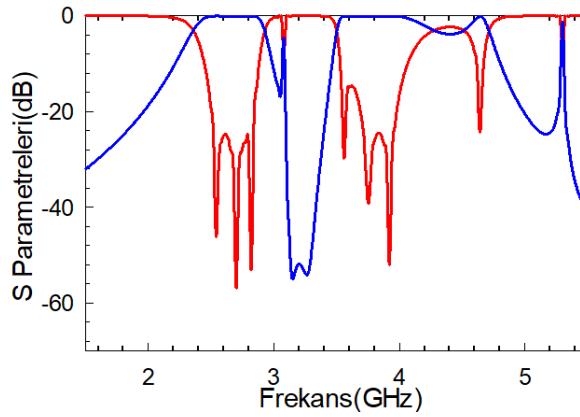
- $h_p$  : Giriş çıkış portlarının ucuna eklenen hat parçasının uzunluğu
- $l_x$  : İki devre arasındaki hat parçasının uzunluğu
- $h_x$  : İki devre arasındaki hat parçasının derinliği
- $l_v$  : Metal geçiş noktasının konumu
- $l_i$  : İnterdijital parmakların uzunluğu
- $w_i$  : İnterdijital parmakların derinliği
- $d$  : Metal geçiş noktalarının çapı
- $g$  : Açık devre yan hatlar arasındaki mesafe

Daha önceki bölümlerde incelenen rezonatörün yanına bir başka rezonatörün daha ardışık olarak bağlanması suretiyle Şekil 6.1'de verilen tasarım elde edilmiştir. Her bir rezonatör N olarak ifade edilmektedir. Burada  $N=1$ , 1. rezonatörü göstermekte iken  $N=2$  ise 2. rezonatörü göstermektedir.



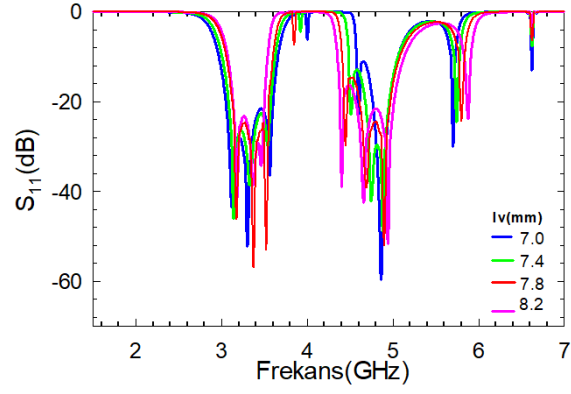
**Şekil 6.1:** Tasarlanan 2N dereceden filtre tasarımı.

Şekil 6.1’de verilen tasarımın  $l_x$  ve  $h_p$  parametrelerinin 2 mm olarak kabul edildiği devrenin cevabı Şekil 6.2’de verildiği gibidir. Giriş çıkış portlarının hat uzunlukları 2 mm olduğu için değer olarak 2 mm seçilerek bir tasarım yapılmıştır. Önerilen devrede  $N = 2$  olduğu için her iki bandda da dördüncü dereceden frekans cevabında görüldüğü gibi elde edilmiştir.

