

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

**DİELEKTRİK TABANDA BÜTÜNLEŞTİRİLMİŞ DALGA
KILAVUZU (DBD) YAPILARI KULLANILARAK
AYARLANABİLİR MİKRODALGA FİLTRE TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

GÜLFEM BALASU FIRAT UNUK

DENİZLİ, ARALIK - 2016

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



**DİELEKTRİK TABANDA BÜTÜNLEŞTİRİLMİŞ DALGA
KILAVUZU (DBD) YAPILARI KULLANILARAK
AYARLANABİLİR MİKRODALGA FİLTRE TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

GÜLFEM BALASU FIRAT UNUK

DENİZLİ, ARALIK - 2016

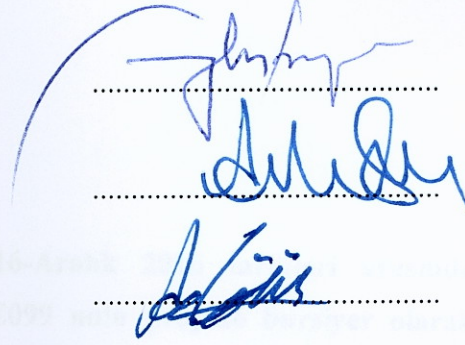
KABUL VE ONAY SAYFASI

Gülfem Balasu FIRAT UNUK tarafından hazırlanan “**Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzu (DBD) Yapıları Kullanılarak Ayarlanabilir Mikrodalga Filtre Tasarımı**” adlı tez çalışmasının savunma sınavı 23.12.2016 tarihinde yapılmış olup aşağıda verilen jüri tarafından oy birliği / oy çokluğu ile Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

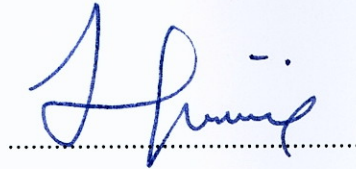
Jüri Üyeleri

İmza

Danışman
Prof. Dr. Ceyhun KARPUZ
Pamukkale Üniversitesi
Üye
Yrd. Doç. Dr. Ahmet ÖZEK
Pamukkale Üniversitesi
Üye
Yrd. Doç. Dr. Ali Kürşad GÖRÜR
Nevşehir H.B.V. Üniversitesi



Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 04/01/2017 tarih ve ..01/20 sayılı kararıyla onaylanmıştır.



Prof. Dr. Uğur YÜCEL

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Bu tez çalışmasında Nisan 2016-Aralık 2016 tarihleri arasında TÜBİTAK tarafından desteklenen 215E099 nolu projede bursiyer olarak çalışılmıştır.

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



Gülfem Balasu FIRAT UNUK

ÖZET

**DİELEKTRİK TABANDA BÜTÜNLEŞTİRİLMİŞ DALGA KILAVUZU
(DBD) YAPILARI KULLANILARAK AYARLANABİLİR MİKRODALGA
FİTRE TASARIMI
YÜKSEK LİSANS TEZİ
GÜLFEM BALASU FIRAT UNUK
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

(TEZ DANIŞMANI:PROF. DR. CEYHUN KARPUZ)

DENİZLİ, ARALIK - 2016

Bu çalışmada, düşük kayıplı, küçük boyutlu ve yüksek performans özelliklerine sahip Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzu (DBD) yapılarına dayalı band geçiren mikrodalga filtre tasarımları sunulmaktadır. Band geçiren filtre elde etmek için tasarlanan rezonatörler simetrik ve dar yarıklar sayesinde indüktif yüklemeye sahip olup, bu yarıklar ile ilave bir pertürbasyon elemanına ihtiyaç duyulmadan farklı bir pertürbasyon etkisi sağlanmıştır. Ayrıca bu dar yarıklar ile daha küçük boyutlarda filtre tasarlamak mümkün olmuştur. Bu tez çalışması kapsamında öncelikle üç farklı çift modlu band geçiren DBD filtre tasarlanmıştır. Tasarlanan filtreler deneysel çalışmalarla desteklenmiş ve ölçüm ve simülasyon sonuçlarının birbirleri ile uyumlu oldukları gösterilmiştir. Ardından bu filtrelerin yüksek dereceden filtreler elde etmek için de kullanılabileceği gösterilmiştir. Bu doğrultuda üç farklı dördüncü dereceden band geçiren DBD filtre tasarımı sunulmaktadır. Tez çalışmasının nihai hedefi olan ayarlanabilir band geçiren filtre tasarlanmıştır. Bu filtre tasarımında mikroşerit rezonatör ile DBD yapısı bir arada kullanılmıştır ve filtrenin literatürde bir örneği bulunmamaktadır. Filtre simülasyon çalışmalarının ardından imal edilmiş ve ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçlarının tutarlı oldukları gösterilmiştir.

ANAHTAR KELİMELELER: çift mod, band geçiren, dielektrik tabanda bütünleştirilmiş dalga kılavuzu, varaktör diyot, ayarlanabilir filtre.

ABSTRACT

TUNABLE MICROWAVE FILTER DESIGN BY USING SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE (SIW) STRUCTURES

MSC THESIS

GÜLFEM BALASU FIRAT UNUK

**PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE
ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING**

(SUPERVISOR:PROF. DR. CEYHUN KARPUZ)

DENİZLİ, DECEMBER 2016

In this study, bandpass microwave filter designs based on Substrate Integrated Waveguide (SIW) with low loss, small size and high performance are presented. The resonators designed to obtain bandpass filters have inductive loading thanks to symmetrical and narrow slots, which provide a different perturbation effect without an additional perturbation element. In addition, these narrow slots provide filter design in smaller sizes. In this thesis, firstly three different dual mode bandpass SIW filter were designed. The designed filters are supported by experimental studies and measurement and simulation results have been shown to be compatible with each other. Also it is shown that these filters can also be used to obtain high order filters. Accordingly, three different fourth-order bandpass SIW filters are presented. The tunable bandpass filter, which is the ultimate target of this thesis, is designed. In this filter design, microstrip resonator and SIW structure are used together and there is no example of this filter in the literature. The filter was fabricated after simulation studies and it is shown that the measurement results and the simulation results are consistent.

KEYWORDS: dual mode, bandpass, substrate integrated waveguide, varactor diode, tunable filter.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	i
ABSTRACT	ii
İÇİNDEKİLER	iii
ŞEKİL LİSTESİ.....	iv
SEMBOL LİSTESİ	vii
ÖNSÖZ.....	viii
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Tezin Önemi ve Amacı.....	1
1.2 Literatür Özeti	2
2. DİELEKTRİK TABANDA BÜTÜNLEŞTİRİLMİŞ DALGA KILAVUZLARI	14
2.1 Tasarım Parametreleri	15
2.2 Kayıpların Azaltılması	18
2.3 Üretim Teknolojileri.....	19
2.4 DBD ile Diğer Yapılar Arası Geçişler	20
3. ÇİFT MODLU BAND GEÇİREN DBD FİLTRE TASARIMLARI.....	25
3.1 Çift Modlu Band Geçiren Filtre Tasarımı ve Uygulamaları	25
3.2 Dördüncü Dereceden Band Geçiren Filtre Tasarımı.....	34
4. DİELEKTRİK TABANDA BÜTÜNLEŞTİRİLMİŞ DALGA KILAVUZUNA DAYALI AYARLANABİLİR FİLTRE TASARIMI.....	36
5. SONUÇ VE ÖNERİLER	44
6. KAYNAKLAR.....	45
7. ÖZGEÇMİŞ.....	48

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1: Referans elemanına sahip çift modlu kare halka mikroşerit rezonatörler (a) kare yama elemanlı rezonatör, (b) köşeden kesik pertürbasyona sahip rezonatör (Gorur 2004).	3
Şekil 1.2: Çift modlu açık halka rezonatör konfigürasyonu (Gorur 2004).	3
Şekil 1.3: (a) “W” büyüklüğünün mod rezonans karakteristiğine etkisi, (b) “g” büyüklüğünün mod rezonans karakteristiğine etkisi (Gorur 2004)..4	4
Şekil 1.4: Kuplaj şeması (a) ikili (doublet), (b) RÜD içeren genişletilmiş (extended doublet) (Shen ve diğ. 2009).	5
Şekil 1.5: (a) Çift modlu DBD filtrenin 3-boyutlu görüntüsü, (b) Şekil 1.4(a) topolojisinin farklı durumları için S_{21} parametreleri (Shen ve diğ. 2009).....	5
Şekil 1.6: S_{21} parametreleri : (a) farklı L1 ve (b) farklı L2 değerlerine göre (Shen ve diğ. 2009).....	6
Şekil 1.7: Tasarlanan filtrenin: (a) geometrik parametreleri, (b) fotoğrafı (Shen ve diğ. 2009).....	6
Şekil 1.8: Önerilen çift modlu filtre konfigürasyonu (Guan ve diğ. 2012).....	7
Şekil 1.9: (a) Farklı I_{s1} ve I_{s2} (b) Farklı I_d değerlerine karşılık S-parametrelerinin değişimi (Guan ve diğ. 2012).	7
Şekil 1.10: İmal edilen çift modlu filtrenin fotoğrafı (a) üst metal tabaka, (b) alt metal tabaka (Guan ve diğ. 2012).	8
Şekil 1.11: Önerilen DBD filtre tasarımı: (a) üst görüntü, (b) yan görüntü (Armendariz ve diğ. 2010).	9
Şekil 1.12: Durum 1 ve Durum 2'ye ait DBD filtre cevabı (Armendariz ve diğ. 2010).....	9
Şekil 1.13: Üç tabakalı PIN diyot içeren ayarlanabilir DBD filtre taslağı (a) üst görüntü, (b) yan görüntü (Armendariz ve diğ. 2010).....	10
Şekil 1.14: Ayarlanabilir DBD filtreye ait S-parametreleri (a) simülasyon sonucu, (b) ölçüm sonucu (Armendariz ve diğ. 2010).....	10
Şekil 1.15: Ayarlanabilir çift modlu DBD filtre taslağı (Sirci ve diğ. 2012)....	11
Şekil 1.16: Minimum varaktör kapasitesi(0.25pF) için ideal cevap (kesikli) ve tasarlanan filtrenin S-parametreleri (kalın) (Sirci ve diğ. 2012). ...	11
Şekil 1.17: Varaktör kapasitansı 0.25pF'tan ($f_0=2.88$ GHz) 1pF'a ($f=2.64$ GHz) kadar değişen filtrenin frekans cevabı (a) simülasyon, (b) ölçüm (Sirci ve diğ. 2012).....	12
Şekil 1.18: (a) RF MEMS anahtar kullanılarak gerçekleştirilen ayarlanabilir DBD boşluğun üstten görünüşü, (b) A-A' ayarlanabilir boşluğun enine kesiti, (c) Ayarlama elemanın üstten görünümü (d) B-B' ayarlanabilir boşluğun enine kesiti (Sekar ve diğ. 2011).	12
Şekil 1.19: (a) 6 adet ayarlama geçişi kullanılarak gerçekleştirilen ayarlanabilir DBD rezonatör, (b) 2 kutuplu ayarlanabilir filtre (Sekar ve diğ. 2011).....	13
Şekil 1.20: Simülasyon sonucuna göre S-parametreleri (a) S_{21} , (b) S_{11} (Sekar ve diğ. 2011).	13
Şekil 1.21: Ölçüm sonucuna göre S-parametreleri (a) S_{21} , (b) S_{11} (Sekar ve diğ. 2011).....	13

Şekil 2.1: Temel DBD yapısı (Bozzi ve diğ. 2009).	14
Şekil 2.2: (a) DYD, (b) DBD yayılım özellikleri (Kiriş 2014).	15
Şekil 2.3: DYD' nin şematik yapısı (Kiriş 2014).	16
Şekil 2.4: Geçiş deliği dizisi kullanılarak sentezlenmiş DBD yapısı.	16
Şekil 2.5: Normalize geçiş deliği çapı ve periyodunun fonksiyonu olarak sızıntı kaybı değişimi (Kiriş 2014).	17
Şekil 2.6: Önerilen DDK ile DBD arası geçiş (Li ve diğ. 2009).	21
Şekil 2.7: HFSS'te simülasyon için önerilen geçiş yapısı (Li ve diğ. 2009). ...	21
Şekil 2.8: Konik şekilli mikroşerit besleme ile DBD-mikreşerit geçiş: (a) yapısı, (b) DBD kesit görüntüde elektrik alan dağılımı, (c) mikroşerit hattın kesit görüntüsünde elektrik alan dağılımı (Huang 2013).	21
Şekil 2.9: Ka band devre için önerilen konik şekilli mikroşerit-DBD-geçiş (Kurudere 2013)..	22
Şekil 2.10: Konik şekilli mikroşerit-DBD-geçişe ait simülasyon sonucu (Kurudere 2013).	22
Şekil 2.11: Eş düzlemsel dalga kılavuzu-DBD geçiş yapısı (Huang 2013).	23
Şekil 2.12: EDK-DBD geçişi (Kurudere 2013).	23
Şekil 2.13: EDK-DBD geçişe ait simülasyon sonucu (Kurudere 2013).	23
Şekil 2.14: Lee ve diğ.(2008)'de önerilen EDK-DBD geçişi.	24
Şekil 2.15: EDK-DBD geçiş yapısı (a) üstten görüntü, (b) aşamalı olarak elektrik alanın enine kesit görüntüsü (Lee ve diğ.2008).	24
Şekil 3.1: Tasarlanan I. rezonatörün (a) konfigürasyonu, (b) frekans cevabı. ...	25
Şekil 3.2: Geçiş delikleri sayısının frekans cevabına etkisi.	26
Şekil 3.3: Tasarlanan DBD#1 tasarımı.	26
Şekil 3.4: Pertürbasyon miktarının frekans cevabına etkisi.	27
Şekil 3.5: l_r değişimine karşılık frekans cevabı değişimi.	28
Şekil 3.6: d_v değişimine karşılık frekans cevabı değişimi.	28
Şekil 3.7: Mod frekanslarına ait akım yoğunlukları.	28
Şekil 3.8: İmal edilen DBD#1 filtresinin (a) fotoğrafı, (b) Simülasyon ve ölçüm sonucunun karşılaştırılması.	29
Şekil 3.9: Lineer fazlı cevap için önerilen konfigürasyon	30
Şekil 3.10: Lineer fazlı cevap için önerilen filtreye ait S-parametreleri	30
Şekil 3.11: (a) Tasarlanan II. rezonatör yapısı, (b) Geçiş deliği sayısının ve çapının frekans cevabına etkisi.	31
Şekil 3.12: DBD#2 filtresinin farklı l_{p1} uzunluklarına göre frekans cevabı değişimi ($l_{p2}=4.0\text{mm}$).	32
Şekil 3.13: DBD#3 filtresinin farklı l_{p2} uzunluklarına göre frekans cevabı değişimi ($l_{p1}=4.0\text{mm}$).	32
Şekil 3.14: DBD#2 filtresine ait ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması($l_{p1}=2.0\text{mm}$).	33
Şekil 3.15: DBD#3 filtresine ait ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması($l_{p2}=2.5\text{mm}$).	33
Şekil 3.16: İmal edilen filtrelerin fotoğrafları (a) DBD#2, (b) DBD#3.	34
Şekil 3.17: Dördüncü dereceden DBD#4 filtresi (a) konfigürasyonu, (b) frekans cevabı.	34
Şekil 3.18: Dördüncü dereceden DBD#5 filtresi (a) konfigürasyonu, (b) frekans cevabı.	35
Şekil 3.19: Dördüncü dereceden DBD#6 filtresi (a) konfigürasyonu, (b) frekans cevabı.	35
Şekil 4.1: Varaktör diyot sembolü.	36

Şekil 4.2: (a) Mikroşerit rezonatör yapısı, (b) l_{p2} değişimine bağlı S-parametreleri değişimi.	37
Şekil 4.3: (a) Etrafına DBD yerleştirilmiş mikroşerit yapısı, (b) mikroşerit yapı ile etrafına DBD yerleştirilmiş yapının frekans cevaplarının karşılaştırılması (kesik çizgi: mikroşerit yapı, düz çizgi: etrafına DBD yerleştirilmiş yapı).	38
Şekil 4.4: Mikroşerit yapı ile etrafına DBD yerleştirilmiş yapının S_{21} parametrelerinin karşılaştırılması (kesik çizgi: mikroşerit yapı, düz çizgi: etrafına DBD yerleştirilmiş yapı).	38
Şekil 4.5: (a) Aralarında kapasite elemanı bulunduran mikroşerit ve DBD yapının konfigürasyonu, (b) Mikroşerit yapı ile dış kısmına DBD yerleştirilmiş mikroşerit yapının kapasite değerine bağlı olarak merkez frekansının değişimi (düz çizgi: $C1=0.6pF$, kesik çizgi: $C1=2pF$).	39
Şekil 4.6: (a) İstenmeyen davranışı bastırmak üzere tasarlanmış ince hat parçası, (b) İnce hat parçasının filtrenin giriş ve çıkışına ilave edildikten sonraki S-parametreleri ($l_{p2}=2.2mm$, düz çizgi: $C1=0.6pF$, kesik çizgi: $C1=2pF$).	39
Şekil 4.7: Besleme hattı ilaveli yapıda $l_{p2}=3.5mm$ seçilmesiyle oluşan frekans cevabı (düz çizgi: $C1=0.65pF$, kesik çizgi $C1: 2pF$).....	40
Şekil 4.8: Sağ üst köşedeki kapasitenin pertürbasyon elemanı olarak kullanılmasıyla elde edilen S-parametreleri (düz çizgi: $C1=0.6pF$, kesik çizgi: $C1=2pF$).	40
Şekil 4.9: 2.07-2.52GHz ayarlanabilir band geçiren filtre konfigürasyonu.	41
Şekil 4.10: (a) Varaktör diyot uçlarına uygulanan gerilim(V_2) ile kapasite değeri(C_2) değişimi, (b) C_1 değişimine karşılık filtrenin merkez frekansı ve band genişliği değişimi.	41
Şekil 4.11: Ayarlanabilir filtrede varaktör diyotun gerilim değerlerine karşılık band genişliği kontrolü.	42
Şekil 4.12: (a) Ölçüm düzeneği, (b) üretilen ayarlanabilir filtrenin fotoğrafı...42	
Şekil 4.13: Simülasyon sonucuna göre (a) S_{21} parametreleri, (b) S_{11} parametreleri.....	43
Şekil 4.14: Ölçüm sonucuna göre (a) S_{21} parametreleri, (b) S_{11} parametreleri. 43	

SEMBOL LİSTESİ

DBD	:	Dielektrik tabanda bütünleştirilmiş dalga kılavuzu
SIW	:	Substrate integrated waveguide
EDK	:	Eş düzlemsel dalga kılavuzu
DYD	:	Dielektrik yüklü dikdörtgen dalga kılavuzu
TE	:	Transverse electric (enine elektrik alan bileşenli)
TM	:	Transverse magnetic (enine manyetik alan bileşenli)
TEM	:	Transverse electromagnetic (enine elektromanyetik alan bileşenli)
S₂₁	:	Araya girme kaybı (iletim katsayısı)
S₁₁	:	Geri dönüş kaybı (yansımaya katsayısı)
ϵ	:	Dielektrik sabiti
ϵ_r	:	Malzemenin bağıl dielektrik sabiti
μ	:	Manyetik geçirgenlik sabiti
f_c	:	Kesim frekansı
λ_g	:	Kılavuzlanmış dalga boyu
c	:	Işık hızı
f_{z1}	:	Birinci iletim sıfırı
f_{z2}	:	İkinci iletim sıfırı

ÖNSÖZ

Öncelikle beni yetiştiren ve her konuda destek olan aileme teşekkür ediyorum. Çalışmalarım sırasında bilgi ve tecrübeleriyle bana yol gösteren danışman hocam Sayın Prof. Dr. Ceyhun KARPUZ'a, deneyimlerine ihtiyaç duyduğumda yardımlarını hiçbir zaman esirgemeyen Arş. Gör. Pınar ÖZTÜRK ÖZDEMİR ve Yrd. Doç. Dr. Ali Kürşad GÖRÜR'e teşekkürlerimi sunarım.

Devrelerimizin üretimini gerçekleştiren Hakan BİLGE'ye ve son olarak eşim Arş. Gör. Tayfun UNUK'a desteklerinden dolayı teşekkür ederim.

1. GİRİŞ

Son yıllarda uydu, radar ve kablosuz mobil haberleşme sistemlerindeki gelişmelerle birlikte yüksek performans ve kompakt filtre tasarımlarının önemi artış göstermektedir. Bu sebeple, mikrodalga mühendisliği çalışmalarının önemli hedeflerinden biri de küçük boyutlara sahip filtreler tasarlamak olmuştur. Bu doğrultuda, bu tez çalışması kapsamında son zamanlarda literatürde sık karşılaşılan Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzları (DBD) kullanılarak band geçiren mikrodalga filtre tasarımları yapılmıştır. Tasarlanan filtre devreleri simülasyon çalışmalarının ardından deneysel çalışmalarla desteklenmiş ve doğrulukları gösterilmiştir.

1.1 Tezin Önemi ve Amacı

Mikrodalga filtre tasarımı mikrodalga mühendisliği ve haberleşme sistemleri alanında hem ulusal hem de uluslararası literatürde büyük öneme sahiptir. Bu sebeple mikrodalga filtre tasarımı konusunda literatürde çok sayıda çalışma mevcuttur. Fakat bu çalışmaların içinde ayarlanabilir özelliğe sahip filtre sayısının oldukça az olduğu söylenebilir. Özellikle de küçük boyutlara sahip ve düşük araya girme kaybı (iletim katsayısı) olan ayarlanabilir filtre tasarımı yeterli seviyede değildir. Bu doğrultuda bu tez çalışmasında, düşük kayıp ve dar band özelliklerine sahip olan Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzu (DBD) yapıları kullanılarak kompakt, yüksek kalite faktörüne sahip, ayarlanabilir filtre tasarımı amaçlanmıştır.

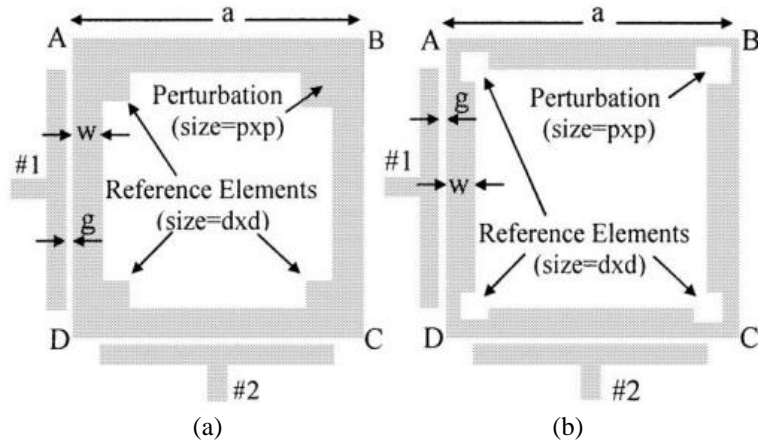
Bu tez çalışmasının bir diğer önemli amacı da hali hazırda genel olarak tek modlu tek bandlı olarak, nadiren de olsa çift modlu çift bandlı olarak tasarlanan DBD filtreler özellikle hızlı ve geniş bandlı erişim özelliğine sahip 4G/4.5G/5G, SIMO (tek giriş tek çıkış), MISO (çok giriş tek çıkış) ve MISO (çok giriş tek çıkış) şeklinde özetlenebilecek olan çoklu haberleşme ağı ve benzeri modern haberleşme sistemlerinde, band seçiciliği ve kanal ayarlama gibi işlemlerde ihtiyaç duyulan çok modlu çok bandlı olma özelliği kazandırmaktır.

1.2 Literatür Özeti

Günümüz mikrodalga sistemlerinde, geleneksel mikrodalga filtreler nazaran pek çok avantaj sunan ayarlanabilir filtrelerden yararlanılmaktadır. Tek bir devre ile birden çok frekans bölgesinde uygulama sağlayan ayarlanabilir mikrodalga filtreler, askeri uygulamalar, kablosuz haberleşme ve uydu haberleşme gibi pek çok alanda kullanıma sahiptirler. Mikrodalga filtre gerçeklemek için kullanılan yapıların başında gelen mikroşerit iletim hatları küçük boyutlara sahiptir ve üretimleri kolaydır. Fakat DBD ile karşılaştırıldıklarında daha yüksek kayıplara sahip oldukları görülmektedir. DBD ise düzlemsel iletim hatları ile dikdörtgen dalga kılavuzlarının en iyi özelliklerinin bir araya gelmiş halidir. Bu yapılar, geleneksel dikdörtgen dalga kılavuzlarının yüksek performans özelliğini korumanın yanında, düşük maliyet ve kolay üretim olanakları sağlamaktadır. Bu doğrultuda bu tez çalışmasında, literatürde bulunmayan mikroşerit yapı ile Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzu (DBD) yapılarının birlikte kullanılmasıyla düşük kayıplı, kompakt, yüksek kalite faktörüne sahip, ayarlanabilir filtre tasarımı amaçlanmıştır.

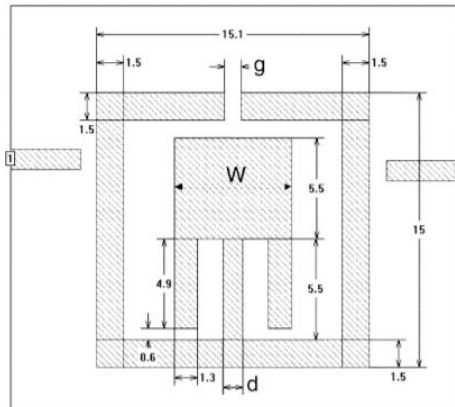
Literatür çalışmaları konvansiyonel mikroşerit çift modlu filtreler, DBD çift modlu filtreler ve ayarlanabilir DBD çift modlu filtreler olmak üzere 3 aşamada incelenmiştir. Literatürde konvansiyonel mikroşerit rezonatör kullanarak tasarlanan pek çok band geçiren filtre mevcuttur (Gorur 2004), (Sun ve diğ. 2013), (Hong ve diğ. 2007), (Gorur ve Karpuz 2011), (Xu ve Wu 2013), (Awida ve diğ. 2005), (Huang ve diğ. 2016).

Gorur tarafından yapılan çalışmada farklı türdeki pertürbasyonların frekans cevabına etkisi incelenmiştir (Gorur 2004). Kare halkanın içine veya dışına yerleştirilen pertürbasyon elemanlarının iletim sıfırlarını ve kutuplarını nasıl etkilediği gösterilmiştir. Ayrıca bu çalışmada, yama şeklindeki bir pertürbasyon elemanının, dejenere modlar arasında kapasitif kuplaj oluşturacağı, yarık şeklindeki pertürbasyon elemanının ise bir indüktif kuplaj oluşturacağı belirtilmiştir. Kare halka rezonatörde oluşturulan kare yama şeklindeki bir pertürbasyon elemanını ile eliptik fazlı frekans cevabı, yarık pertürbasyonu ile lineer fazlı frekans cevabı elde edileceği gösterilmiştir. Bu çalışmada incelenen farklı tipte pertürbasyon elemanının kullanıldığı çift modlu rezonatörler Şekil 1.1’de verilmiştir.

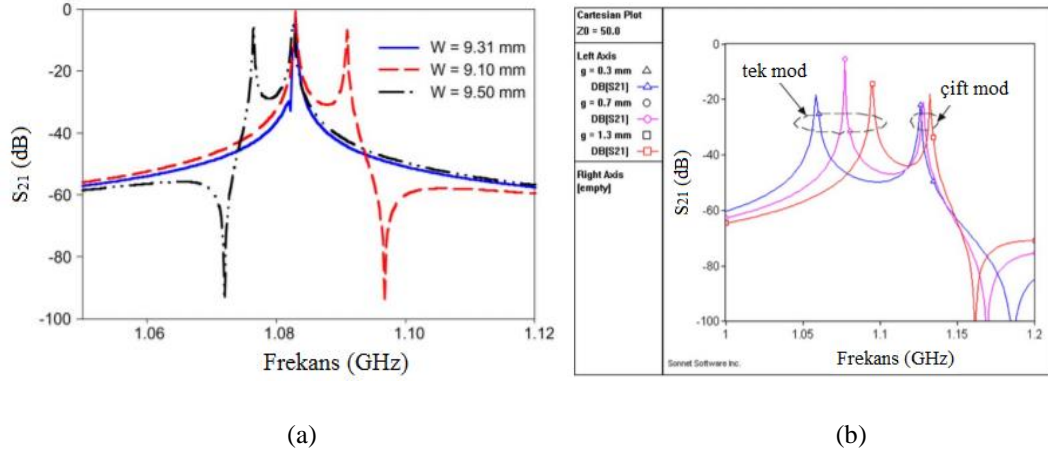


Şekil 1.1: Referans elemanına sahip çift modlu kare halka mikroşerit rezonatörler (a) kare yama elemanlı rezonatör, (b) köşeden kesik pertürbasyona sahip rezonatör (Gorur 2004).

Şekil 1.2’de başka bir çift modlu band geçiren mikroşerit filtre tasarımı gösterilmiştir (Hong ve diğ. 2007). Bu çalışmada çift mod olma özelliği w genişliğindeki yüklem elemanı ile sağlanmıştır. W büyüklüğündeki değişimler ile iletim sıfırının geçme bandının solunda veya sağında oluşması sağlanmıştır. Öyle ki, Şekil 1.3(a)’da görüldüğü üzere w büyüklüğü 9.5mm iken iletim sıfırı geçme bandının solunda, 9.1mm iken ise geçme bandının sağında gözlemlenmiştir. Şekil 1.3(b)’de ise açık halka rezonatörün g boşluğunun değişiminin frekans cevabına olan etkisi verilmiştir. Açık halka rezonatörün çevre uzunluğu yaklaşık olarak yarım dalga boyuna denk gelmektedir. Bu sebeple g boyutunda yapılan değişiklikler tek mod rezonans frekansına etki ederken, çift mod rezonans frekansları üzerindeki etkisi oldukça azdır.



Şekil 1.2: Çift modlu açık halka rezonatör konfigürasyonu (Gorur 2004).



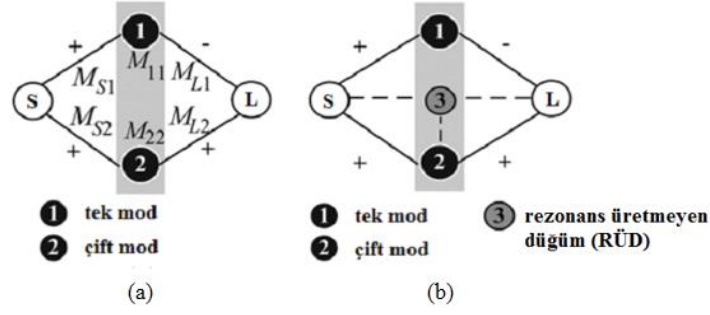
Şekil 1.3: (a) “W” büyüklüğünün mod rezonans karakteristiğine etkisi, (b) “g” büyüklüğünün mod rezonans karakteristiğine etkisi (Gorur 2004).

Bugüne kadar birçok çift modlu band geçiren DBD filtre önerilmiştir (Li ve diğ. 2010), (Shen ve diğ. 2009), (Almalkawi ve diğ. 2011), (Guan ve diğ. 2012), (Chen ve diğ. 2010). (Shen ve diğ. 2009)’de rezonans üretmeyen düğüm içeren çift mod DBD filtre tasarımı sunulmaktadır. Rezonans üretmeyen düğüm DBD’nin üst tabakasında eş düzlemsel dalga kılavuzu (EDK) ile elde edilmiştir. Böylece kaynak ile yük arasında endirekt kuplaj sağlanmıştır. DBD ile EDK birleşiminden oluşan bu tasarımda yüksek seçicilik ve kompaktlık amaçlanmıştır.

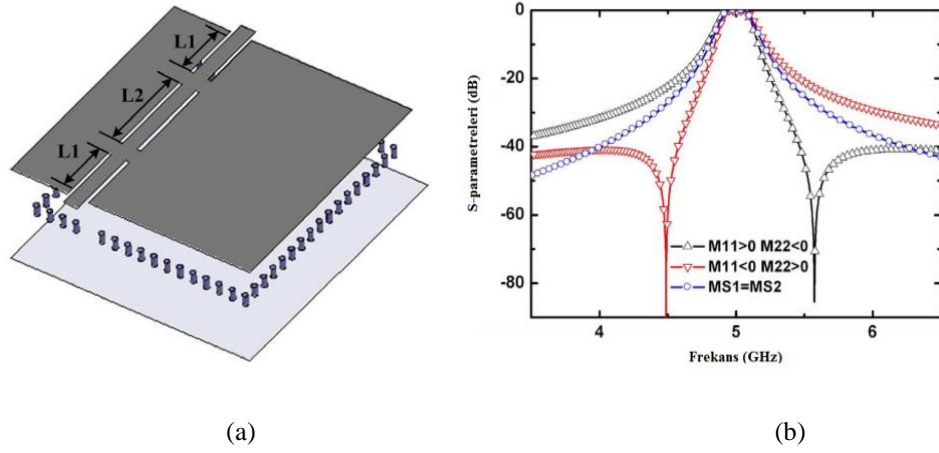
Bilindiği üzere $|M_{S1}|=|M_{S2}|$ iken iletim sıfırı oluşmamaktadır. $|M_{S1}| \neq |M_{S2}|$ iken ise bir adet iletim sıfırı elde edilir. M_{11} ve M_{22} ’in işaretleri aynı anda değiştirildiğinde iletim sıfırı yüksek frekanslardan alçak frekanslara ve ya alçak frekanslardan yüksek frekanslara kayabilmektedir.

Şekil 1.4(a)’da kuplaj şeması verilen filtrenin S_{21} parametreleri Şekil 1.5(b)’de görülmektedir. (a) $M_{11} > 0$ ve $M_{22} < 0$ iken üst frekans bölgesinde, (b) $M_{11} < 0$ ve $M_{22} > 0$ iken alt frekans bölgesinde bir adet iletim sıfırı elde edilmiştir. $M_{S1}=M_{S2}$ iken ise iletim sıfırı oluşmamaktadır.

Şekil 1.5(a)’da görüldüğü üzere, yüksek seçicilik elde etmek için komşu olmayan rezonatörler arasında çapraz kuplaj oluşturulmuştur. Burada RÜD kaynak ve yük arasında bağlantı kurmak ve endirekt çapraz kuplaj elde etmek için kullanılmıştır. Genişletilmiş ikili ve RÜD ile de iki adet iletim sıfırı oluşturmak amaçlanmıştır.



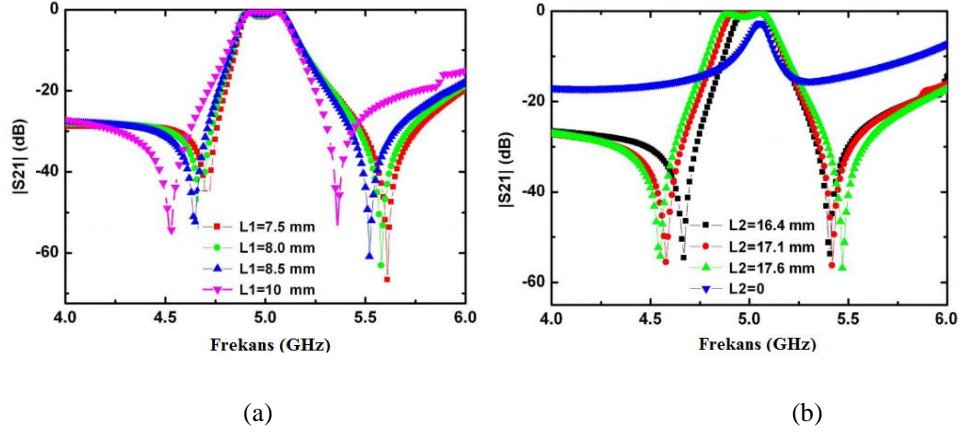
Şekil 1.4: Kuplaj şeması (a) ikili (doublet), (b) RÜD içeren genişletilmiş (extended doublet) (Shen ve diğ. 2009).



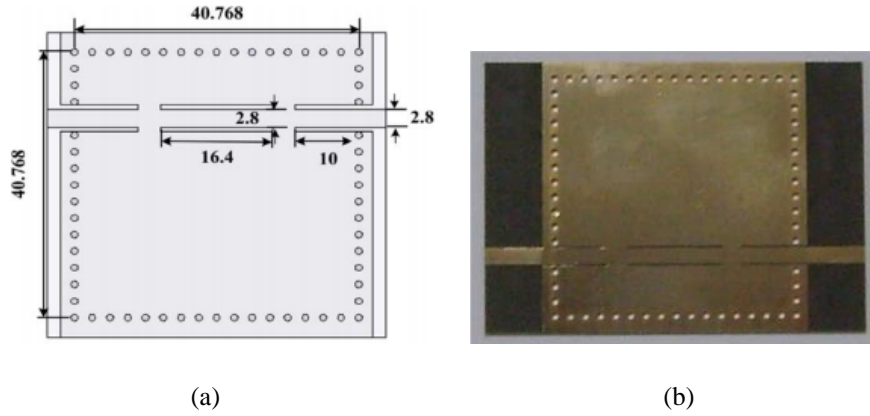
Şekil 1.5: (a) Çift modlu DBD filtrenin 3-boyutlu görüntüsü, (b) Şekil 1.4(a) topolojisinin farklı durumları için S_{21} parametreleri (Shen ve diğ. 2009).

Şekil 1.6’da $L1$ ve $L2$ parametrelerinin farklı değerlerine karşılık S_{21} parametreleri verilmiştir. Şekil 1.6(a)’da $L1$ parametresi ile iki adet iletim sıfırının yerlerinin kontrol edilebileceği görülmektedir. İletim sıfırlarının kaymasının nedeni M_{S1} ve M_{S2} arasındaki ilişki varyasyonlarıdır. $M_{S1}=M_{S2}$ olduğunda S_{21} parametresi simetrik hale gelmektedir. $|M_{S2}|$ değeri arttıkça $L2$ artmakta ve böylece Şekil 1.6(b)’de görüldüğü üzere filtrenin band genişliği artmaktadır.

Kısmi band genişliği 3%, geçiş deliği çapı 1mm olan filtrenin geometrik parametreleri ve fotoğrafı Şekil 1.7’de verilmiştir. Ölçüm sonuçlarına göre araya girme kaybı yaklaşık olarak -1.6dB, geri dönüş kaybı ise -15dB’den büyüktür.



Şekil 1.6: S_{21} parametreleri : (a) farklı L_1 ve (b) farklı L_2 değerlerine göre (Shen ve diğ. 2009).



Şekil 1.7: Tasarlanan filtrenin: (a) geometrik parametreleri, (b) fotoğrafı (Shen ve diğ. 2009).

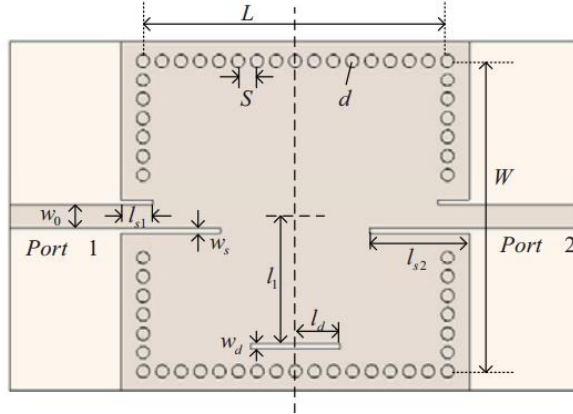
Şekil 1.8’de eş düzlemsel dalga kılavuzu yarıkları kullanılarak çift modlu DBD band geçiren filtre tasarımı görülmektedir (Guan ve diğ. 2012). Bu filtrenin tasarımı, DBD ile mikroşerit hat arası geçişte EDK kullanılmıştır.

İki adet dejenere mod (TE_{201} ve TE_{102}) elde etmek için EDK yarıklar birbirinden farklı uzunluklarda seçilmiştir. Ayrıca bu yarıklar ile hem rezonans modları arası kuplaj, hem de kaynak ile yük arasındaki kuplaj sağlanmıştır. Şekil 1.9(a)’da görüldüğü gibi toprak düzlemdeki yarık pertürbasyonu olmadığı durumda, EDK yarıklar birbirine eşit iken ($l_{s1}=l_{s2}$) iki dejenere mod çakışık durumdadır ve sadece bir rezonans tepkisi görülmektedir. EDK yarıklar birbirinden farklı uzunluklarda alındığında ise ($l_{s1} \neq l_{s2}$) mod ayrışımı ortaya çıkar ve iki adet rezonans tepkisi görülür.

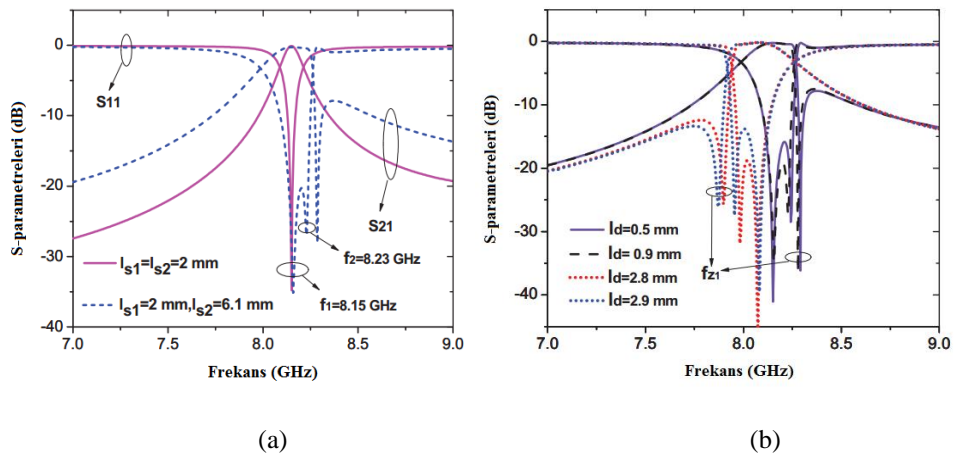
Önerilen çift modlu filtrede iki adet iletim sıfırı elde edilmiştir. Düşük frekans bölgesinde birinci iletim sıfırını (f_{z1}) oluşturmak için TE_{201} ve TE_{102} modları

birbirlerini yok eder. Kaynak ile yük arasındaki zayıf kuplaj ile de üst frekans bölgesinde diğer iletim sıfırı (f_{z2}) elde edilir.