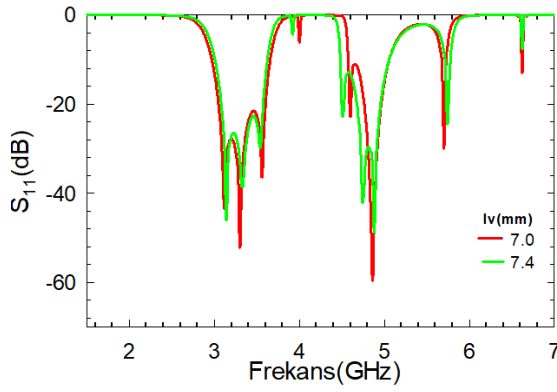


**Şekil 6.2:** Filtrenin frekans cevabı.

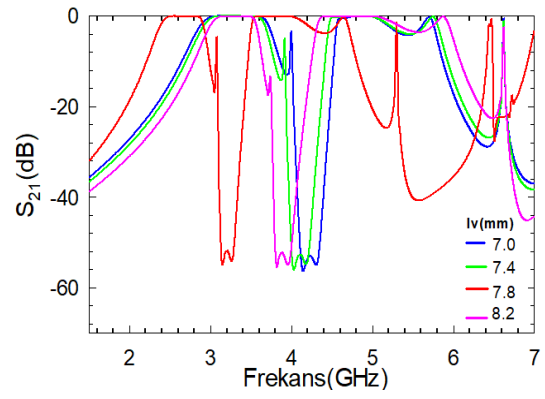
Şekil 6.1’de verilen devrede  $l_v$  parametresiyle tanımlanan metal geçiş noktalarının konumunun frekans cevabına etkisi Şekil 6.3’de verildiği gibidir. Burada  $l_x$  ve  $h_p$  2 mm iken bu değişim incelenmiştir.  $l_v$  değişimi 7mm’den 8.2mm’e kadar 0.4mm aralıklarla incelenmiştir.  $l_v$  parametresi burada 7mm iken ikinci bandda dört mod gözlenmemektedir, 7.4mm olduğunda ise ikinci banddaki dört mod da gözlenebilir. Mod çıkışının ayrıyetten gözlenebilmesi için 7mm ve 7.4mm karşılaştırılması da şekilde verildiği gibidir. Ayrıca ikinci bandda frekansta az miktarda sağa kayma ve geri dönüş kaybı seviyesinde biraz azalma görülmektedir.



(a)



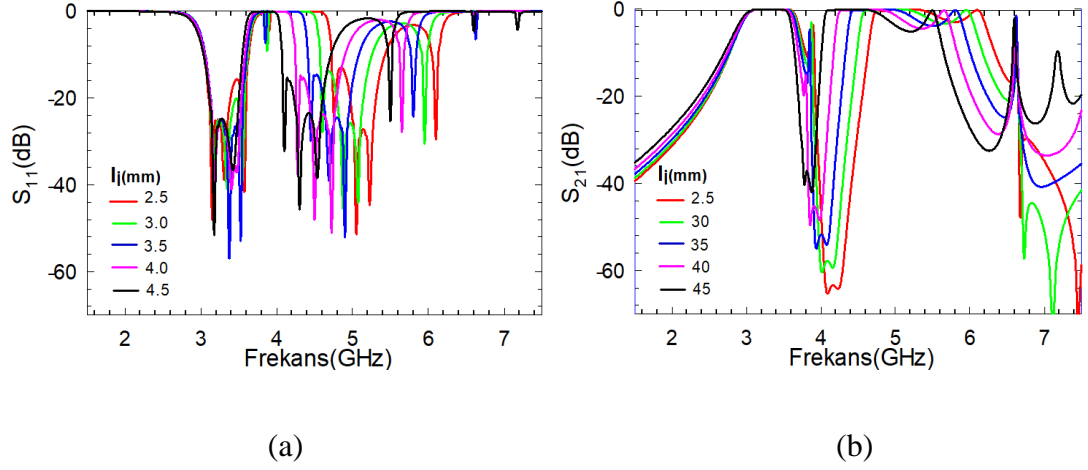
(b)



(c)

**Şekil 6.3:**  $l_v$  parametresinin frekans cevabına etkisi. a)  $S_{11}$ . b)  $l_v=7$  mm ve  $l_v=7.4$  mm karşılaştırılması. c)  $S_{21}$ .

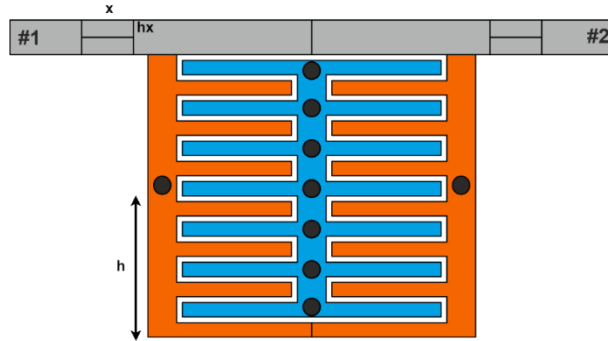
$l_i$  parametresi ile adlandırılan interdijital parmakların uzunluğunun frekans cevabına etkisi Şekil 6.4’de verildiği gibidir. Değişim 2.5mm’den 4.5’e kadar 0.5mm aralıklarla incelenmiştir.  $l_i$  arttıkça ikinci band frekansta sola kaymakta, iletim sıfırlarının konumu değişmektedir. Geri dönüş kaybı seviyeleri ise son loopda aynı kalırken, ilk iki loopda arttığı görülmektedir. Birinci bandda ise  $l_i$  arttıkça  $l_i$  4.5 mm’de mod kaybolmuştur.