İki dejenere mod arası kuplajı kontrol etmek için DBD yapının toprak düzleminde yarık pertürbasyonu oluşturulmuştur. Bu yarığın yerini ve boyutunu değiştirerek filtrenin band genişliği ve iletim sıfırlarının konumunu ayarlamak mümkündür. Şekil 1.9(b)'de yarık pertürbasyonunun farklı büyüklüklerine karşılık önerilen çift modlu DBD band geçiren filtrenin frekans cevabı görülmektedir. l_d değeri 0.5mm'den 2.8mm'ye arttığında, f_{z1} üst frekans bölgesinden alt frekans bölgesine kaymaktadır. l_d , 0.5mm'den 0.9mm'ye değiştiğinde ise iki mod arası kuplaj azalmakta ve böylece filtrenin band genişliği azalmakta ve f_{z1} düşük frekans bölgesine ilerlemektedir.

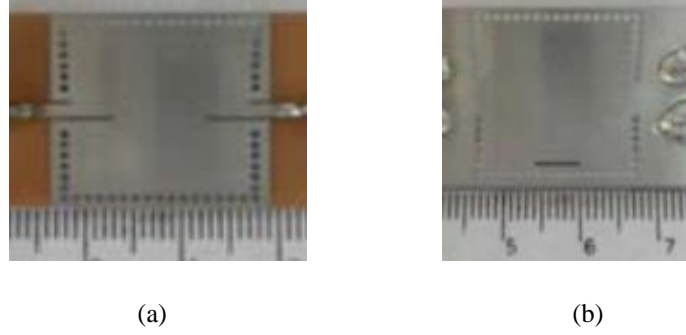


Şekil 1.8: Önerilen çift modlu filtre konfigürasyonu (Guan ve diğ. 2012).



Şekil 1.9: (a) Farklı I_{s1} ve I_{s2} , (b) Farklı l_d değerlerine karşılık S-parametrelerinin değişimi (Guan ve diğ. 2012).

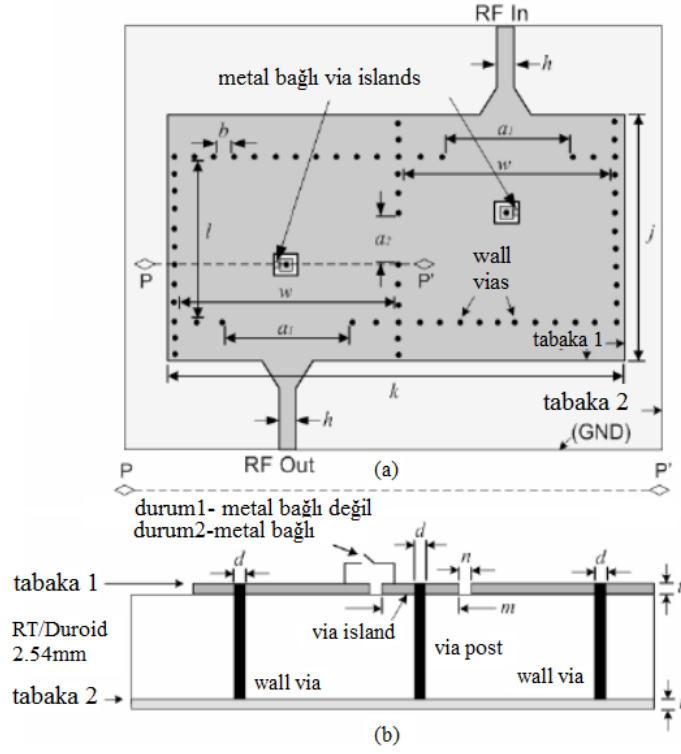
Fotoğrafi Şekil 1.10’da yer alan filtrenin nihai parametreleri şu şekildedir: $L=19.2$ mm, $W=19.6$ mm, $S=1.2$ mm, $d=0.8$ mm, $l_1=8$ mm, $l_d= 2.8$ mm, $w_d=0.4$ mm, $l_{s1}=2$ mm, $l_{s2}=6.3$ mm, $w_s= 0.3$ mm, $w_0= 1.5$ mm.



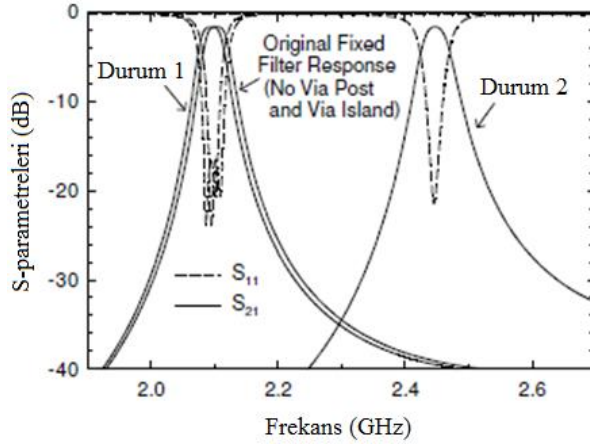
Şekil 1.10: İmal edilen çift modlu filtrenin fotoğrafı (a) üst metal tabaka, (b) alt metal tabaka (Guan ve diğ. 2012).

Literatürde bugüne kadar önerilen pek çok çift modlu DBD filtre olmasına karşın, ayarlanabilir özelliğe sahip çift modlu band geçiren DBD filtre sayısı azdır. Bu tez çalışmasında, literatürde daha önce karşılaşmadığımız, konvansiyonel çift modlu rezonatör kullanılarak ayarlanabilir özelliğe sahip DBD band geçiren filtre tasarlanmıştır. (Armendariz ve diğ. 2010), (Sekar ve diğ. 2011) ve (Sirci ve diğ. 2012) literatür taramasının son aşamasında incelenen ayarlanabilir çift modlu DBD band geçiren filtrelerdir.

Şekil 1.11’de görüldüğü gibi, PIN diyot anahtarlama elemanı kullanılarak ayarlanabilir DBD filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir (Armendariz ve diğ. 2010). Her DBD boşluğu, metal adaların boşluğun üst metal tabakasına bağlanıp ve ya üst tabakadan bağlantısının kesilmesiyle ayarlanmaktadır. Metal bağlantılı toprak bağlantı noktası adaları üst metal tabakaya bağlı değilse (Şekil 1.12(b)’de durum 1), filtre cevabı çok küçük bir değişim göstermektedir. Eğer toprak bağlantı noktası adası üst tabaka ile bağlantılı hale getirilirse (Şekil 1.12(b)’de durum 2), filtre cevabı 2.45 GHz’e kaymaktadır.



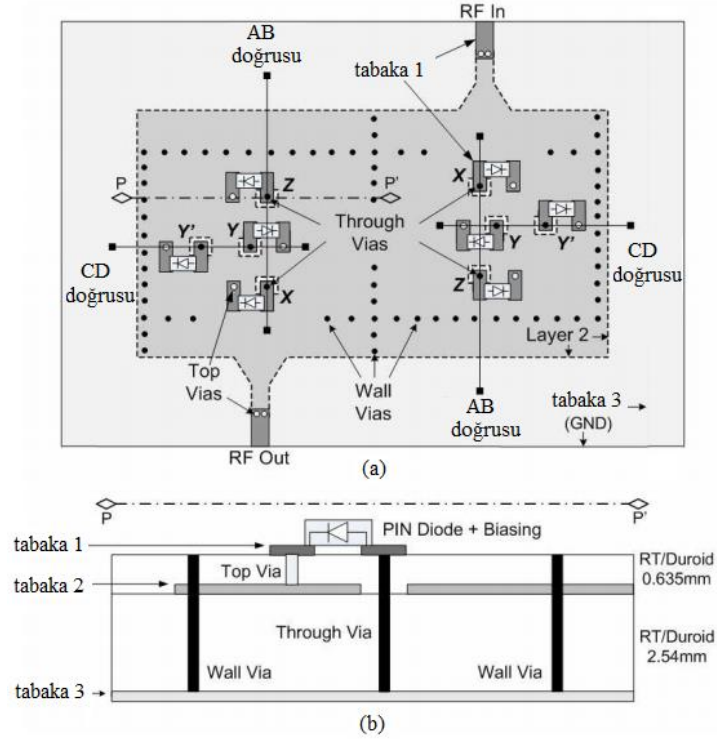
Şekil 1.11: Önerilen DBD filtre tasarımı: (a) üst görüntü, (b) yan görüntü (Armendariz ve diğ. 2010).



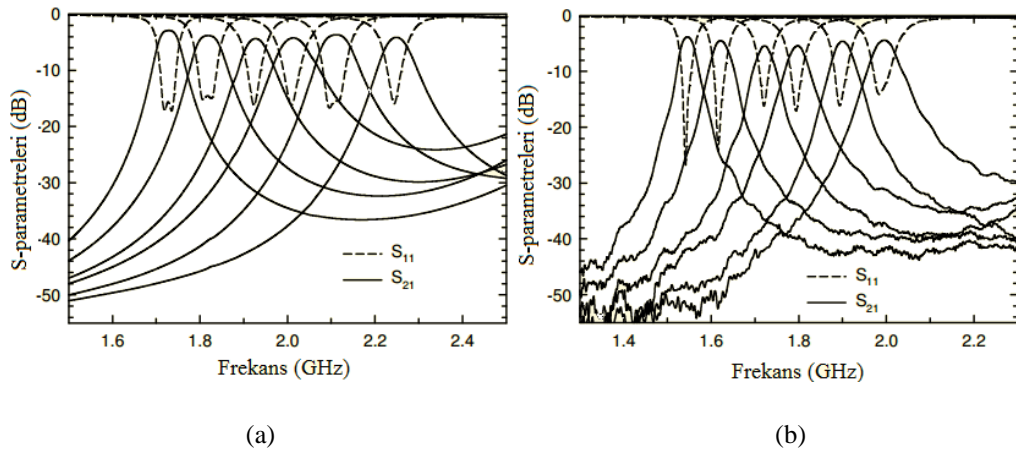
Şekil 1.12: Durum 1 ve Durum 2'ye ait DBD filtre cevabı (Armendariz ve diğ. 2010).

Şekil 1.13'teki topolojide, Şekil 1.11(b)'de metal bağlantılı/bağlantılı olmayan toprak düzleme geçiş delikleri yerine PIN diyotlar kullanılmıştır. Üst geçiş delikleri tabaka 1 ve tabaka 2'yi birbirine bağlamaktadır. Toprak düzleme geçiş delikleri aracılığı ile de tabaka 1 ve tabaka 3 bağlantılı hale gelmektedir. Yani, PIN diyotların iletimde ve yalıtımda olmasına göre aynı tip ayarlama mekanizması sağlanmış olur. Y ve Y' konumları CD hattı boyunca değişerek hassas frekans ayarı sağlanır. X ve Z'nin AB hattı boyunca konum değişimine göre ise daha yüksek frekans ayarlama yapılır.

1.55GHz'den 2.0GHz'e kadar değişen altı farklı durum sağlayan iki kutuplu filtrenin frekans cevabı Şekil 1.14'te verilmiştir. Ölçüm sonuçlarına göre, tüm ayarlama skalası boyunca araya girme kaybı -5.4dB'den, geri dönüş kaybı ise -14dB'den iyidir.



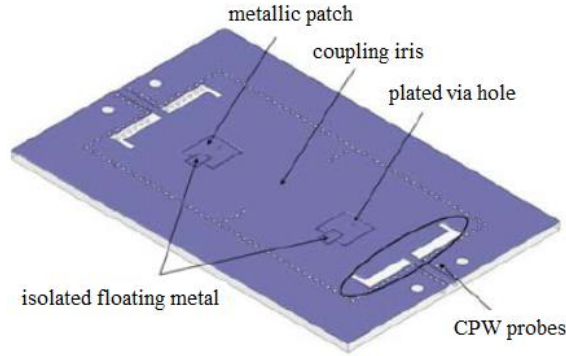
Şekil 1.13: Üç tabakalı PIN diyot içeren ayarlanabilir DBD filtre taslağı (a) üst görüntü, (b) yan görüntü (Armendariz ve diğ. 2010).



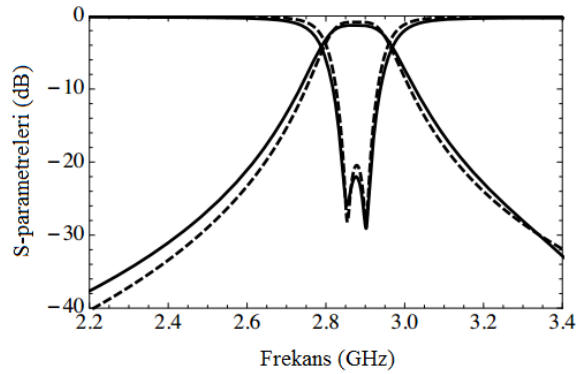
Şekil 1.14: Ayarlanabilir DBD filtreye ait S-parametreleri (a) simülasyon sonucu, (b) ölçüm sonucu (Armendariz ve diğ. 2010).

Literatürdeki bir başka ayarlanabilir DBD filtre yapısı Şekil 1.15'te gösterilmiştir (Sirci ve diğ. 2012). Her rezonatör, kenar uzunluğu a olan kare DBD

boşluktan oluşmaktadır ki burada metal ile kaplanmış geçiş delikleri yer almaktadır. Bu içteki geçiş delikleri alt kenarda kısa devre edilmiştir ve küçük bir boşluk aracılığıyla üst kenarda elektriksel olarak izole edilmiş metal yamaya bağlanmıştır. Bu metal yama ile DBD üst düzlemi arasında bir kapasitif etki oluşmaktadır. Bu kapasitenin değeri metal yamanın çevre uzunluğuna, boşluğun büyüklüğüne ve metal tabakanın kalınlığına bağlıdır. Bu çalışmada her bir rezonatörün kapasitesini değiştirmek için metal yamaya bağlı olan GaAs varaktör diyotlar kullanılmıştır.



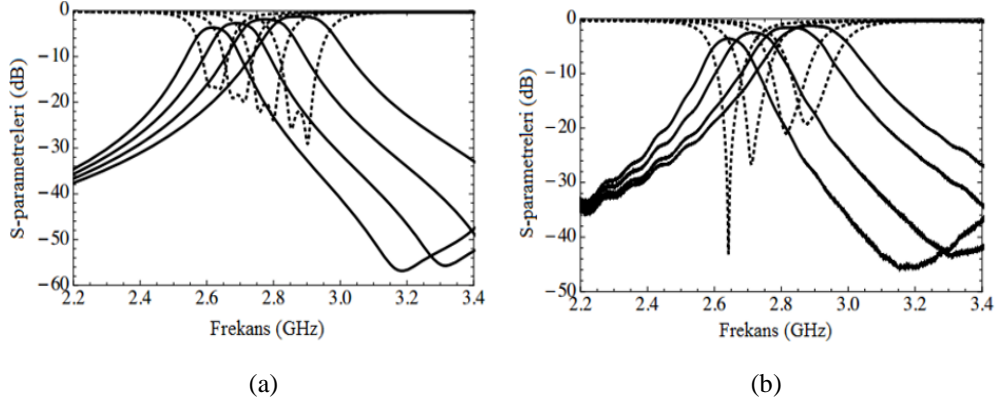
Şekil 1.15: Ayarlanabilir çift modlu DBD filtre taslağı (Sirci ve diğ. 2012).



Şekil 1.16: Minimum varaktör kapasitesi (0.25pF) için ideal cevap (kesikli) ve tasarlanan filtrenin S-parametreleri (kalın) (Sirci ve diğ. 2012).

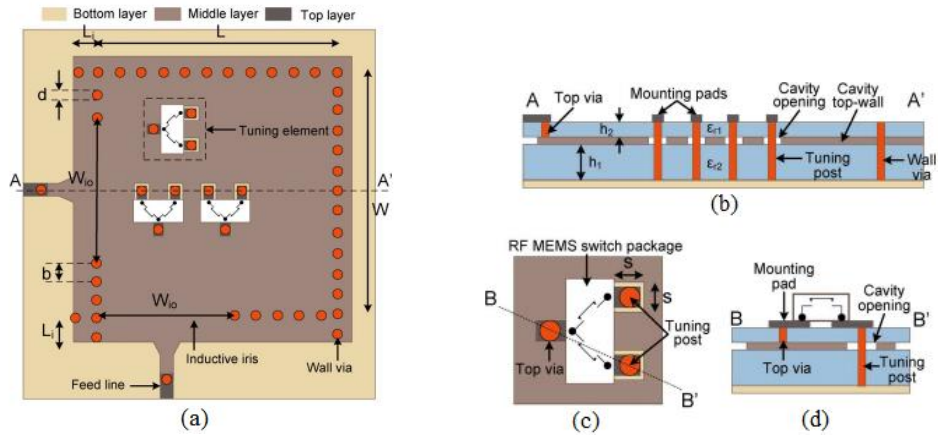
GaAs varaktöre 22 ve 0V ters gerilim uygulandığında kapasite değeri 0.25'ten 1pF'a değişim göstermektedir. Böylelikle filtrenin 2.88GHz'den 2.64GHz'e kadar ayarlanabilir olması sağlanmaktadır. Minimum kapasite değerine göre tasarlanan filtrenin simülasyon sonucuna göre S-parametreleri Şekil 1.16'da verilmiştir. Tüm kapasite değerleri için frekans cevabı ise Şekil 1.17'de gösterilmiştir.

2.64GHz ile 2.88GHz arasında ayarlanabilir filtrenin araya girme kaybı -1.27dB ile -3.63dB arasında değişmektedir. Devrenin boyutları ise $55 \times 27.5 \text{ mm}^2$ 'dir.



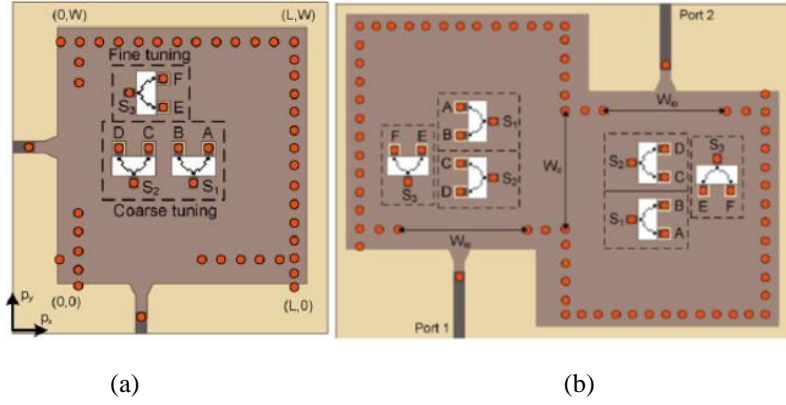
Şekil 1.17: Varaktör kapasitansı 0.25pF'tan ($f_0=2.88$ GHz) 1pF'a ($f=2.64$ GHz) kadar değişen filtrenin frekans cevabı (a) simülasyon, (b) ölçüm (Sirci ve diğ. 2012).

Frekans cevabı 1.2–1.6-GHz aralığında değişim gösteren DBD RF MEMS filtre literatürde yer alan bir başka ayarlanabilir DBD filtre çalışmasıdır (Sekar ve diğ. 2011). Şekil 1.18'de görülen ayarlanabilir DBD boşluğun ayarlama mekanizması, boşluğunun çeşitli yerlerine yerleştirilen toprak bağlantı noktalarına ve RF MEMS anahtarlara dayalıdır. Alt ve üst tabakalar arasındaki metalik toprak bağlantı noktaları boşluk rezonatörünün frekansını değiştirmek için kullanılır ve bu yüzden de ayarlama geçişi olarak adlandırılmaktadır. Maksimum ayarlama aralığına sahip ayarlanabilir rezonatör gerçekleştirebilmek için, 3 adet RF MEMS anahtar paketi(S1,S2,S3) tarafından kontrol edilen 6 adet ayarlama geçişi(A,...,F) kullanılmıştır(Şekil 1.21(a)). 4 adet ayarlama geçişi(A,B,C,D) ise daha yüksek frekans kayması sağladığından rezonatörün genel ayarlama kontrolü için rezonatör boşluğunun ortasına yerleştirilmiştir. Boşluğun üst tarafına yerleştirilen diğer 2 ayarlama geçişi(E,F) daha küçük frekans kayması sağlar ve daha hassas ayarlama kontrolü için kullanılmaktadır.

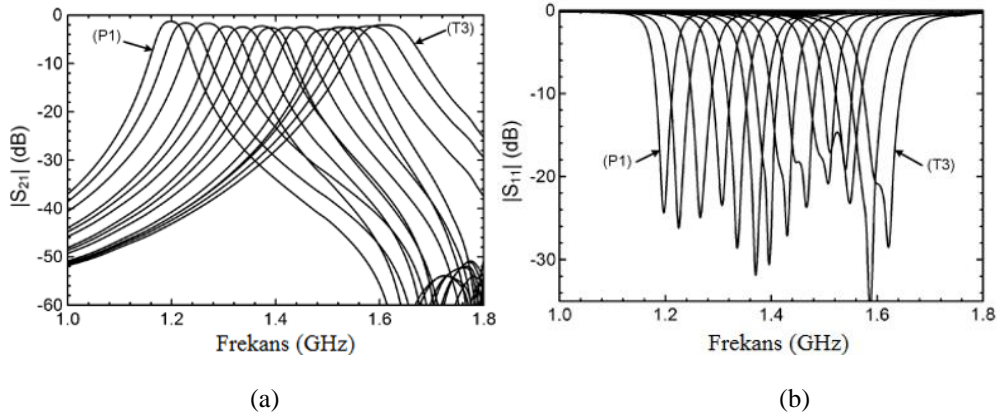


Şekil 1.18: (a) RF MEMS anahtar kullanılarak gerçekleştirilen ayarlanabilir DBD boşluğun üstten görünüşü, (b) A-A' ayarlanabilir boşluğun enine kesiti, (c) Ayarlama elemanın üstten görünümü (d) B-B' ayarlanabilir boşluğun enine kesiti (Sekar ve diğ. 2011).