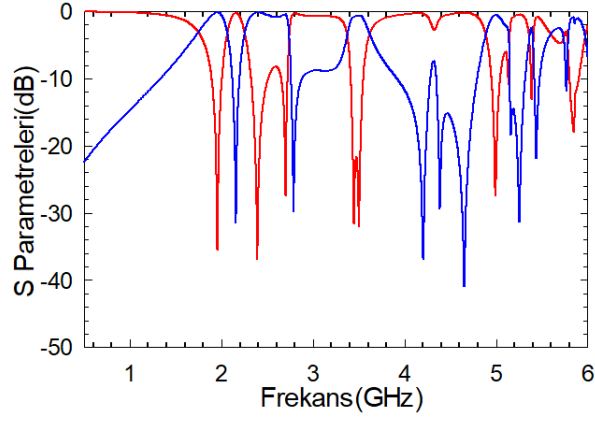
Şekil 6.4:  $l_j$  parametresinin S parametrelerine etkisi. a)  $S_{11}$ . b)  $S_{21}$ .

## 6.2 Kare Halka Rezonatör Kullanılarak 2N Dereceden Mikrodalga Filtre Tasarımları

Bu bölümde önceki bölümde kullanılan açık halka rezonatör yerine kare halka rezonatör kullanılarak Şekil 6.11’de verilen tasarım yapılmıştır. Metal geçiş noktalarının çapı 0.6 mm ve interdijital parmakların uzunluğu ise 4mm’dir. Verilen  $h$  kenardaki geçiş noktasının konumunu ifade etmektedir ve tasarımda 4.9mm olarak kullanılmıştır. Benzer şekilde giriş çıkış portlarına eklenen hat parçası  $x$  parametresi olarak, yüksekliği ise  $h_x$  olarak belirtilmiştir. Burada  $x$  1.8mm iken  $h_x$  ise 0.6 mm’dir. Bu devre  $N = 1$  için yapılan tasarıma örnektir ve frekans cevabı Şekil 6.5’de verildiği gibidir.

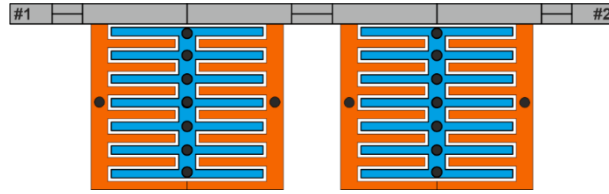


Şekil 6.5 :  $N = 1$  için tasarlanan devre.

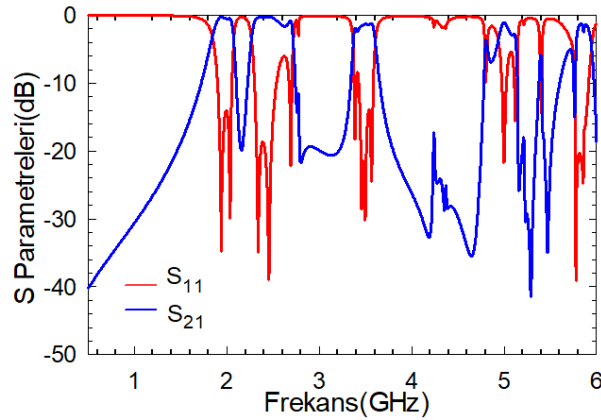


**Şekil 6.6:** Tasarlanan devrenin frekans cevabı.

Şekil 6.7’de verilen tasarım bahsedilen şekilde  $N = 2$  için yapılmıştır. Tasarım parametreleri  $N = 1$ ’deki parametrelerle aynıdır. Frekans cevabı Şekil 6.8’de verildiği gibidir. Şekilden de görüldüğü gibi ilk bandda 2, ikinci bandda 4, üçüncü bandda ise gene 4. derece elde edilebilmiştir.