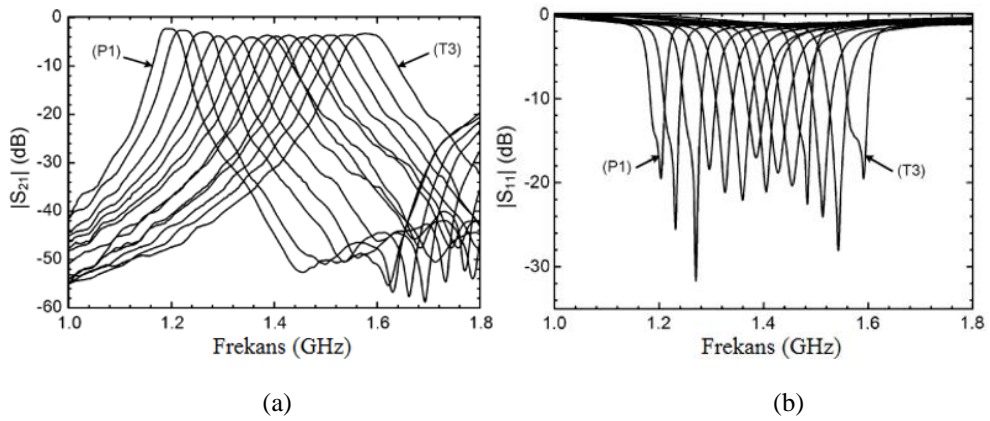
Şekil 1.19(a)'da görülen rezonatörden iki adet kullanılarak 2 kutuplu 1.2-1.6 GHz DBD RF MEMS ayarlanabilir filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir (Şekil 1.19(b)). Gerçeklenen filtreye ait simülasyon sonuçlarına göre S_{11} ve S_{21} parametreleri Şekil 1.20'de, ölçüm sonuçlarına göre S_{11} ve S_{21} parametreleri ise Şekil 1.21'de verilmiştir. Ölçüm sonuçlarına göre tüm ayarlama durumlarında araya girme kaybı -2.2dB ile -4.1dB arasında değişmektedir. Geri dönüş kaybı ise -15 dB'den iyidir.



Şekil 1.19: (a) 6 adet ayarlama geçişi kullanılarak gerçekleştirilen ayarlanabilir DBD rezonatör, (b) 2 kutuplu ayarlanabilir filtre (Sekar ve diğ. 2011).



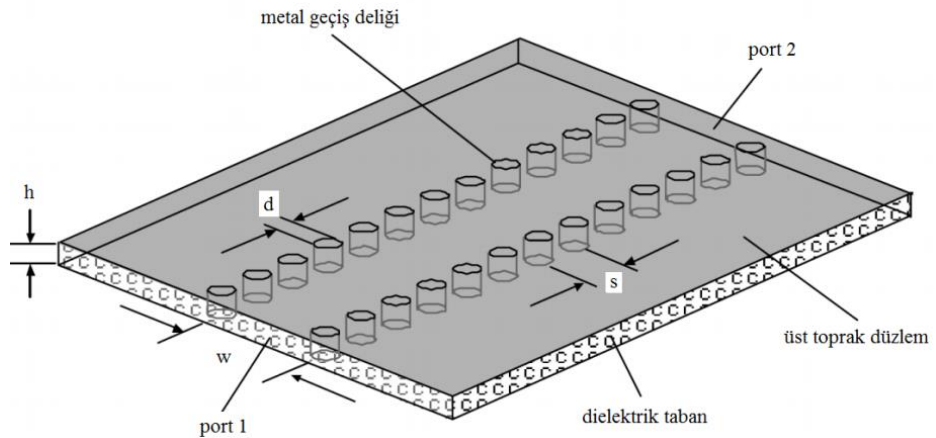
Şekil 1.20: Simülasyon sonucuna göre S-parametreleri (a) S_{21} , (b) S_{11} (Sekar ve diğ. 2011).



Şekil 1.21: Ölçüm sonucuna göre S-parametreleri (a) S_{21} , (b) S_{11} (Sekar ve diğ. 2011).

2. DİELEKTRİK TABANDA BÜTÜNLEŞTİRİLMİŞ DALGA KILAVUZLARI

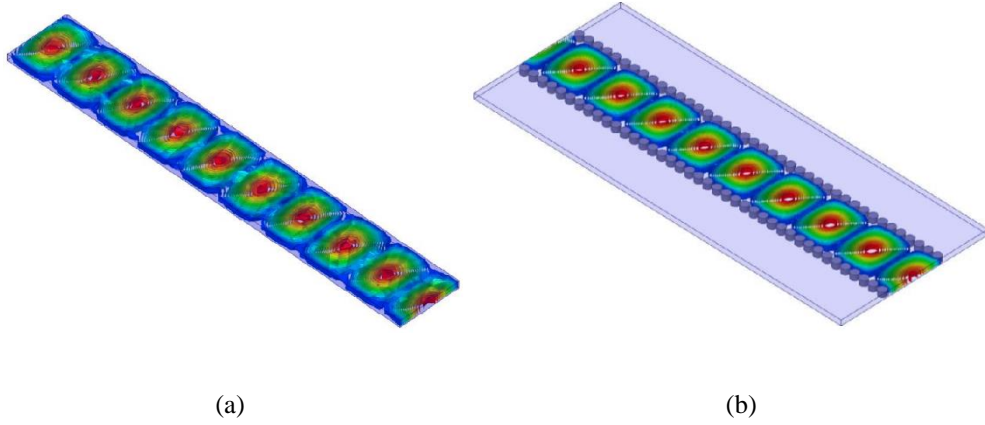
Gelişen teknoloji ile birlikte günümüzde uydu haberleşme sistemleri, hücresel haberleşme ve askeri uygulamalar gibi pek çok alanda kullanıma sahip mikrodalga filtrelerden üstün özellikler beklenmektedir. Dikdörtgen dalga kılavuzları gibi düzlemsel olmayan yapılar yüksek performanslı filtre tasarımında önemli üstünlüklere sahiptir. Fakat büyük boyutlu ve üretim maliyetleri yüksek olması gibi dezavantajları vardır. Ayrıca, dikdörtgen dalga kılavuzlarının diğer düzlemsel devrelerle bağlantılarının kolay gerçekleştirilememesi ve yapılar arası geçiş zorlukları gibi entegrasyon problemleri mevcuttur. Mikroşerit iletim hatları, eş düzlemsel dalga kılavuzları gibi düzlemsel yapılar ise küçük boyutlarda tasarımlara olanak sağlar ve üretim maliyetleri düşüktür. Buna karşın, geleneksel dalga kılavuzlarına kıyasla yüksek kayıplıdır. Düzlemsel ve düzlemsel olmayan yapılar arasındaki performans boşluğunu doldurmak için, her iki yapının en iyi özelliklerini bir arada bulunduran **Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzları (DBD)** geliştirilmiştir. DBD'ler düzlemsel dielektrik tabanda, üst ve alt toprak düzlemlerine bağlı periyodik sıralanmış metalik geçiş delikleri ile gerçekleştirilen yapılardır. Şekil 2.1'de DBD geometrisi örneği gösterilmiştir. Burada, d geçiş deliklerinin çapını, s komşu geçiş deliklerinin merkezleri arasındaki uzaklığı, w iki sıra halinde dizilmiş geçiş delikleri arasındaki mesafeyi, h ise malzemenin kalınlığını ifade etmektedir.



Şekil 2.1: Temel DBD yapısı (Bozzi ve diğ. 2009).

2.1 Tasarım Parametreleri

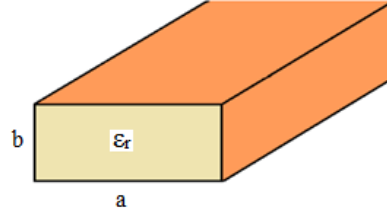
Dielektrik tabanda bütünleştirilmiş dalga kılavuzları, düzlemsel yapıları ve üretim teknolojileri açısından mikroşerit yapılar ile benzerlik göstermelerine karşın, matematiksel olarak düşük yükseklikteki dielektrik yüklü dikdörtgen dalga kılavuzları (DYD) ile daha uyumlu yapılardır. Tipik bir DYD yapısı Şekil 2.2(a)' da verilmiş olup burada tüm iletken duvarlar metaldir ve ayrıca dalga kılavuzunun yüksekliği ve işlem frekansı Şekil 2.2(b)' de gösterilen DBD ile aynıdır (Kiriş, 2014).



Şekil 2.2: (a) DYD, (b) DBD yayılım özellikleri (Kiriş 2014).

Dielektrik tabanda bütünleştirilmiş dalga kılavuzları, DYD yapılarının özel bir şekli olarak düşünülebileceği için, kesim frekansı, yayılım sabiti gibi DBD parametrelerinin hesaplaması için DYD eşitliklerin faydalanmak mümkündür. Bu tasarım parametreleri DBD genişliği “w”, geçiş deliği çapı “d” ve geçiş delikleri arasındaki mesafe “s” dir.

Genel olarak, dikdörtgen dalga kılavuzlarının genişlik ve yükseklikleri, Şekil 2.3'te görüldüğü gibi “a” ve “b” ile ifade edilmektedir. a ve b parametreleri kullanılarak TE_{mn} ($m=0,1,2,\dots$ ve $n=0,1,2,\dots$) modları için DYD'nin kesim frekansı belirlenebilir. DBD'nin dominant modu TE_{10} olduğu için, DBD'nin kesim frekansını belirlemede (2.1) eşitliği kullanılabilir. Burada b, DYD'nin yüksekliği olup, DBD'nin yüksekliğine eşittir. a, DYD'nin genişliğidir ve eşdeğer DBD genişliğinin hesaplanmasında kullanılmaktadır. “ ϵ ” ve “ μ ” ise sırasıyla elektriksel geçirgenlik ve manyetik geçirgenliği ifade etmektedir.

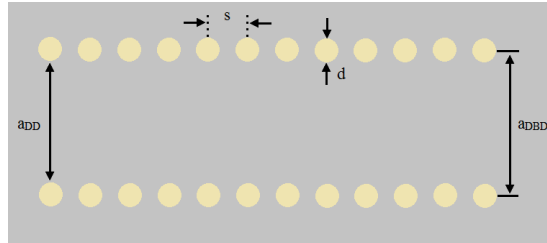


Şekil 2.3: DYD' nin şematik yapısı (Kiriş 2014).

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi^2}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi^2}{b}\right)^2} \quad (2.1)$$

TE₁₀ modu için, b değerinin dalga kılavuzunun kesim frekansını hesaplamada etkisi olmadığı için, malzemenin kalınlığı (b ve ya h) herhangi bir değer alabilir. Malzeme kalınlığı dielektrik kayıp ile orantılı olup, kalınlık artışı ile verim azalmaktadır. Fakat malzeme kalınlığı düştükçe üretim maliyeti ve fabrikasyonda hassas işleme gereksinimi artış göstermektedir.

Bir diğer önemli nokta ise eşdeğer DBD genişliğinin (a_{DBD}) belirlenmesidir. Şekil 2.4'te karşılıklı yerleştirilmiş periyodik geçiş deliklerinden oluşan DBD yapısı gösterilmiştir. Burada "a_{DBD}" eşdeğer DBD genişliği, "a_{DD}" geleneksel dalga kılavuzu genişliği, "d" geçiş deliği çapı ve "s" ise komşu iki geçiş deliğinin merkezleri arasındaki uzaklıktır.



Şekil 2.4: Geçiş deliği dizisi kullanılarak sentezlenmiş DBD yapısı.

$$a_{DD} = a_{DBD} \cdot \bar{a} \quad (2.2)$$

$$\bar{a} = \xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{s}{d} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1}} \quad (2.3)$$

$$\xi_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{a_{DBD}}{s} - 1.0684} \quad (2.4)$$

$$\xi_2 = -0.1183 - \frac{1.2729}{\frac{a_{DBD}}{s} - 1.2010} \quad (2.5)$$

$$\xi_3 = 1.0082 - \frac{0.9163}{\frac{a_{DBD}}{s} + 0.2152} \quad (2.6)$$

Dielektrik tabanda bütünleştirilmiş dalga kılavuzlarının tasarım parametrelerini belirleme üzerine literatürde pek çok makale mevcuttur (Cassivi ve diğ. 2002), (Yan ve diğ. 2004), (Xu ve diğ. 2003), (Che ve diğ. 2008). Yan ve diğ. (2004)'de eşdeğer dalga kılavuzunun genişliğinin normalize değeri için deneysel bir formül verilmiştir. (2.2) den (2.6) ya kadarki eşitlikler, yaklaşık %99'luk doğrulukla “ a_{DBD} ” ile “ a_{DD} ” arasında bir oran bulunmasını sağlamaktadır.

DBD tasarımında dikkat edilmesi gereken diğer adım ise geçiş deliklerinin çapı ve aralarındaki mesafenin belirlenmesidir. d ve s boyutlarının belirlenmesinde kullanılan genel kurallar (2.7) ve (2.8) eşitliklerinde verilmiştir.

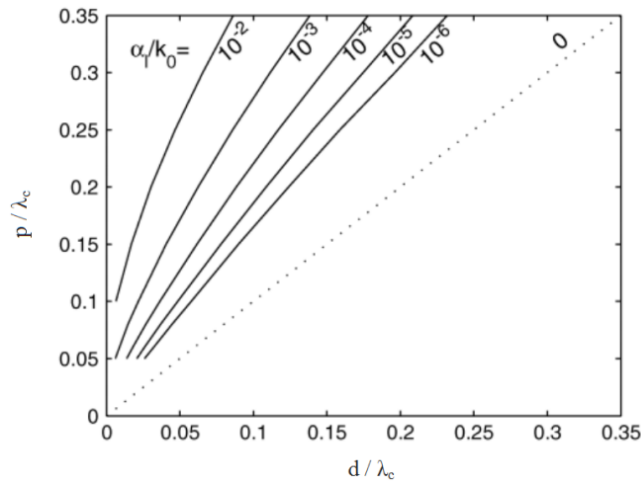
$$d < \lambda_g/5 \quad (2.7)$$

$$s < 2d \quad (2.8)$$

Burada λ_g kılavuzlu dalga uzunluğu olup, (2.9) eşitliğindeki gibi ifade edilmektedir.

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{\epsilon_r(2\pi f)^2}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (2.9)$$

d ve s parametreleri, DBD duvarında meydana gelen sızıntı kayıpları için de büyük öneme sahiptir. Bu parametreler uygun seçildiğinde sızıntı miktarı oldukça az olacaktır. Dalga kılavuzunun kesim frekansına göre normalize d ve s değerlerinin fonksiyonu olarak DBD sızıntı kaybı değeri Şekil 2.5' te verilmiştir (Kiriş 2014).



Şekil 2.5: Normalize geçiş deliği çapı ve periyodunun fonksiyonu olarak sızıntı kaybı değişimi (Kiriş 2014).

2.2 Kayıpların Azaltılması

DBD yapı tasarımında önemli hususlardan bir tanesi de kayıpların minimize edilmesi ile ilgilidir. Bu kayıpları üç başlık altında toplamak mümkündür. Dikdörtgen dalga kılavuzları ile benzerliğinden dolayı DBD yapılar iletken kayıplarına sahiptir. Bu iletken kayıpları, dielektrik malzemenin kayıp tanjantından kaynaklı dielektrik kayıplar ve metalik duvarın sonlu iletkenliğinden kaynaklı kayıplardır. Ayrıca, DBD yapıdaki kenar duvarlar boyunca var olan boşluklar ışımaya kaybının oluşmasında etkili olmaktadır.

DBD’de meydana gelen farklı türdeki kayıplar, d , s ve h gibi bazı geometrik parametrelerin değiştirilmesiyle azaltılabilmektedir. Dielektrik yapının kalınlığı olan h nin artırılması dielektrik kaybında herhangi bir etki göstermezken, iletken kayıplarının azaltılmasında büyük bir etki göstermektedir.

Diğer bir önemli geometrik parametre geçiş deliği çapı “ d ” dir. d ’ ye karşılık iletken ve dielektrik kaybı değişimi sınırlıdır. Öyle ki, d boyutu artırıldığında iletken kaybı çok az miktarda azalma gösterir. Pratik olarak ise dielektrik kaybı ve d bağımlı değildir. Komşu iki geçiş deliğinin merkezleri arasındaki uzaklık olan s parametresinin değerinin azaltılması ile metal yüzey artacağından iletken kaybı azalma gösterir. Dielektrik kaybı ise pratik olarak değişmez.

Işıma kayıpları ise s ve d parametreleri ile doğrudan ilişkilidir. $s/d < 2.5$ koşulu sağlandığı takdirde, ışımaya kaybı minimum olacaktır. s/d oranı 2 olması durumunda ışımaya kaybı makul bir değerde olacaktır. s/d oranı 1 seçildiğinde ise metal geçiş delikleri birbirine teğet olur ve sürekli metalik duvara yakın karakteristik göstermeye başlayacağından, ışımaya kaybının minimum olmasını sağlar.

Sonuç olarak DBD geometrisinde yapılan optimizasyon kayıpların azaltılmasında küçük bir etkiye sahiptir. Asıl önemli olan dielektrik malzemenin dikkatli seçilmesidir. Dielektrik malzemenin kalınlığı arttıkça, iletken kayıpları azalma gösterecektir. DBD kayıpları mikroşerit iletim hatları gibi diğer düzlemsel yapılarla karşılaştırılabilir. Mikroşerit iletim hatlarının kayıplarını azaltmak için dielektrik malzemenin kalınlığını artırmak bir çözüm olabilir. Fakat bu durumda, mikroşerit hatta ışımaya kaybı kabul edilemez miktarda artış gösterir. Bu koşullarda,

DBD yapılarının geleneksel düzlemsel hatlara göre daha düşük kayba sahip olduğunu söylemek mümkündür (Bozzi ve diğ. 2009).

2.3 Üretim Teknolojileri

DBD üretiminde literatürde en sık karşılaşılan teknolojiler; PCB (Printed Circuit Board), LTCC (Low Temperature Cofired Ceramics), iyon izleme teknolojisi (Ion Tracking Technology) ve Photoimageable Thick Film Technology olarak adlandırılan fotogörüntülenebilir kalın film malzemelerin kullanıldığı üretim teknolojisidir. PCB teknolojisi ile DBD üretiminin en büyük avantajı, üretim maliyetinin düşük olması ve tasarımda sunduğu esnekliktir. Bir başka önemli avantajı ise, düzlemsel iletim hatlarına aynı üretim tekniği ile kolay bir şekilde entegrasyonunun sağlanmasıdır. PCB ile DBD üretimi; matkap ve ya lazer ile PCB üzerine delikler açılıp, bu deliklerin içlerinin iletken kaplama yöntemleri ile kaplanması şeklinde gerçekleşmektedir.

LTCC teknolojisi, üç boyutlu üretime olanak sağlaması ve çok katmanlı olması nedeniyle DBD üretimde sık kullanılan teknolojilerdendir. Bu teknoloji ile küçük geçiş delikleri elde etmek mümkündür ve LTCC teknolojisi daha çok küçük boyutlardaki DBD yapıların üretiminde kullanılmaktadır.

İyon izleme teknolojisi daha çok esnek taban malzemesine ihtiyaç duyulan yapıları üretmek için tercih edilmektedir. Bu yöntemde uygulanan işlem basamakları şu şekildedir: Kapton filmler üzerine ışına yoluyla ağır iyonlar nüfuz eder. Ardından, ağır iyonlar takip edilerek geçiş deliklerini oluşturmak üzere ıslak izler bırakılır. Son olarak, bırakılan izlerin ardından folyonun kalınlığı kadar delikler açılır ve üretim tamamlanmış olur.

Fotogörüntülenebilir Kalın Film Teknolojisi, düşük maliyette ve yüksek kalitede mikrodalga devre üretimi için uygun bir teknolojidir. Bu teknoloji ile hem tek katmanlı hem de çok katmanlı devreler üretmek mümkündür. Özellikle 100GHz üzerindeki DBD üretiminde tercih edilen bu teknoloji ile küçük boyutlarda devreler elde edilebilmektedir. Bu teknolojiye üretim şu şekilde gerçekleştirilir: Önce, dalga kılavuzunun tabanını oluşturmak için alüminyum bir tabanın üzeri meta bir katman ile

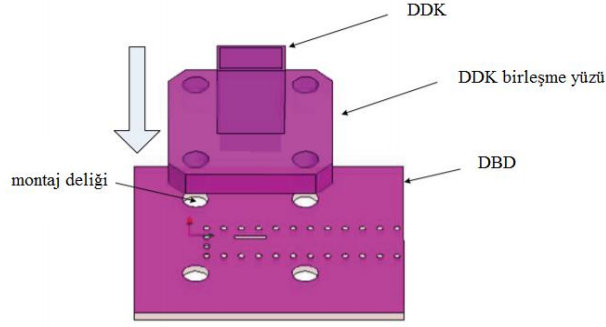
kaplanır. Bu katmanın üzerine kalınlığı 10µm olan dielektrik malzeme ilave edilir ve dalga kılavuzunun yan duvarları oluşturulur. Bu işlemler arzu edilen karakteristikte dalga kılavuzu elde edilinceye kadar tekrar edilir. İstenen özellikler sağlanınca, bu teknoloji ile dalga kılavuzunun iletken tavanı oluşturulur. Bu teknolojinin temeli, baskı ve görüntüleme sonrasında her katmanın sıra ile kurutulması ve yakılmasıdır (Berksoy 2013).