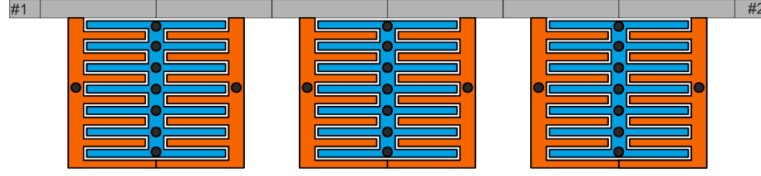


**Şekil 6.7:**  $N = 2$  için tasarlanan devre.

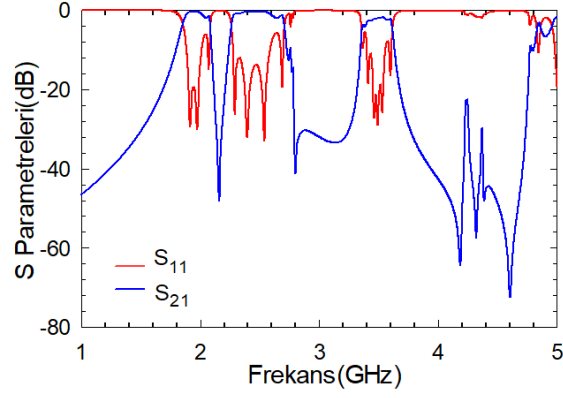


**Şekil 6.8 :**  $N = 2$  için frekans cevabı.

Şekil 6.9’da ise benzer şekilde  $N = 3$  için tasarım yapılmıştır. Frekans cevabı Şekil 6.16’da verildiği gibidir. Burada birinci bandda 3, ikinci bandda 6, üçüncü bandda ise gene 6.derece elde edildiği görülmüştür.

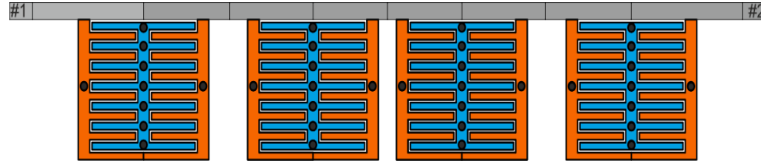


Şekil 6.9: N = 3 için tasarlanan devre.

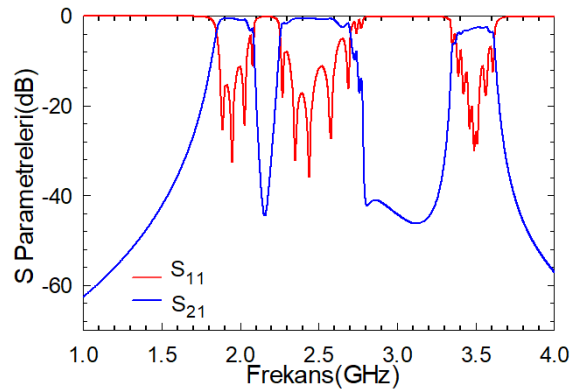


Şekil 6.10: N = 3 için tasarlanan devrenin frekans cevabı.

Şekil 6.11’de ise benzer şekilde N = 4 için tasarım yapılmıştır. Frekans cevabı Şekil 6.12’de verildiği gibidir. Burada birinci bandda 4, ikinci bandda 8, üçüncü bandda ise gene 8. dereceden elde edildiği görülmüştür.



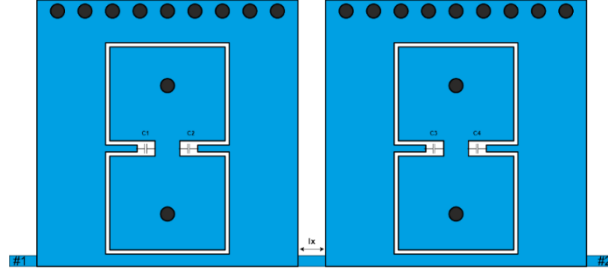
Şekil 6.11 : N = 4 için tasarlanan devre.



Şekil 6.12 : N = 4 için tasarlanan devrenin frekans cevabı.