2.4 DBD ile Diğer Yapılar Arası Geçişler

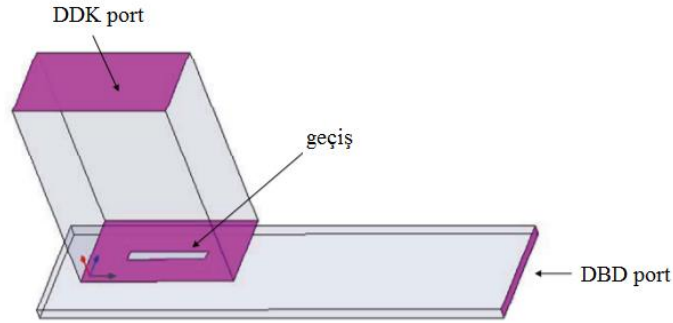
DBD yapılar ile ilgili incelenen bir diğer önemli konu ise düzlemsel iletim hatları ile DBD yapılar arasındaki geçişlerdir. Literatürde geleneksel dalga kılavuzları ile düzlemsel iletim hatları geçişleri ile ilgili pek çok çalışmaya rastlamak mümkündür (Li ve diğ. 2009). Bu yapıların çoğu direkt ya da küçük bir değişim ile DBD yapılar ve düzlemsel devreler arası geçişler için uygulanabilmektedir. Bu uygulamada üretim süreci daha güvenilir ve maliyet daha düşük olmaktadır. Bunun yanı sıra, DBD'ler düzlemsel devrelerle aynı malzeme üzerine entegre edilebileceğinden, tüm devre sadece standart bir PCB işlem tekniği kullanılarak uygun şekilde bir dielektrik malzeme üzerine uygulanabilir.

DDK ile DBD geçişi için önerilen yapıda Şekil 2.6'da görüldüğü gibi, DDK ile DBD dik kesişecek şekilde yerleştirilmiştir (Li ve diğ. 2009). Bir birleştirme ara yüzü oluşturularak, dikdörtgen dalga kılavuzunun standart oturma yüzeyine, DBD yapı kolayca monte edilmiştir. DBD yapının üst yüzeyine uzunlamasına bir yarık açılmış ve bu yarık ile iki iletim hattı arasında kuplaj sağlanmıştır. Bu yarık yarım dalga boyu uzunluğundadır ve DBD yapının merkez eksenine doğru konumlandırılmıştır. Bu yarık penceresi vasıtasıyla, DBD'de gelen dalga DDK'ya yayılır. DBD hattın sonuna kısa devre yerleştirilmiştir. Yarığın merkezi ile kısa devre arasındaki mesafe, yarığın merkezinde açık devre olarak davranması için üççeyrek dalga boyuna eşittir.

Şekil 2.7'de HFSS programında dizayn edilmiş, önerilen geçiş yapısı gösterilmiştir. Burada simülasyon hızını artırmak için DBD, eşdeğer düşük profil dalga kılavuzu ile değiştirilmiştir.

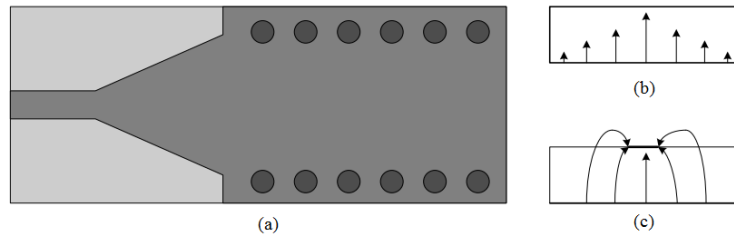


Şekil 2.6: Önerilen DDK ile DBD arası geçiş (Li ve diğ. 2009).



Şekil 2.7: HFSS'te simülasyon için önerilen geçiş yapısı (Li ve diğ. 2009).

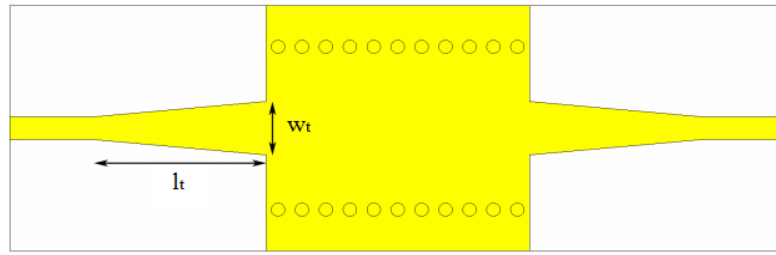
Mikroşerit iletim hattı ile DBD geçişte en sık kullanılan yapı konik mikroşerit geçiş, yani gittikçe incelen anlamına gelen geçiştir. Şekil 2.8'de görüldüğü gibi, mikroşerit hat mikroşerit konik şeklindeki bölüm vasıtasıyla direkt olarak DBD duvarın üst bölgesine bağlanmıştır. Hem mikroşerit hem de DBD bölgesindeki elektrik alanın dikey bileşenleri düzgün eşleşir ve bu nedenle geçiş kolayca gerçekleştirilebilmektedir. Konik mikroşerit geçiş, DBD'nin tüm band genişliğini kapsayan geniş bantlı bir yapıdır. Fakat DBD yapıda daha az iletken kaybı elde etmek için daha kalın bir malzeme seçilirse, mikroşerit hattaki ışınım kaybı artış gösterecektir. Bu yüzden, konik mikroşerit geçiş özellikle milimetre-dalga frekanslarda, aktif devre geçişlerinde kullanılmak için çok uygun olmayacaktır (Huang 2013).



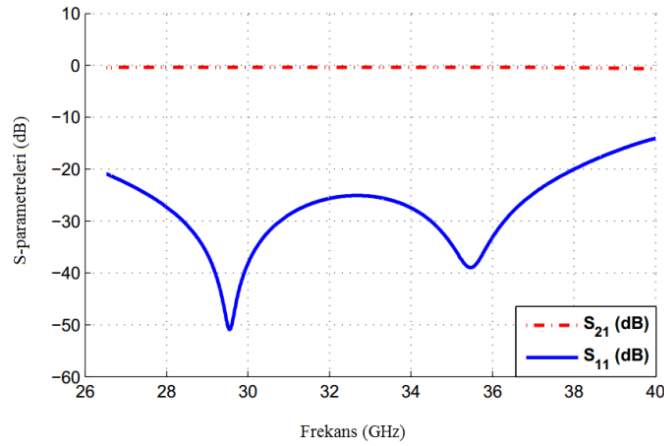
Şekil 2.8: Konik şekilli mikroşerit besleme ile DBD-mikroşerit geçiş: (a) yapısı, (b) DBD kesit görüntüsünde elektrik alan dağılımı, (c) mikroşerit hattın kesit görüntüsünde elektrik alan dağılımı (Huang 2013).

Şekil 2.9’da Ka band mikroşerit ile DBD geçiş yapısı önerilmiştir (Kurudere 2013). DBD yapının genişliği 198 mil, geçiş deliği çapı 16 mil, komşu iki delik merkezleri arası mesafe ise 28 mil seçilmiştir. Konik biçimindeki geçiş genişliği (w_t) 65 mil, uzunluğu (l_t) 200 mildir. Simülasyon sonucu Şekil 2.10’da görülmektedir. Simülasyon sonucundan anlaşılacağı üzere tüm frekans bandında S_{11} -15dB’nin altındadır. Dielektrik malzeme ve iletken materyaller araya girme kaybı minimum olacak şekilde seçilmiştir.

Malzeme kalınlığı mikroşerit hattın genişliğini belirleyeceğinden, dielektrik malzemenin kalınlığı değiştiğinde konik parametrelerin de değiştirilmesi gerekliliği unutulmamalıdır.



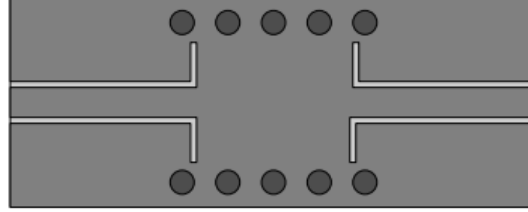
Şekil 2.9: Ka band devre için önerilen konik şekilli mikroşerit-DBD-geçiş (Kurudere 2013)..



Şekil 2.10: Konik şekilli mikroşerit-DBD-geçişe ait simülasyon sonucu (Kurudere 2013).

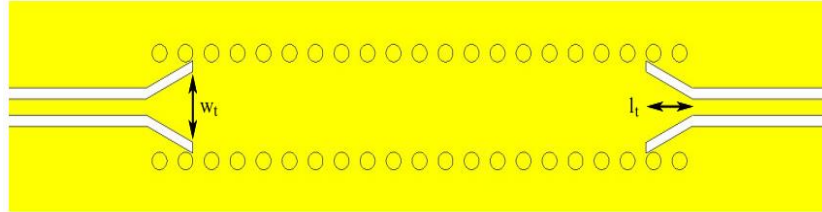
DBD ile düzlemsel devreler arası geçiş için kullanılan diğer alternatif yapı ise eş düzlemsel dalga kılavuzlarıdır. Şekil 2.11’de bir DBD-eş düzlemsel dalga kılavuzu (EDK) geçişi örneği verilmiştir (Huang 2013). Bu geçişte, EDK ve DBD yapının daha iyi eşleşmesi için uygulanan dahili yan hat ile DBD yapısını uyarmak için eş düzlemsel dalga kılavuzu kısmı kullanılır. Dielektrik malzemenin yüksekliğinin artışı EDK’nın doğal karakteristik özelliklerini çok fazla etkilemeyeceğinden, bu geçiş malzeme

kalınlığına daha az duyarlıdır ve bu yüzden özellikle yüksek frekanslarda mikroşerit geçişe nazaran daha iyi performans gösterir. Fakat EDK-DBD geçişte mikroşerit-DBD geçişe göre daha dar bir band genişliği elde edilir. Band genişliğini artırmak için, yükseltilmiş EDK-DBD geçiş gibi bazı modifiye edilmiş yapılar kullanmak mümkündür.

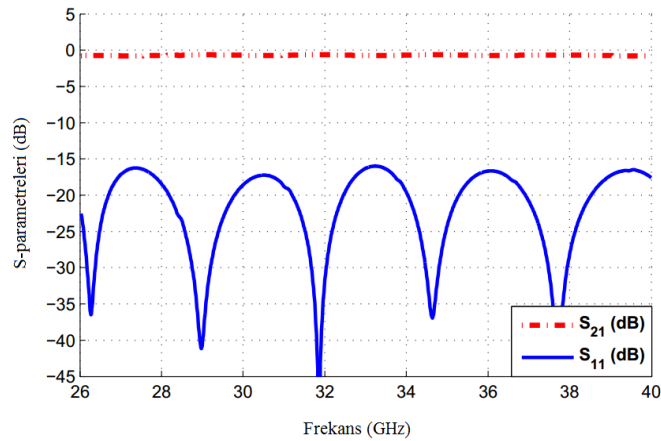


Şekil 2.11: Eş düzlemsel dalga kılavuzu-DBD geçiş yapısı (Huang 2013).

Şekil 2.12’de önerilen (Kurudere 2013) Ka band EDK ile DBD geçişte DBD yapının genişliği 99 mil, geçiş deliği çapı 16 mil, komşu iki delik merkezleri arası mesafe ise 28 mil seçilmiştir. Konik geçişin genişliği ve uzunluğu istenen frekans bandına en uyumlu olacak şekilde optimize edilerek genişlik (w_t) 65 mil, uzunluk (l_t) 50 mil alınmıştır. Önerilen yapının simülasyon sonucu Şekil 2.13’de verilmiştir. Simülasyon sonucundan anlaşılacağı üzere tüm frekans bandında S_{11} -15dB’nin altındadır. Araya girme kaybı da oldukça düşüktür.

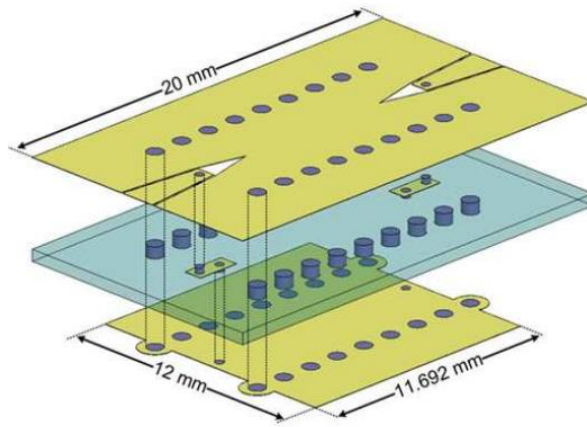


Şekil 2.12: EDK-DBD geçişi (Kurudere 2013).

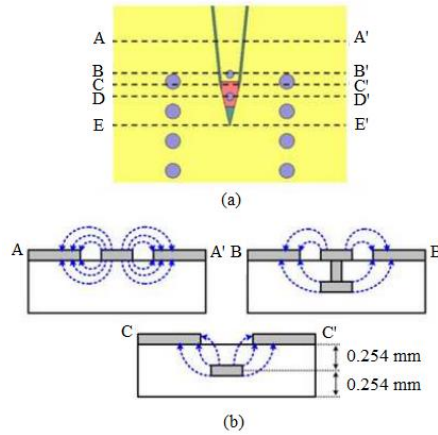


Şekil 2.13: EDK-DBD geçişe ait simülasyon sonucu (Kurudere 2013).

Şekil 2.14'te üç adet metal tabakanın kullanıldığı EDK-DBD geçiş örneği gösterilmiştir (Lee ve diğ. 2008). Önerilen yapıda, EDK ve DBD aynı taban üzerinde tamamen bütünleştirilmiş ve basit bir geçiş ile birbirlerine bağlanmıştır. İletken kaybını azaltmak için dielektrik taban yüksekliğini artırmak EDK'nın karakteristik özelliğini değiştirmeyeceğinden önerilen yapıda taban yüksekliği artırılmıştır. Şekil 2.15'te görüldüğü üzere, iletim modunu aşamalı olarak değiştirmek için EDK ve DBD arasına yükseltilmiş EDK'nın (YEDK) orta bölümü yerleştirilmiştir. YEDK kısmı, yatay EDK elektrik alan ve dikey DBD elektrik alan arasındaki alan uyumlamasında önemli rol oynamaktadır.



Şekil 2.14: Lee ve diğ.(2008)'de önerilen EDK-DBD geçişi.



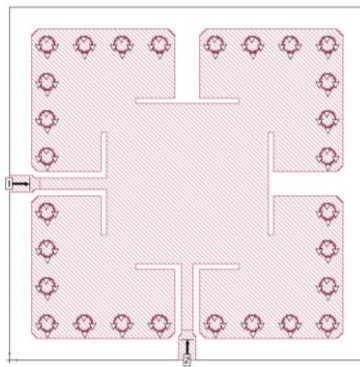
Şekil 2.15: EDK-DBD geçiş yapısı (a) üstten görüntü, (b) aşamalı olarak elektrik alanın enine kesit görüntüsü (Lee ve diğ.2008).

3. ÇİFT MODLU BAND GEÇİREN DBD FİLTRE TASARIMLARI

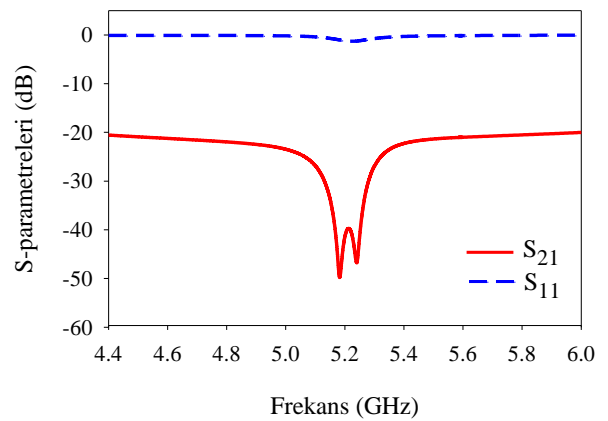
RF/Mikrodalga uygulamalarında filtrelerin önemi büyüktür. Özellikle mobil ve uydu haberleşme sistemlerinde, üstün özellikli mikrodalga filtre tasarımlarına olan ihtiyaç gün geçtikçe artmaktadır. Bir çift iletim sıfırına sahip çift modlu band geçiren filtreler yüksek performansa sahip yapılar tasarlamak için oldukça uygundur. Bu yapılardan yüksek performansın yanında düşük maliyet, küçük boyutlarda tasarım olanağı, düşük ağırlık gibi özelliklere sahip olmaları da beklenmektedir. Bu doğrultuda, bu bölümde tez çalışması kapsamında tasarlanan çift modlu band geçiren DBD filtre tasarımları incelenmiştir.

3.1 Çift Modlu Band Geçiren Filtre Tasarımı ve Uygulamaları

Bu tez çalışmasında iki farklı rezonatör tasarlanmış ve bu rezonatörlerden üç farklı band geçiren filtre elde edilmiştir. Şekil 3.1(a)'da tasarlanan birinci rezonatör yapısı görülmektedir. Bu yapıda, DBD ile mikroşerit arası geçiş için indüktif yarıklar ile sonlanan eş düzlemsel dalga kılavuzu kullanılmıştır. Bu yarıklar kullanılarak hem kuplaj seviyesi ayarlanmış hem de rezonatörün elektriksel uzunluğu artırılmıştır. Rezonatöre ait frekans cevabı Şekil 3.1(b)'de verilmiştir.



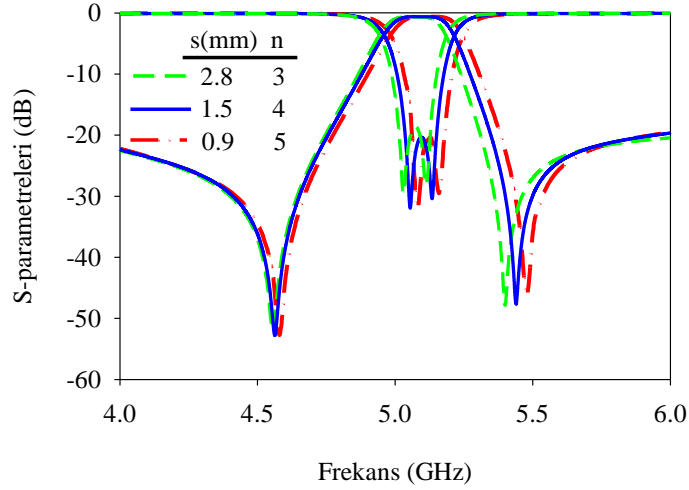
(a)



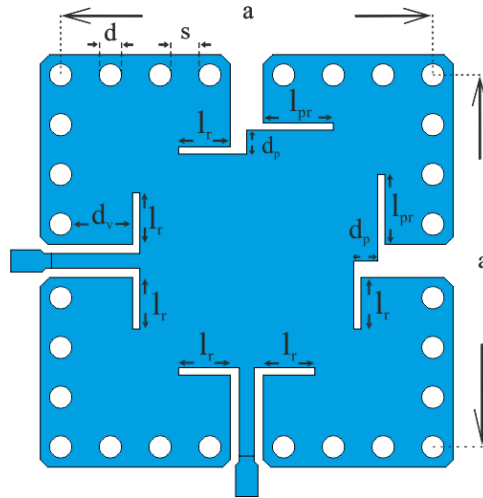
(b)

Şekil 3.1: Tasarlanan I. rezonatörün (a) konfigürasyonu, (b) frekans cevabı.

Bu yapıda öncelikle toprak düzleme geçiş deliklerinde yapılan değişimlerin frekans cevabına etkisi araştırılmıştır. Geçiş deliklerinin sayıları artırılırken çapları değiştirilmemiş; komşu iki geçiş deliği arası mesafe azaltılmıştır. Şekil 3.2'den anlaşılacağı üzere, delik sayılarının frekans cevabı üzerindeki etkisi oldukça azdır.