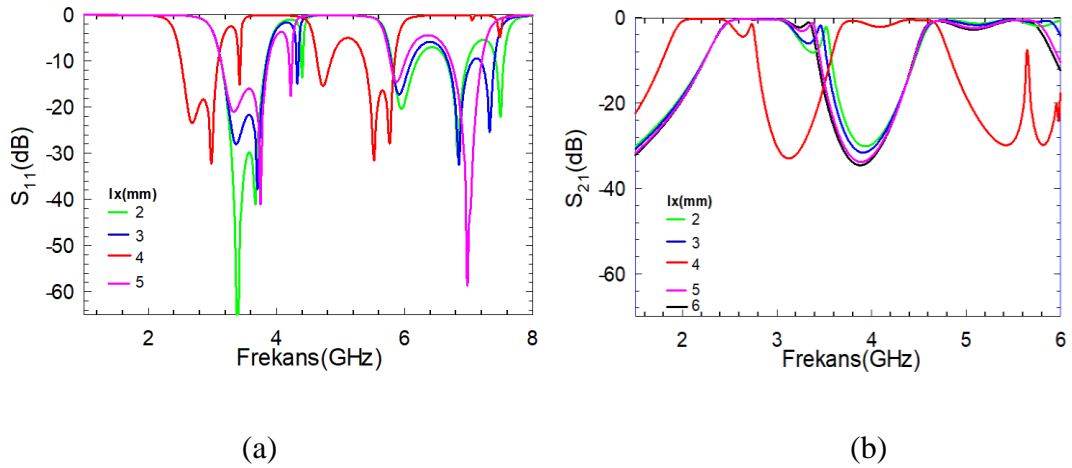
### 6.3 YDBD Yapılar Kullanılarak 2N Dereceden Mikrodalga Filtre Tasarımları

Bölüm 5'te Şekil 5.16'da tasarlanan devreden yola çıkılarak 2N dereceden YDBD filtre tasarımına örnek olarak Şekil 6.13'de verilen devre yapısı tasarlanmıştır.



Şekil 6.13: Tasarlanan 2N YDBD devre.

Şekil 6.14'te verilen cevapta iki devre arasındaki hattın uzunluğu olan  $l_x$  parametresinin değişimini incelenmiştir. Bu değişim incelenirken  $C$  ile belirtilen kapasiteler 0.8 pF seçilmiştir ve orta vianın konumu olan  $l_v$  ise 2.3 mm değerine sahiptir.

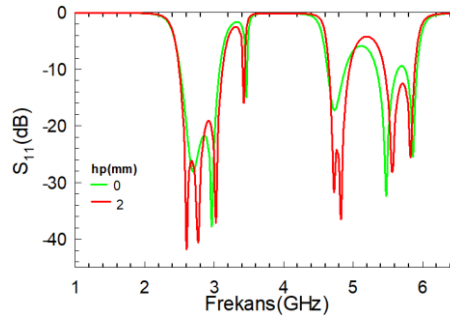


Şekil 6.14:  $l_x$  parametresinin frekans cevabına etkisi. a)  $S_{11}$ . b)  $S_{21}$ .

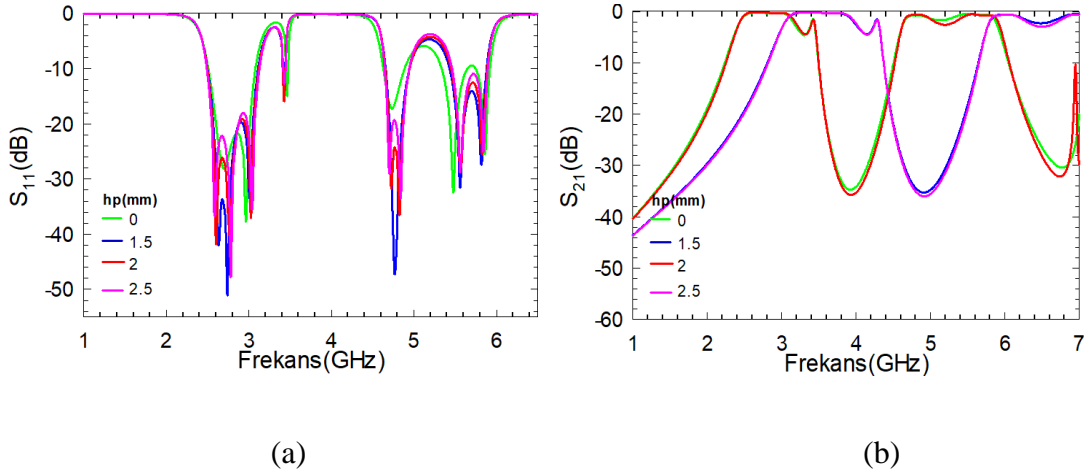
Şekil 6.16'da giriş çıkış portlarının ucuna eklenen hat parçasının uzunluğu olan  $h_p$  parametresinin değişiminin frekans cevabına etkisi incelenmiştir. Burada grafikte gözükken  $h_p$  0 değeri Şekil 6.5'de verilen devrede görüldüğü gibi bu hat parçasının ekli olmadığı anlamına gelmektedir. Aynı zamanda metal geçiş noktasının konumu olan  $l_v$