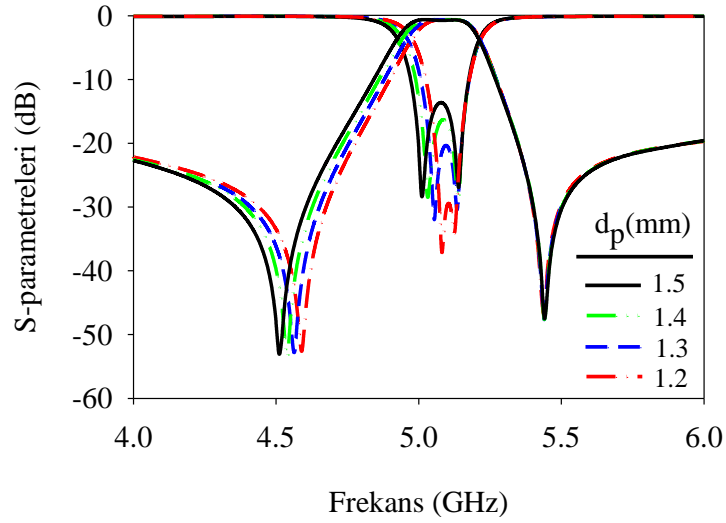
Şekil 3.2: Geçiş delikleri sayısının frekans cevabına etkisi.



Şekil 3.3: Tasarlanan DBD#1 tasarımı.

Şekil 3.3'te görüldüğü gibi, tasarlanan rezonatör yapısının sağ üst köşesindeki yarıklar d_p kadar kaydırılarak rezonatörün fiziksel yapısından kaynaklanan doğal pertürbasyona ilave bir pertürbasyon etkisi oluşturulmuş ve çift mod karakteristiğe sahip DBD band geçiren filtre elde edilmiştir (DBD#1). Bu tasarımda $d=1.2\text{mm}$, $s=1.5\text{mm}$ seçilmiştir. İstenen merkez frekansında tasarım için $a=20.2\text{mm}$ alınmıştır. Şekil 3.4'te d_p değerini değiştirerek geri dönüş kabı seviyesinin ayarlanabileceği gösterilmiştir. d_p değeri artırıldığında; yani pertürbasyon etkisi artırıldığında geri

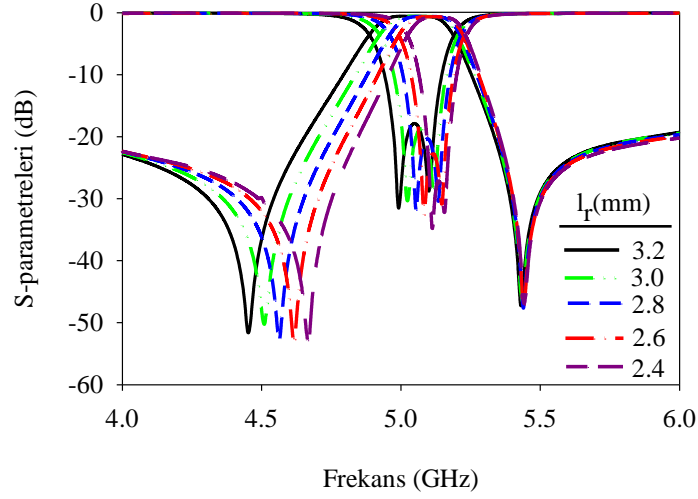
dönüş kaybı seviyesi artış göstermiştir. Bu sırada dejenere modlar uyarılmış ve mod ayrışımı daha net olarak görülmüştür.



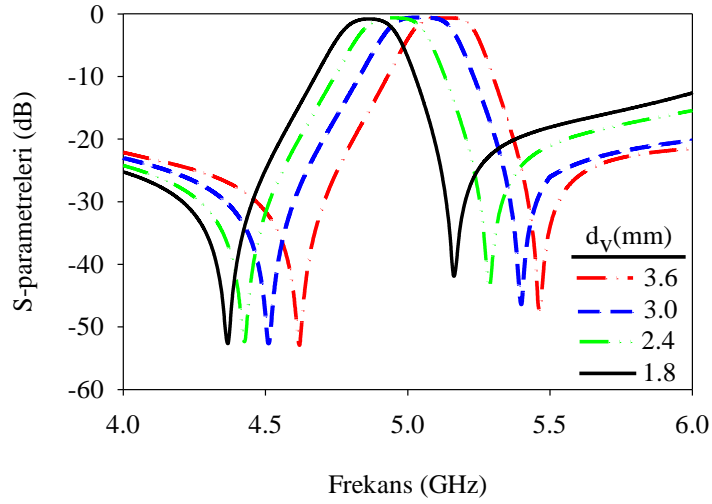
Şekil 3.4: Pertürbasyon miktarının frekans cevabına etkisi.

Tasarlanan filtrede indüktif yarıklar farklı boyutlarda seçilmiş ve bu değişimin frekans cevabı üzerindeki etkisi incelenmiştir. Şekil 3.5'te görüldüğü gibi, l_r 3.2mm'den 2.4mm'ye azaltılmış; bu sırada geçme bandının sağ tarafındaki iletim sıfırının yeri değişmezken, geçme bandının solundaki iletim sıfırı yüksek frekanslara kaymıştır. Böylece filtrenin band genişliği değişmiştir. Benzer şekilde bu değişim sırasında rezonatörün boyutunda bir değişim olmadığı için ikinci mod sabit kalmış yani pertürbasyon değişiminden neredeyse etkilenmemiş; fakat pertürbasyon etkisi arttıkça birinci mod alçak frekanslara doğru kaymıştır.

Şekil 3.6'da gösterildiği gibi, d_v büyüklüğünü değiştirerek iletim sıfırlarının yerlerini değiştirmek; yani filtrenin merkez frekansını kontrol etmek mümkündür. d_v büyüklüğü 3.6mm'den 1.8mm'ye azaltıldığında her iki iletim sıfırı da düşük frekanslara doğru değişim göstermiştir. Bu değişim ile band genişliğini sabit tutarak merkez frekans 4.86GHz ile 5.13GHz arasında ayarlanabilmektedir. Frekans değişim skalasını daha da artırmak mümkündür fakat bu durumda alçak frekans bölgesine doğru kaydııkça araya girme kaybı artış gösterecektir.

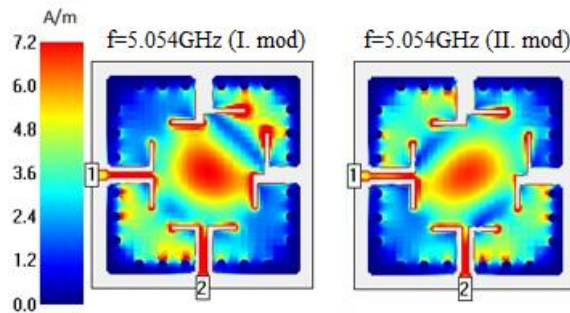


Şekil 3.5: l_r değişimine karşılık frekans cevabı değişimi.



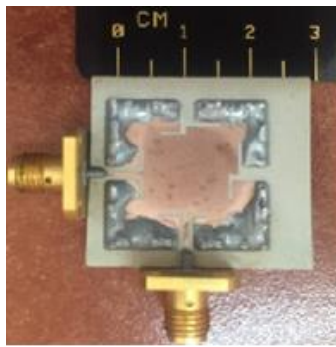
Şekil 3.6: d_v değişimine karşılık frekans cevabı değişimi.

Bu çalışmada ayrıca mod frekanslarının akım yoğunlukları incelenmiş ve bu değişim Şekil 3.7’de verilmiştir. İlk mod 5.054GHz’de elde edilmiş ve maksimum akım yoğunluğu sağ üst ve sol alt köşelerde gözlenmiştir. İkinci mod ise 5.133GHz’de elde edilmiş olup, sol üst ve sağ alt köşeler akım yoğunluğunun maksimum olduğu bölgeler olarak belirlenmiştir.

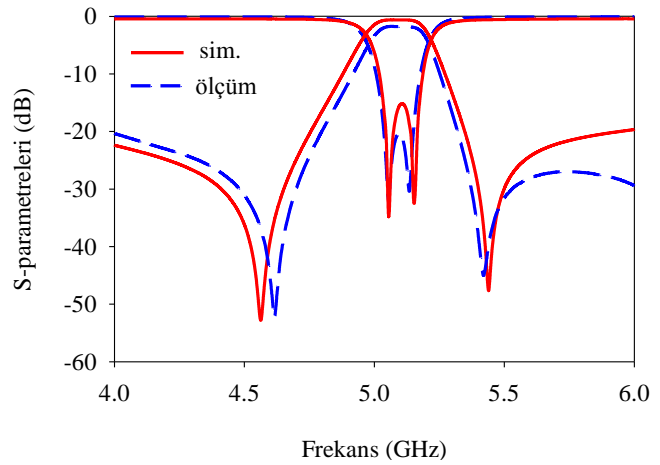


Şekil 3.7: Mod frekanslarına ait akım yoğunlukları.

Tasarlanan filtre, yüksekliği 1.27mm ve bağıl dielektrik sabiti 10.2 olan RT/Duroid malzeme kullanılarak imal edilmiştir. Tasarıma ait büyüklükler şu şekildedir: $d=1.2\text{mm}$, $s=1.5\text{mm}$, $d_p=1.3\text{mm}$, $d_v=2.8\text{mm}$, $l_r=2.8\text{mm}$ ve $l_{pr}=3.8\text{mm}$. Devrenin toplam boyutu (besleme hatları dahil edilmeksizin) $22.4 \times 22.4\text{mm}^2$ 'dir. Şekil 3.8.(a)'da imal edilen devrenin fotoğrafı görülmektedir. Simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması ise Şekil 3.8.(b)'de gösterilmiştir. Simülasyon sonucuna göre minimum araya girme kaybı -0.6dB , geri dönüş kaybı -20.3dB 'dir. Deneysel çalışmalarda ise minimum araya girme kaybı -1.24dB , geri dönüş kaybı yaklaşık olarak -15dB ölçülmüştür.



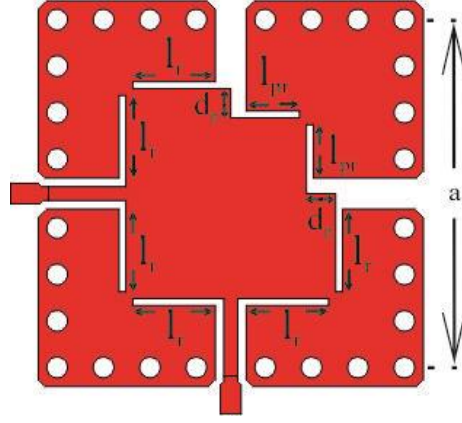
(a)



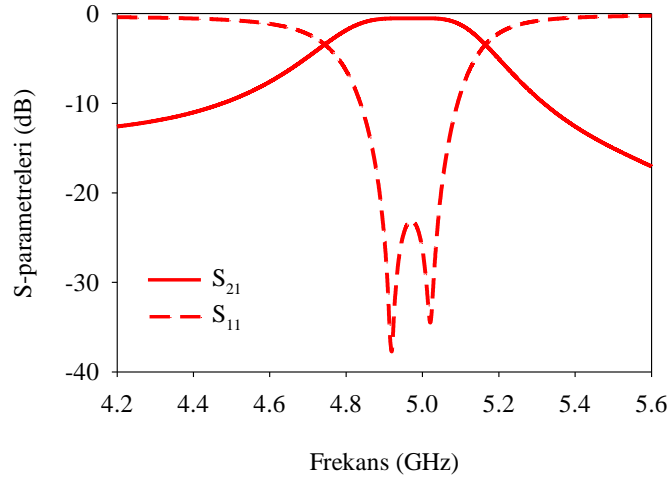
(b)

Şekil 3.8: İmal edilen DBD#1 filtresinin (a) fotoğrafı, (b) Simülasyon ve ölçüm sonucunun karşılaştırılması.

Şekil 3.1(a)'da verilen I. rezonatör devresinden lineer fazlı cevap elde etmek için önerilen konfigürasyon Şekil 3.9'da gösterilmiştir. Eliptik fazlı cevap için rezonatörün sağ üst bölgesindeki l_r uzunlukları d_p kadar yukarıya ötelenmişti. d_p kadar aşağıya ötelenmesi ile de Şekil 3.10'da verilen lineer fazlı cevap elde edilmiştir. Tasarıma ait büyüklükler şu şekildedir: $d=1.2\text{mm}$, $s=1.5\text{mm}$, $d_p=1.7\text{mm}$, $d_v=3.0\text{mm}$, $l_r=4.8\text{mm}$ ve $l_{pr}=3.1\text{mm}$. Simülasyon sonucuna göre minimum araya girme kaybı -0.49dB , geri dönüş kaybı ise yaklaşık olarak -23dB 'dir.

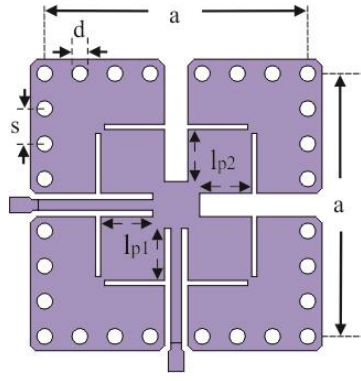


Şekil 3.9: Linear fazlı cevap için önerilen konfigurasyon

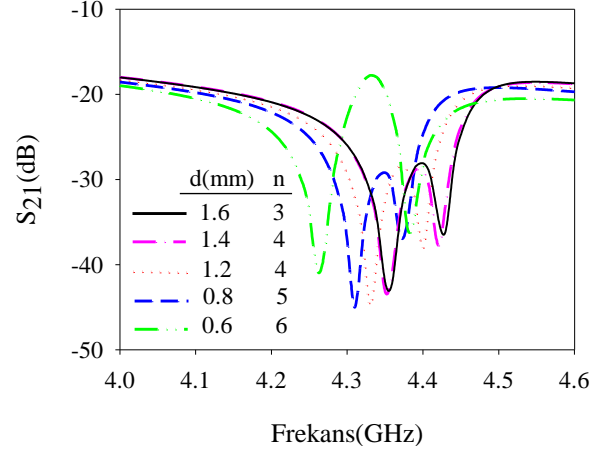


Şekil 3.10: Linear fazlı cevap için önerilen filtreye ait S-parametreleri

Bu tez çalışmasında tasarlanan ikinci rezonatör yapısı Şekil 3.11'de gösterilmiştir. Tasarımda yine ortogonal besleme hattı kullanılmış ve minyatürizasyon sağlamak için besleme hatlarından itibaren indüktif yarıklar açılmıştır. İndüktif yarıklar ayrıca dejenere modların ortaya çıkması için kullanılmıştır. Besleme hatlarının karşılardaki yarıklar ise hem devrenin simetrisini korumak, hem de pertürbasyon etkisi oluşturmak için yerleştirilmiştir.



(a)



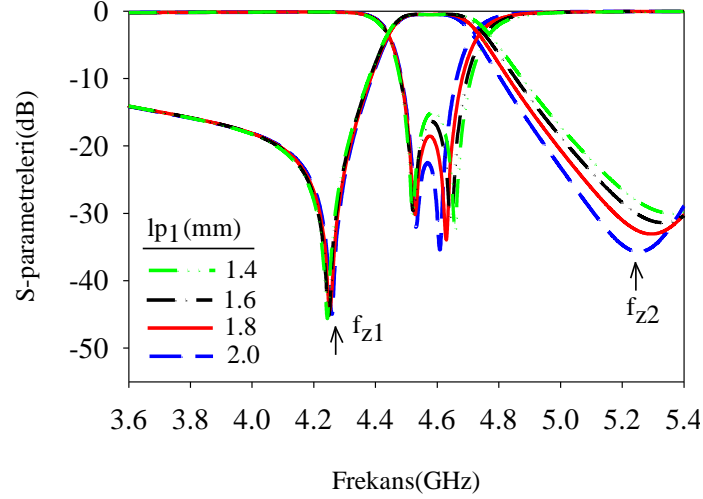
(b)

Şekil 3.11: (a) Tasarlanan II. rezonatör yapısı, (b) Geçiş deliği sayısının ve çapının frekans cevabına etkisi.

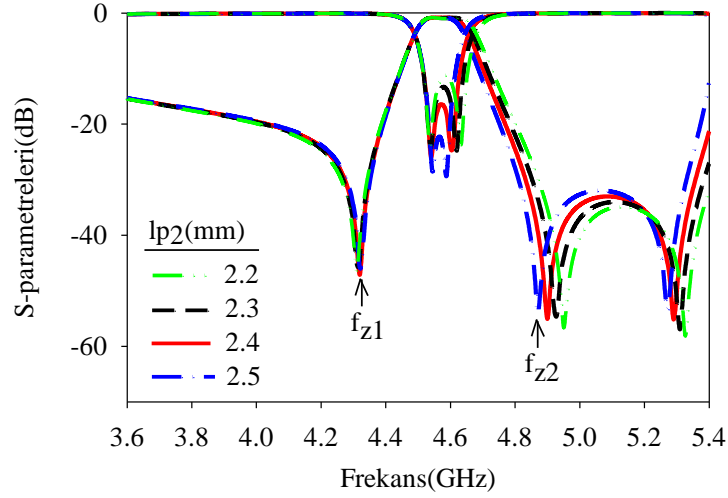
Bu yapıda ayrıca, toprak düzleme geçiş deliklerinin çapının ve sayısının frekans cevabı üzerindeki etkisi Şekil 3.11(a)'da verilen devre üzerinden incelenmiştir. Bu incelemede “a” boyutu sabit tutulmuş, dolayısıyla delik çapı değiştikçe delikler arası uzaklık da değişmiştir. Şekil 3.11(b)'den de görüleceği üzere delik çapları küçüldükçe sayıları artmış, pertürbasyon etkisi ortaya çıkmış ve kuplaj seviyesi artış göstermiştir. Bu yüzden, toprak düzleme geçiş deliği sayısının artırılması durumunda, kuplaj seviyesini belirlemek için kullanılan yarıkların boyutları yeniden düzenlenmelidir.

Tasarlanan DBD rezonatöründe l_{p1} ve l_{p2} uzunlukları eşit alınmış ve rezonatörün fiziksel yapısından kaynaklanan doğal pertürbasyon dışında devrede herhangi bir pertürbasyon düzenlemesi yapılmamıştır. Devrede mod uyarımını sağlamak için ise l_{p1} ve l_{p2} farklı boyutlarda seçilmiştir. l_{p1} , l_{p2} den küçük alındığında ($l_{p1} < l_{p2}$), çift-modlu filtrenin geçirme bandının sağında ve solunda birer adet iletim sıfırı elde edilmektedir.

Şekil 3.12'de görüldüğü üzere, DBD#2 filtresinde l_{p1} büyüklüğü değiştirilerek geri dönüş kaybı seviyesi kontrol edilebilmektedir. l_{p1} büyüklüğü 1.4mm'den 2.0mm'ye değiştiğinde geri dönüş kaybı artmakta, f_{z1} sabit kalırken f_{z2} düşük frekanslara doğru kaymaktadır. Böylece band genişliği daralmaktadır.



Şekil 3.12: DBD#2 filtresinin farklı l_{p1} uzunluklarına göre frekans cevabı değişimi ($l_{p2}=4.0\text{mm}$).



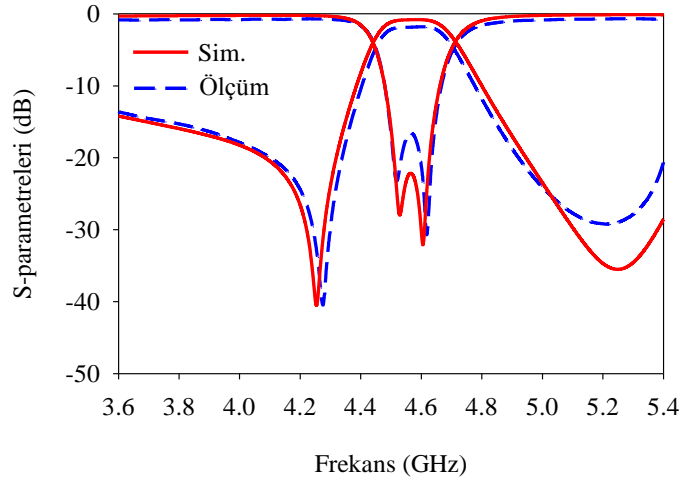
Şekil 3.13: DBD#3 filtresinin farklı l_{p2} uzunluklarına göre frekans cevabı değişimi ($l_{p1}=4.0\text{mm}$).

Aynı yapıda l_{p2} , l_{p1} den küçük alınmış ($l_{p2} < l_{p1}$) ve daha yüksek seçicilikte DBD#3 filtresi elde edilmiştir. Şekil 3.13' ten de görüleceği üzere filtrenin geçme bandının dışında da bir iletim sıfırı oluşmuştur.

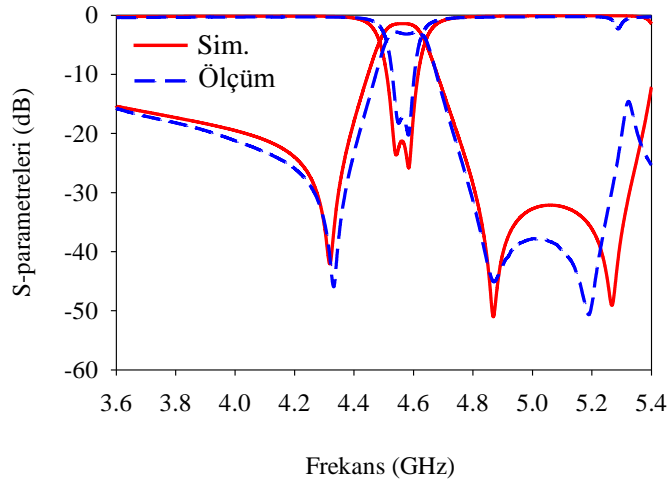
DBD#3 filtresinin geri dönüş kaybı l_{p2} büyüklüğünün değiştirilmesi ile kontrol edilebilmektedir. l_{p2} , 2.2mm'den 2.5mm'ye değiştirildiğinde, geri dönüş kaybı seviyesi artmakta ve f_{z1} neredeyse sabit kalırken f_{z2} düşük frekanslara doğru kaymaktadır. Sonuç olarak, l_{p1} ve l_{p2} büyüklüklerinin değiştirilmesiyle sırasıyla DBD#2 ve DBD#3 filtrelerinin band genişliklerinin ve geri dönüş kayıp seviyelerinin kontrol edilebilmesi mümkündür.