2.7mm iken, C kapasite değerleri 0.8pF ve  $l_x$  ise 4mm olarak seçilmiştir. Burada ana devredeki halinde yani  $h_p$  0 iken, ilk bandda dört mod elde edilebilirken ikinci bandda dört mod gözlenememiştir. Benzer şekilde  $h_p$  parametresi 2mm yapıldığında ise ikinci bandda da dört modun elde edildiği görülmüştür. Ayrıca  $h_p$  2.5mm yapıldığında ise iki bandda da dört mod gözlenirken,  $h_p$  2mm'den farklı olarak iki bandda da geri dönüş kaybı seviyesinin çok az arttığı gözlenmiştir. Şekil 6.15'de ise modların çıkışının iyice gözlenebilmesi için  $h_p$ 'nin 0 ile  $h_p$ 'nin 2 mm olduğu frekans cevabı karşılaştırılması verilmiştir.



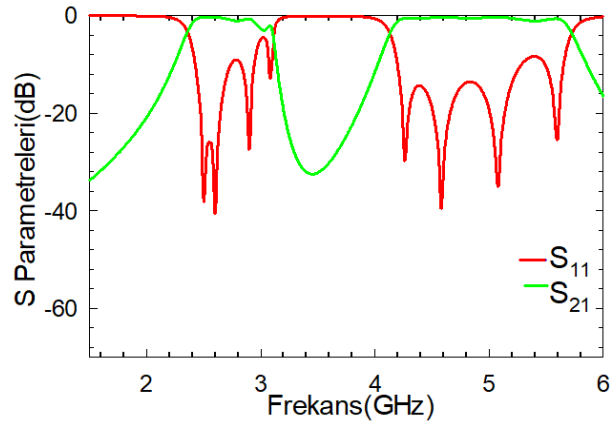
Şekil 6.15:  $h_p$  parametresiyle mod oluşunun gösterilmesi.



Şekil 6.16:  $h_p$  parametresinin değişiminin frekans cevabına etkisi. a) S<sub>11</sub>. b) S<sub>21</sub>.

Şekil 6.5'teki tasarımdan yapılan parametre değişimlerinden yapılan çıkarımlar sonucunda başka bir tasarım yapılmıştır. Burada  $h_p$  2 mm,  $l_x$  5mm ve kapasiteler 1.2 pF iken devrenin cevabı Şekil 6.10'da verildiği gibidir. İki bandda da dördüncü dereceden elde edilmiş geri dönüş kaybı seviyeleri de en iyi elde edilen cevap olarak

Şekil 6.10’da verilmiştir. Böylelikle tezin nihai hedefi 2N mod ayarlanabilir DBD yapılarla filtre tasarımı yapılmıştır.



Şekil 6.15: Tasarlanan devrenin frekans cevabı.

## 7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Aynı yüzey alanına sahip rezonatör tasarlanmış, bu rezonatörde inter dijital parmaklar eklenerek bant geçiren karakteristiğine geçiş sağlanmıştır. Yavaş dalga etkisine sahip, açık devre yan hatlardan ve yan hatlar arasında bir bağlantı hattına sahip bir filtre tasarımı yapılmıştır. İnterdijital parmaklar aracılığıyla kapasitif bir etki oluşturulmuş ve böylelikle yavaş dalga etkisi elde edilmiştir. Geçiş noktaları eklenerek farklı tasarımları ve konumları incelenmiştir. Önerilen filtre için, inter dijital parmaklar önemlidir çünkü rezonatörle aynı alana sahip olması fazla alan kaplamamasını sağlamaktadır. İncelenen tüm parametreler ve değişimleri incelenmiş ve geçiş bandının her biri için bağımsız şekilde bir kontrol edilebildiği görülmüştür.