Simülasyon sonuçlarına göre DBD#2 filtresinin araya girme kaybı -0.81dB, geri dönüş kaybı -22.15dB'dir. DBD#3 filtresinin araya girme kaybı -1.4dB, geri

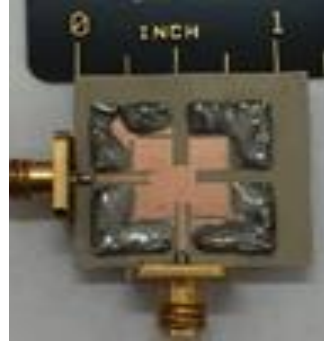
dönüş kaybı ise -21.35dB olarak elde edilmiştir. Tasarlanan filtreler simülasyon çalışmaları ile karşılaştırılmak üzere, yüksekliği 1.27mm ve bağıl dielektrik sabiti 10.2 olan RT/Duroid malzeme kullanılarak imal edilmiştir. Filtrelere ait araya girme kayıpları sırasıyla -1.14dB ve -2.1dB, geri dönüş kayıpları yaklaşık olarak -17.3dB ve -17.5dB ölçülmüştür. Tasarımda kullanılan toprak düzleme geçiş deliklerinin çapı (d) 1.2mm ve iki geçiş deliği merkezleri arası mesafe (s) 2.7mm'dir. İmal edilen devrelerinin toplam boyutları besleme hatları dahil edilmeksizin $22.4 \times 22.4 \text{mm}^2$ 'dir. DBD#2 ve DBD#3 filtreleri için ölçüm ve simülasyon sonuçları sırasıyla Şekil 3.14 ve Şekil 3.15'te verilmiştir. İmal edilen devrelerin fotoğrafları ise Şekil 3.16'da görülmektedir.



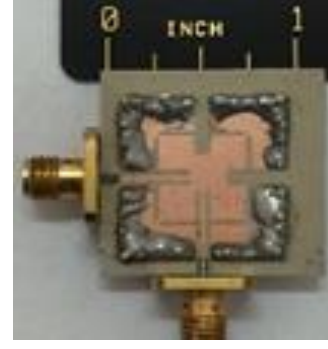
Şekil 3.14: DBD#2 filtresine ait ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması ($l_{p1}=2.0\text{mm}$).



Şekil 3.15: DBD#3 filtresine ait ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması ($l_{p2}=2.5\text{mm}$).



(a)

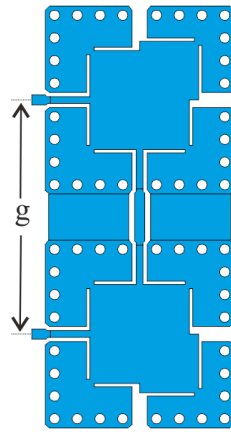


(b)

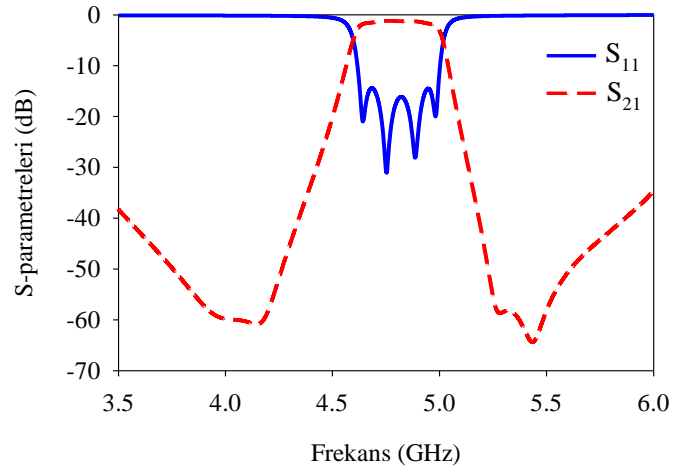
Şekil 3.16: İmal edilen filtrelerin fotoğrafları (a) DBD#2, (b) DBD#3.

3.2 Dördüncü Dereceden Band Geçiren Filtre Tasarımı

Tasarlanan çift modlu filtreler daha yüksek dereceden filtreler elde etmekte de kullanılabilir. Şekil 3.17(a)'da, Şekil 3.3'teki çift modlu filtreden elde edilen dördüncü dereceden band geçiren DBD#4 filtresi görülmektedir. Filtreye ait tasarım büyüklükleri şu şekildedir: $l_r=4.5\text{mm}$, $l_{pr}=5.6\text{mm}$, $d_p=1.1\text{mm}$, $g=27.9\text{mm}$ (iki port arası uzaklık). (Diğer büyüklükler DBD#1 filtresi ile aynıdır). Şekil 3.17(b)'de DBD#4 filtresinin S-parametreleri verilmiştir. Tasarlanan filtrenin merkez frekansı 4.8GHz, band genişliği 400MHz'dir. Simülasyon sonucuna göre minimum araya girme kaybı -1.16dB ve geri dönüş kaybı yaklaşık olarak -14dB'dir.



(a)

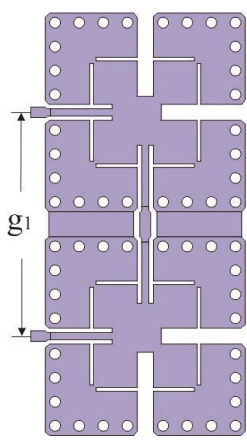


(b)

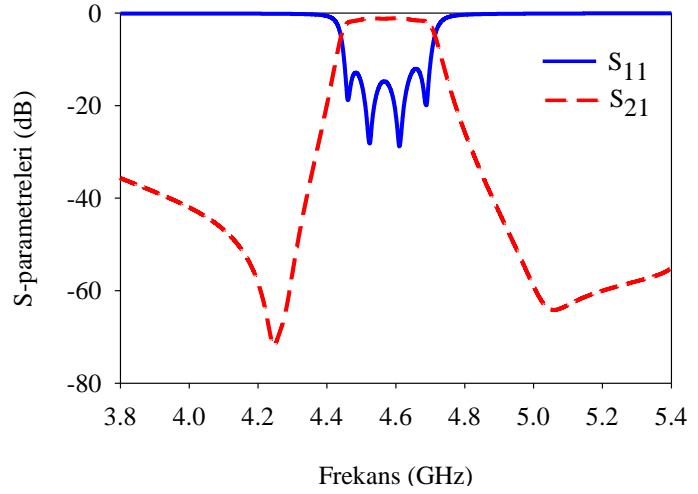
Şekil 3.17: Dördüncü dereceden DBD#4 filtresi (a) konfigürasyonu, (b) frekans cevabı.

Benzer mantıkla DBD#2 ve DBD#3 filtreleri kullanılarak sırasıyla dördüncü dereceden DBD#5 ve DBD#6 filtreleri tasarlanmıştır. Filtrelere ait S-parametreleri sırasıyla Şekil 3.18 ve Şekil 3.19'da görülmektedir. Simülasyon sonucuna göre

DBD#5 filtresinin minimum araya girme kaybı -1.08dB 'dir ve geri dönüş kaybı -12.2dB 'den iyidir. Merkez frekansı 4.58GHz olan band geçiren filtrenin band genişliği 280MHz 'dir. DBD#5 filtresine göre daha yüksek seçiciliğe ve dar geçirme bandına sahip DBD#6 filtresine ait minimum araya girme kaybı -1.78dB 'dir ve geri dönüş kaybı -12dB 'den iyidir. 4.56GHz merkez frekansına sahip filtrenin band genişliği 160MHz 'dir. DBD#5 ve DBD#6 filtrelerine ait tasarım büyüklükleri sırasıyla şu şekildedir: $l_{p1}=2.1\text{mm}$, $l_{p2}=4.0\text{mm}$, $g_1=25.2\text{mm}$, (iki port arası uzaklık).ve $l_{p1}=4.0\text{mm}$, $l_{p2}=2.5\text{mm}$, $g_1=22.7\text{mm}$ (Diğer büyüklükler DBD#2 ve DBD#3 filtreleri ile aynıdır). Devrelerin toplam boyutları ise $22.4\text{mm}\times 47.6\text{mm}$ (DBD#5) ve $22.4\text{mm}\times 45.1\text{mm}$ 'dir (DBD#6).

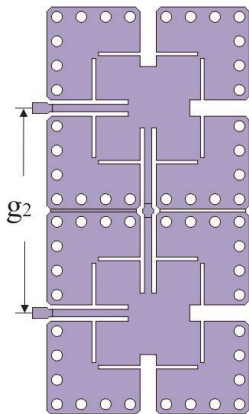


(a)

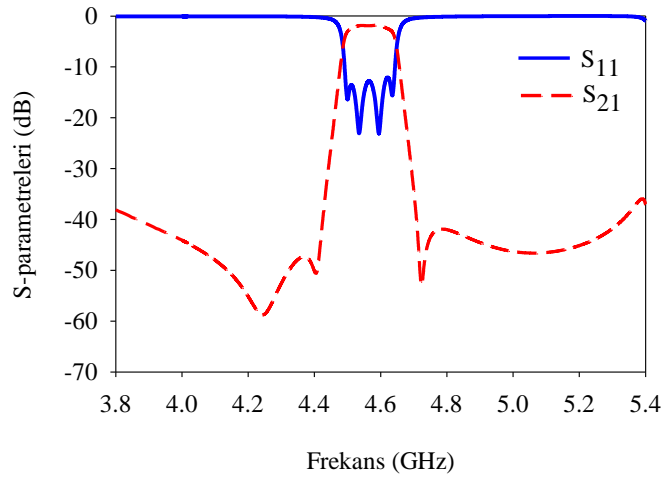


(b)

Şekil 3.18: Dördüncü dereceden DBD#5 filtresi (a) konfigürasyonu, (b) frekans cevabı.



(a)



(b)

Şekil 3.19: Dördüncü dereceden DBD#6 filtresi (a) konfigürasyonu, (b) frekans cevabı.

4. DİELEKTRİK TABANDA BÜTÜNLEŞTİRİLMİŞ DALGA KILAVUZUNA DAYALI AYARLANABİLİR FİLTRE TASARIMI

Bu bölümde, literatürde daha önce karşılaşmadığımız konvansiyonel çift modlu rezonatör ve dielektrik tabanda bütünleştirilmiş dalga kılavuzunun birlikte kullanılmasıyla elde edilen ayarlanabilir özelliğe sahip DBD band geçiren filtre tasarımı sunulmaktadır. Mikroşerit hat küçük boyutlarda tasarıma olanak sağlarken, DBD ise kayıpların azaltılmasında önemli rol oynamaktadır. Bu tasarımdaki amaç, literatürdeki DBD filtreleere oranla daha minyatürize ve düşük kayıplı ayarlanabilir özelliğe sahip band geçiren filtre elde etmektir.

Ayarlanabilir filtre tasarımlarında MEMS anahtarlar Sekar ve diğ. (2011) , PIN diyotlar Armendariz ve diğ. (2010) gibi farklı türde ayarlama elemanlarından faydalanılmaktadır. Bu tez çalışmasında kolay kontrol edilebilme, küçük boyutlarda olma, yüksek ayarlama hızına sahip olma gibi özelliklerinden dolayı varaktör diyot elemanı kullanılmıştır. Varaktör diyot özünde değişken kapasite özelliği gösteren bir p-n eklemidir. Ters gerilim koşullarında akım akmaz ve diyotun ters direnç değeri neredeyse sonsuz olur. p-n eklemının doyum bölgesinde, bir kondansatörün iletken plakaları arasında bir dielektrik gibi davranır. Varaktör diyotun sembolü Şekil 4.1’de gösterildiği gibidir. Varaktör diyotların kapasite değerleri uçlarına uygulanan gerilimin fonksiyonu olarak değişmektedir. Varaktör diyotun kapasitesi (4.1) eşitliğindeki gibi tanımlanmaktadır.

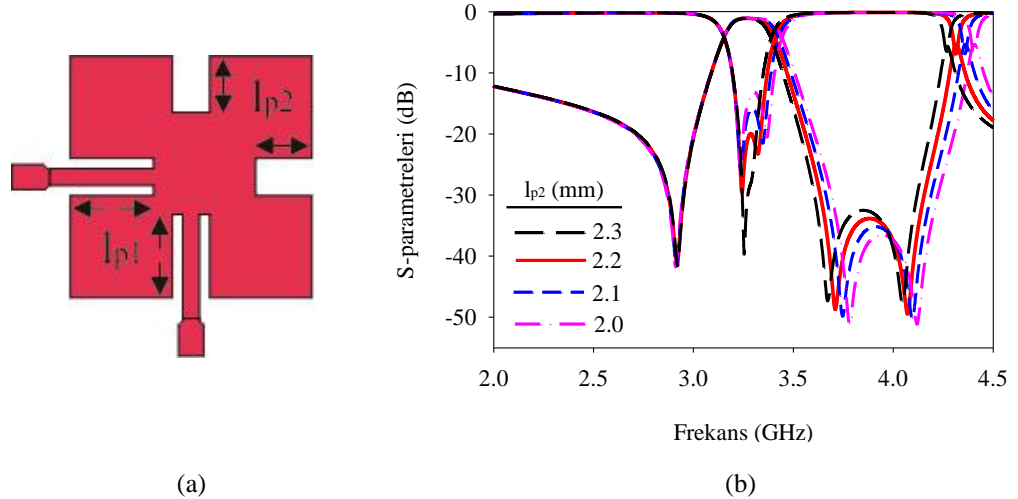


Şekil 4.1: Varaktör diyot sembolü.

$$C = \frac{C_0}{\left(\frac{V}{V_{bi}} + 1\right)^n} \quad (4.1)$$

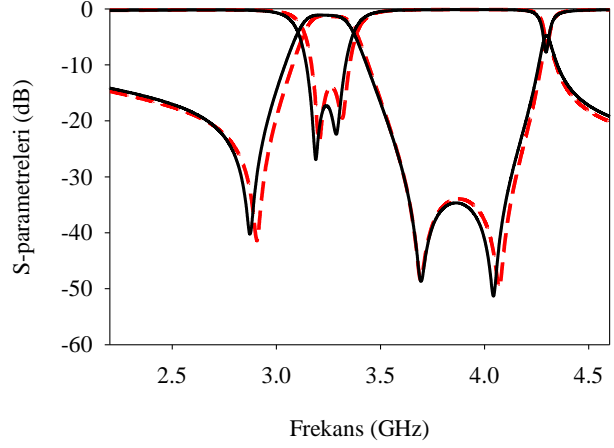
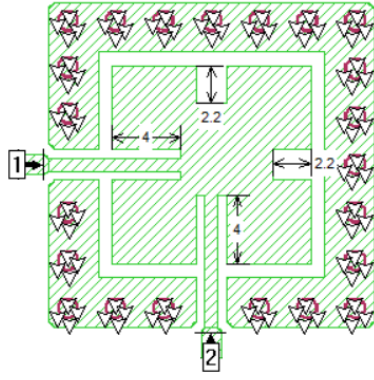
Burada C varaktör diyotun kapasite değerini, V ters ön gerilim voltajını, C_0 sıfır ön gerilim kapasitesini, V_{bi} sabit voltaj değerini, n ise LogC ile LogV eğrisinin eğimini temsil etmektedir (Michel ve diğ. 2014).

Ayarlanabilir filtre devresinde kullanılmak üzere tasarlanan mikroşerit yapı Şekil 4.2(a)'da görülmektedir. Mikroşerit rezonatörde l_{p1} ve l_{p2} uzunlukları farklı seçilerek rezonatörün fiziksel yapısından kaynaklanan pertürbasyon etkisine ilave bir pertürbasyon etkisi sağlanmıştır. Şekil 4.2(b)'de farklı l_{p2} uzunluklarına göre S-parametrelerinde meydana gelen değişim verilmiştir. Şekilden anlaşılacağı üzere l_{p2} değeri küçüldükçe yani pertürbasyon etkisi arttıkça, geri dönüş kaybı artmıştır. Ayrıca, alçak frekans bölgesindeki iletim sıfırı sabit kalırken, yüksek frekans bölgesindeki iletim sıfırı sağa doğru kaymış, yani band genişliği artmıştır.



Şekil 4.2: (a) Mikroşerit rezonatör yapısı, (b) l_{p2} değişimine bağlı S-parametreleri değişimi.

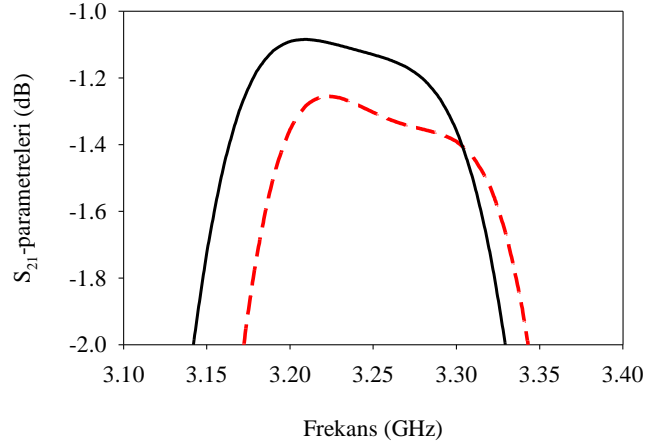
Geri dönüş kaybı seviyesinin -20dB olduğu ($l_{p2}=2.2$ mm) mikroşerit yapının dış kısmına dielektrik tabanda bütünleştirilmiş dalga kılavuzu yerleştirilmiştir. Elde edilen yapının konfigürasyonu Şekil 4.3(a)'da görülmektedir. Bu durumda elde edilen frekans cevabı ile l_{p2} uzunluğunun 2.2mm seçildiği mikroşerit yapının frekans cevabının karşılaştırılması ise Şekil 4.3'(b)'de verilmiştir. Şekilden anlaşılacağı üzere band geçiren filtrenin kutupları ve sıfırlarının yerleri arasında önemli bir değişim olmamıştır. Fakat dış kısmına DBD yapı yerleştirilen filtrenin araya girme kaybında azalma olduğu gözlenmiştir. Bu değişim ayrıntılı olarak Şekil 4.4'te verilmiştir.



(a)

(b)

Şekil 4.3: (a) Etrafına DBD yerleştirilmiş mikroşerit yapısı, (b) mikroşerit yapı ile etrafına DBD yerleştirilmiş yapının frekans cevaplarının karşılaştırılması (kesik çizgi: mikroşerit yapı, düz çizgi: etrafına DBD yerleştirilmiş yapı).

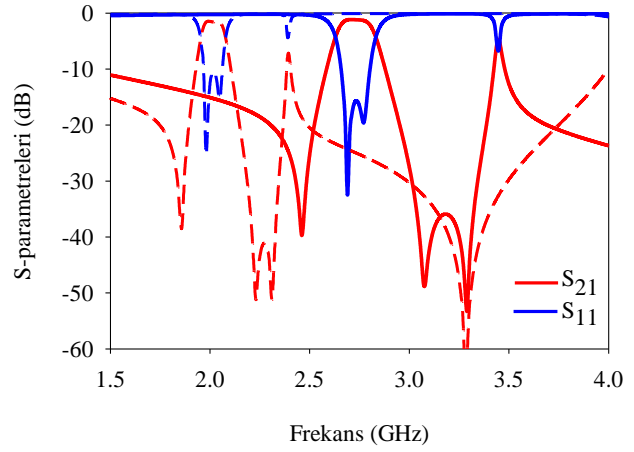
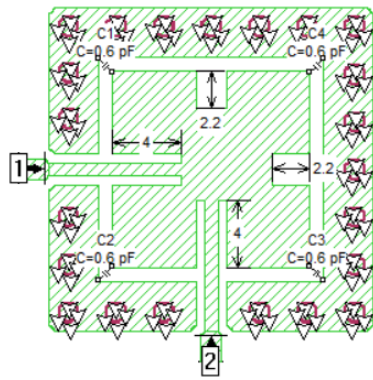


Şekil 4.4: Mikroşerit yapı ile etrafına DBD yerleştirilmiş yapının S_{21} parametrelerinin karşılaştırılması (kesik çizgi: mikroşerit yapı, düz çizgi: etrafına DBD yerleştirilmiş yapı).

Tasarlanan mikroşerit yapı ile DBD yapı arasında varaktör diyot elemanı kullanılarak ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımı amaçlanmıştır. Bu doğrultuda simülasyon çalışmalarında varaktör diyotun kapasitesini temsil etmek üzere her bir köşede birer tane olmak üzere dört adet kapasite elemanı kullanılmıştır. Kapasite değerini değiştirerek band geçiren filtrenin merkez frekansının kayması sağlanmıştır. Mikroşerit ile DBD yapının bir arada kullanıldığı, kapasite değerine bağlı olarak ayarlanabilir özelliğe sahip filtre konfigürasyonu Şekil 4.5(a)'da, frekans cevabı ise Şekil 4.5(b)'de verilmiştir.