DBD yapıya dayalı tasarım yapılmış daha sonra YDBD tasarıma da geçiş yapılmıştır. Tasarımlar ayarlanabilir filtre kapsamındadır. İncelenen parametreler ve değişimleri geometrik ayarlanabilirlik sağlarken, kapasite değişimiyle elektronik ayarlanabilir sağlanmaktadır. Sonrasında ise rezonatörlerin ardışık olarak bağlanmasıyla 2N dereceden filtre tasarımlarına geçilmiştir. Burada tezin nihai amacı olan DBD yapılarla 2N dereceden filtre tasarımları yapılmıştır.

Çalışılan tasarımlar Sonnet Software tam dalga elektromanyetik simülasyon programında yapılmış, yapılan deneysel çalışmada ölçüm Agilent E5071C ENA Network Analizörü kullanılarak test edilmiştir. Simülasyonda elde edilen sonuçlarla ölçüm sonuçlarının birbiriyle uyumlu oldukları görülmüştür.

## 8. KAYNAKLAR

Berksoy, Z., "SIW Dalga Kılavuzlarının Analizi Ve Tasarım Uygulamaları", Yüksek Lisans, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, (2013).

Bozzi, M., Georgiadis, A., Wu, K., "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas", "*IET Microwaves, Antennas & Propagation*", 5 (8), 909-920, (2011).

Bozzi, M., Perregrini, L., Wu, K., "Current and Future Research Trends in Substrate Integrated Waveguide Technology", "*Radioengineering*", 18 (2), 201-209, (2009).

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

He, F., Wu, K., Wei, H., "Electrically tunable half mode substrate integrated waveguide resonator.", "*Asia-Pacific Microwave Conference*", 1166-1169, (2011).

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

Huang, L., "Novel Substrate Integrated Waveguide Filters and Circuits", The University of Leeds School of Electrical and Electronic Engineering, (2013).

"Huang, Y., Zhou, Y., Jin, H., Wang, G., Bozzi, M., "Miniaturized Evanescent Mode Substrate Integrated Waveguide Filter with Mixed-Coupled Folded Complementary Split-Ring Resonators", "*IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS)*", (2019)."

Li, M., Chen, C., Chen, W., "Miniaturized Dual-Band Filter Using Dual-Capacitively Loaded SIW Cavities", "*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*", 4, (2017).

Liu, B., Hong, W., Wang, Y. Q., Lai, Q. H., Wu, K., "Half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) 3-dB coupler", "*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*", 17(1), 22-24, (2007).

Pozar, D.M., Microwave Engineering, United State of America: JohnWiley&Sons, Inc., 427-437, (2005).

Rao, Y., Qian, J. H., Garcia, R., Luo, X., "Dual-Band Bandpass Filter with Ultra-Wide Upper Stopband Using Slow-Wave Dual-Resonance Cells", "*IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*", (2018).

Senior, D. E., Cheng, X., Yoon, Y. K., “Dual-band filters using complementary splitting resonator and capacitive loaded half-mode substrate-integrated-waveguide”, “*IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*”, (2012).

Senior, D. E., Cheng, X., Yoon, Y. K., “Electrically tunable evanescent mode half-mode substrate-integrated-waveguide resonators.”, “*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*”, 22 (3), 123-125, (2012).

Sirci, S., Martínez, J. D., Boria, V. E., “Low-loss 3-bit tunable SIW filter with PIN diodes and integrated bias network.”, “*European Microwave Conference*”, 1211-1214, 2013.

Sirci, S., Martinez, J. D., Taroncher, M., Boria, V. E., “Analog tuning of compact varactor-loaded combline filters in substrate integrated waveguide.”, “*European Microwave Conference*”, 257-260, (2013).

Vala, A., Patel, A., “Half-mode substrate-integrated waveguide based band-pass filter for C band application”, “*Microwave and Optical Technology Letters*”, 61 (6), 1468-1472, (2019).

Yue, H., Zhang, X., Wei, F., Song, J., Shi, X., “A Half Mode Substrate Integrated Waveguide Reconfigurable Bandpass Filter Based on S-CSRR.”, “*International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*”, 1-3, (2018).

Zhou, C. X., Zhu, C. M., Wu, W., “Tunable dual-band filter based on stub-capacitor-loaded half-mode substrate integrated waveguide.”, “*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*”, 65 (1), 147-155, (2016).