Şekil 4.5(b)'de görüldüğü üzere elde edilen filtrede dört adet kapasite değerini aynı anda değiştirerek frekans ayarı yapmak mümkündür. Fakat filtrenin geçirme

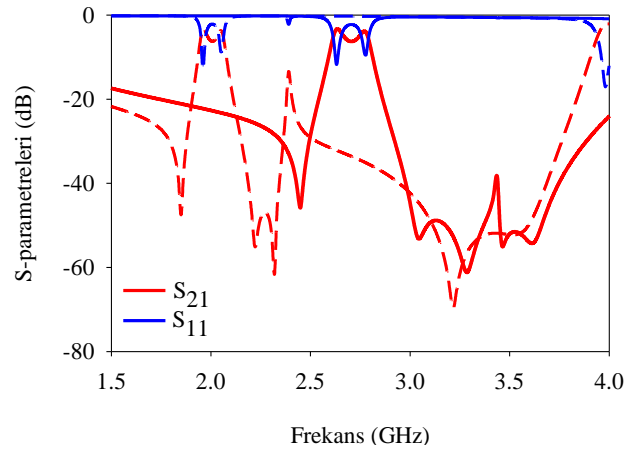
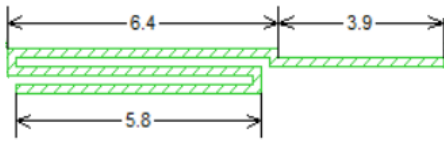
bandının sağ tarafında oluşan istenmeyen davranış hala gözlenmektedir. Bu davranışı ortadan kaldırmak ve ya S-parametreleri üzerindeki etkisini azaltmak için çözümler aranmış ve bu doğrultuda istenmeyen davranışın bulunduğu frekans bölgesine karşılık gelecek uzunlukta bir hat parçası devrenin girişine ve çıkışına ilave edilmiş. Bu hat parçası Şekil 4.6(a)'da görülmektedir. Devre giriş ve çıkışlarına eklenen ince hat parçası sonucu elde edilen frekans cevabı ise Şekil 4.6(b)'de yer almaktadır. Şekilden anlaşılacağı üzere istenmeyen davranış seviyesinde azalma olmuştur ama bu durumda devredeki pertürbasyon fazla gelmiştir. Hem pertürbasyonu azaltmak hem de pertürbasyondaki değişimin istenmeyen davranış seviyesini nasıl etkileyeceğini incelemek için l_{p2} uzunluğu 2.2mm'den 3.5mm'ye artırılmıştır.



(a)

(b)

Şekil 4.5: (a) Aralarında kapasite elemanı bulunduran mikroserit ve DBD yapının konfigürasyonu, (b) Mikroserit yapı ile dış kısmına DBD yerleştirilmiş mikroserit yapının kapasite değerine bağlı olarak merkez frekansının değişimi (düz çizgi: $C1=0.6\text{pF}$, kesik çizgi: $C1=2\text{pF}$).

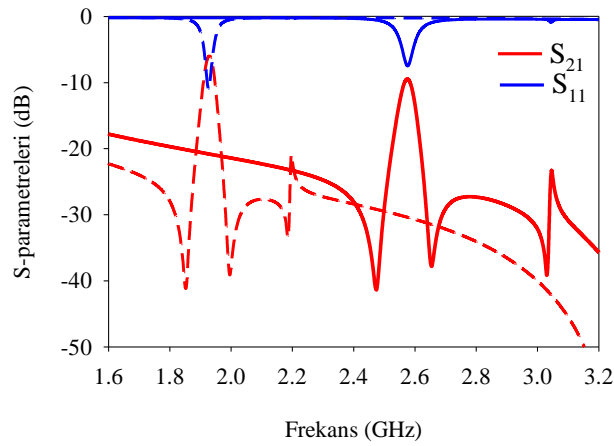


(a)

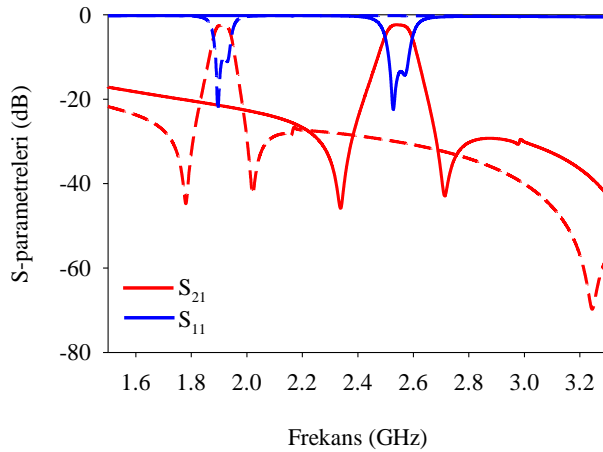
(b)

Şekil 4.6: (a) İstenmeyen davranışı bastırmak üzere tasarlanmış ince hat parçası, (b) İnce hat parçasının filtrenin giriş ve çıkışına ilave edildikten sonraki S-parametreleri ($l_{p2}=2.2\text{mm}$, düz çizgi: $C1=0.6\text{pF}$, kesik çizgi: $C1=2\text{pF}$).

l_{p2} uzunluğunun 3.5mm seçildiği filtrenin frekans cevabı Şekil 4.7’de görülmektedir. $l_{p2}=3.5\text{mm}$ olması durumunda istenmeyen davranış seviyesi daha da azalmıştır. İstenmeyen davranış seviyesi için l_{p2} büyüklüğünün 3.5mm seçilmesi uygundur fakat şekilde de görüldüğü üzere bu durumda pertürbasyon etkisi az görülmektedir. Bu sebeple hem istenmeyen davranış seviyesinin makul bir değerde kalması ve ya ortadan kalkması hem de istenilen pertürbasyon etkisini filtre cevabında görebilmek için, filtrenin sağ üst köşesindeki kapasite değeri (C2) diğer üç kapasite değerinden (C1) farklı seçilmiştir. Bu durumun gerçekleştirildiği filtre tasarıma ait S-parametreleri Şekil 4.8’de yer almaktadır.



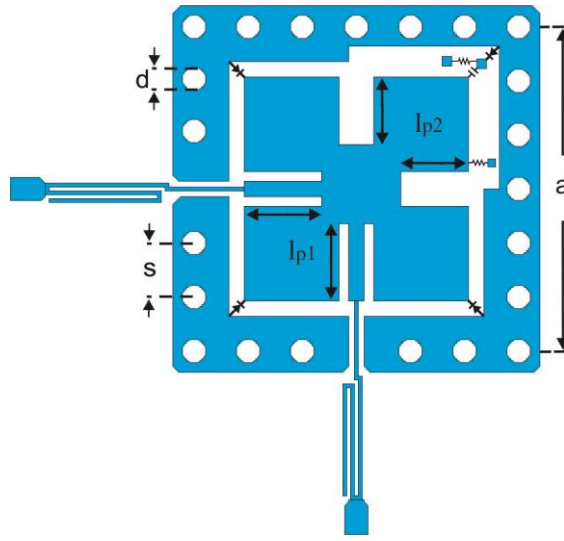
Şekil 4.7: Besleme hattı ilaveli yapıda $l_{p2}=3.5\text{mm}$ seçilmesiyle oluşan frekans cevabı (düz çizgi: $C1=0.65\text{pF}$, kesik çizgi $C1: 2\text{pF}$).



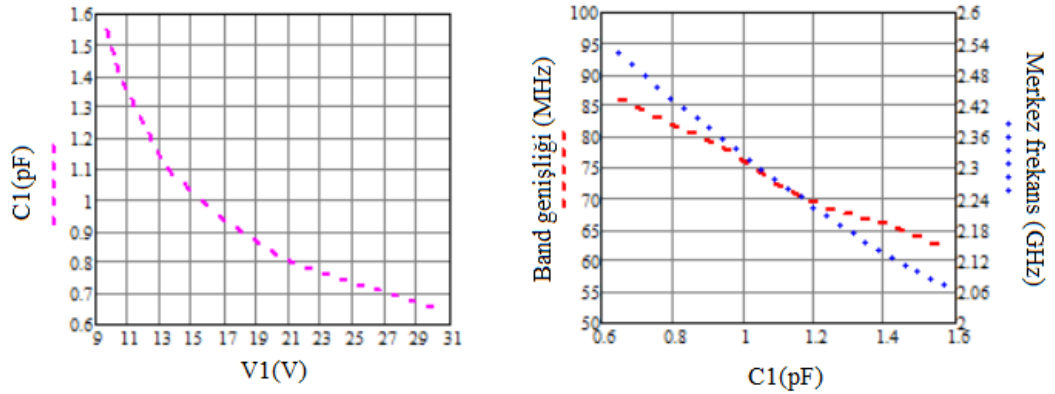
Şekil 4.8: Sağ üst köşedeki kapasitenin pertürbasyon elemanı olarak kullanılmasıyla elde edilen S-parametreleri (düz çizgi: $C1=0.6\text{pF}$, kesik çizgi: $C1=2\text{pF}$).

Besleme hatlarına ilave edilen hat parçası sayesinde daha yüksek seçicilikte ve dar geçme bandına sahip filtre elde edilmiştir. Band geçiren filtrenin merkez frekansı 2.07GHz ile 2.52GHz arasında ayarlanabilmektedir. Merkez frekansı ayarlama

kullanılan kapasitelerin değerleri 0.65pF ile 1.57pF arasında değişmektedir. DBD yapıya dayalı ayarlanabilir filtre konfigürasyonu Şekil 4.9’da görülmektedir. Deneysel çalışmalarda filtrenin merkez frekansını ayarlamak için kullanılan varaktör diyot, simülasyon çalışmalarında kapasite elemanı ile temsil edilmiştir. Bilindiği üzere varaktör diyot elemanına uygulanan gerilim ile kapasite değeri değişmektedir. Simülasyon çalışmalarında kullanılan kapasite değerlerine karşılık gelecek şekilde deneysel çalışmalarda varaktör diyota uygulanan gerilim arasındaki ilişki Şekil 4.10’da verilmiştir. Ayrıca kapasite değerine bağlı olarak filtrenin merkez frekansı ve band genişliğinin nasıl değiştiği yine Şekil 4.10’da yer almaktadır.

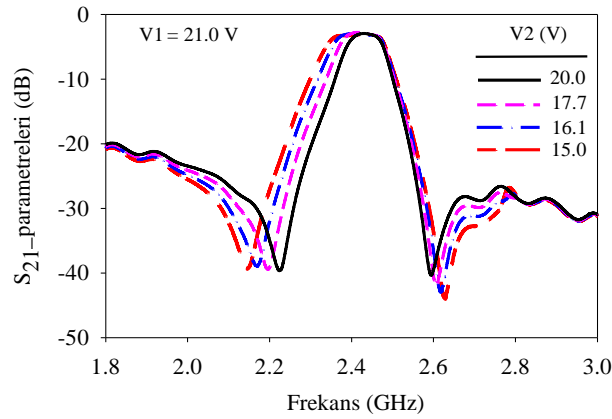


Şekil 4.9: 2.07-2.52GHz ayarlanabilir band geçiren filtre konfigürasyonu.



Şekil 4.10: (a) Varaktör diyot uçlarına uygulanan gerilim(V2) ile kapasite değeri(C2) değişimi, (b) C1 değişimine karşılık filtrenin merkez frekansı ve band genişliği değişimi.

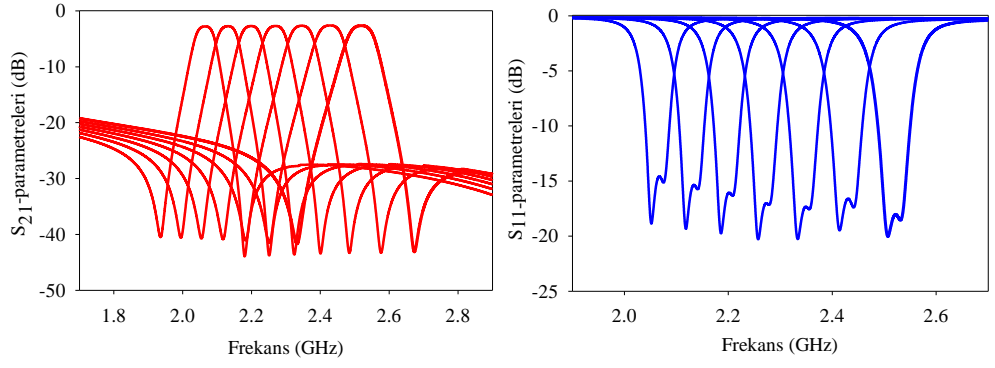
Tasarlanan ayarlanabilir band geçiren filtrede band genişliği kontrolü de mümkündür. Pertürbasyon için kullanılan sağ üst köşedeki varaktör diyota uygulanan gerilimin değişimlerine karşılık band genişliği değişimi Şekil 4.11’de gösterilmiştir. Şekilde verilen örnekte merkez frekansı 2.43GHz olan filtrenin sağ üst köşesindeki varaktör diyota 20V ile 15V (V2) arasında değişen gerilimler uygulanmıştır. Diğer üç diyota uygulanan gerilim (V1) ise 21V’tur. Şekilden de anlaşılacağı üzere gerilim değeri düştükçe sağ iletim sıfırında pek değişiklik olmazken, sol iletim sıfırı düşük frekanslara kaymıştır ve böylece filtrenin band genişliği artmıştır. Filtre, kalınlığı 1.27mm, bağıl dielektrik sabiti 10.2 olan RT/Duroid malzeme kullanılarak imal edilmiştir ve ölçüm düzeneği ile filtrenin fotoğrafı Şekil 4.12’de verilmiştir. Simülasyon sonucuna göre S_{21} ve S_{11} parametreleri Şekil 4.13’te gösterilmiştir. Simülasyon sonucuna göre araya girme kaybı -2.62dB ile -2.77dB arasında değişmektedir. Geri dönüş kaybı ise -14.6dB’den iyidir. Ölçüm sonucuna göre S_{21} ve S_{11} parametreleri Şekil 4.14’te verilmiştir. Ölçülen araya girme kaybı -2.65dB ile -4.6dB arasında değişmektedir. Geri dönüş kaybı ise -9dB ile -16dB aralığında değişim göstermektedir. Tüm ölçüm sonuçları Agilent E5071C ENA Network Analyzer kullanılarak elde edilmiştir.



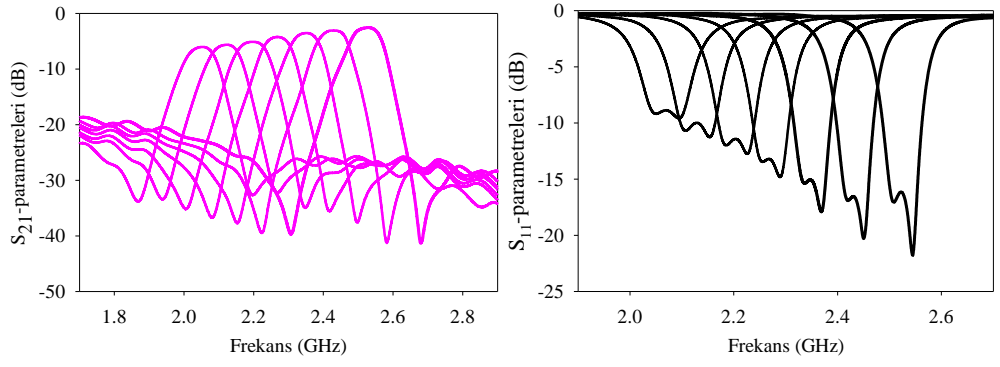
Şekil 4.11: Ayarlanabilir filtrede varaktör diyotun gerilim değerlerine karşılık band genişliği kontrolü.



(a) (b)
Şekil 4.12: (a) Ölçüm düzeneği, (b) üretilen ayarlanabilir filtrenin fotoğrafı.



(a) (b)
 Şekil 4.13: Simülasyon sonucuna göre (a) S_{21} parametreleri, (b) S_{11} parametreleri.



(a) (b)
 Şekil 4.14: Ölçüm sonucuna göre (a) S_{21} parametreleri, (b) S_{11} parametreleri.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında iki kutuplu, dört kutuplu ve ayarlanabilir özelliğe sahip iki kutuplu band geçiren olmak üzere toplamda yedi farklı Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzuna (DBD) dayalı filtre tasarımı sunulmuştur. Tasarlanan filtreler Sonnet Software isimli program kullanılarak simüle edilmiştir. Simülasyon çalışmalarını desteklemek ve tasarlanan filtrelerin performanslarını test etmek için deneysel çalışmalar yapılmıştır.

Tasarlanan filtreler literatürdeki emsallerine nazaran küçük boyutlara sahip ve kayıpları düşüktür. Düşük ağırlık, kolay ve maliyeti düşük üretim ve yüksek seçicilik gibi daha pek çok avantaj sunmaktadır. Ayrıca DBD filtreler diğer düzlemsel yapılarla kolaylıkla entegre olabilme özelliğine de sahiptir.

Bu çalışmada çift modlu DBD filtrelerin yüksek dereceden filtreler tasarlamakta kullanılabileceği gösterilmiştir. Filtre tasarımında kullanılan rezonatörler esnek bir yapıya sahiptir ve bu sebeple çok bandlı filtre ve çoğullayıcı devre gibi tasarımlarda da kullanılabilir.

Çalışmanın nihai hedefi olan ayarlanabilir band geçiren filtre, mikroşerit ile DBD yapının bir arada kullanılmasıyla elde edilmiştir. Bu iki yapının bir arada kullanılmasıyla tasarlanmış herhangi bir filtre devresi literatürde bulunmamaktadır. Ayarlanabilir filtre DBD ayarlanabilir filtrelerle karşılaştırıldığında oldukça küçük boyutludur ve araya girme kaybı düşüktür. Filtrede sadece merkez frekans ayarı değil, aynı zamanda band genişliği kontrolünün de yapıldığı gösterilmiştir. Ayarlanabilir DBD' ye dayalı filtre özellikle mikrodalga sistemlerde dar band uygulamalarında kullanıma uygundur.

Tasarlanan filtreler deneysel çalışmalarının ardından Agilent E5071C ENA Network Analizörü kullanılarak testte tabii tutulmuştur. Ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçlarının birbirleriyle uyumlu oldukları görülmüştür.

6. KAYNAKLAR

Almalkawi, M., Westrick, M., Devabhaktuni, V., Alam, M., Zhu, L., Deng, J., “Design of A Dual-Band Dual-Mode Substrate Integrated Waveguide Filter With Symmetric Transmission Zeros”, *Applied Electromagnetics Conference (AEMC), IEEE*, Kolkata, 1-3, (2011).

Armandariz, M., Sekar, V., Entesari, K., “Tunable SIW Bandpass Filters with PIN Diodes”, *European Microwave Conference (EuMC)*, Paris, 830-833, (2010).

Awida, M., Safwat, A.M.E., El-Hennawy, H., “Dual-Mode Microstrip Bandpass Filter using Ring of Arrows Resonator”, *Electronics Letters*, 41 (24), 1335-1336, (2005).

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

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”, *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 12 (9), 333-335, (2002).

Che, W., Deng, K., Wang, D., Chow, Y.L., “Analytical Equivalence Between Substrate-Integrated Waveguide and Rectangular Waveguide”, *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, 2 (1), 35-41, (2008).

Chen, J., Wu, B., Jiang, L.W., Liang, C.H., “Design of Dual-Band Substrate Integrated Waveguide Filter using Frequency Transformation Method”, *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), International Conference*, Chengdu, 1286-1289, (2007).

Gorur, A., “Description of Coupling Between Degenerate Modes of a Dual-Mode Microstrip Loop Resonator Using a Novel Perturbation Arrangement and Its Dual-Mode Bandpass Filter Applications”, *Transactions on Microwave Theory and Techniques, IEEE*, 52 (2), 671-677, (2004).

Gorur, A.K., Karpuz, C., “A Novel Perturbation Arrangement for Dual-Mode Resonators and Its Dual-Band Bandpass Filter Applications”, *European Microwave Conference (EuMC), IEEE*, Manchester, (2011).

Guan, X., Wang, B., Wang, X., Liu, H., Yuan, Y., Zhang, X., “Design of a Dual-Mode Substrate Integrated Waveguide Filter with Slot Line Perturbation”, *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), International Conference*, 1-4, Shenzhen, (2012).

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

Huang, L., “Novel Substrate Integrated Waveguide Filters and Circuits”, PhD. Thesis, *The University of Leeds School of Electrical and Electronic Engineering*, United Kingdom, (2013).

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

Kiris, O., “K Band Substrate Integrated Waveguide Power Dividers”, MSc Thesis, *The Graduate School of Natural and Applied Sciences of Middle East Technical University*, Ankara, (2014).

Kurudere, S., “Design of Substrate Integrated Waveguide Based Bandpass Filters and Power Dividers”, MSc Thesis, *The Department of Electrical and Electronics Engineering*, Ankara, (2013).

Lee, S., Jung, S., Lee, H.Y., “Ultra-Wideband CPW-to-Substrate Integrated Waveguide Transition Using an Elevated-CPW Section”, *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 18 (11), 746-748, (2008).

Li, L., Chen, X., Khazaka, R., Wu, K., “A Transition from Substrate Integrated Waveguide (SIW) to Rectangular Waveguide”, *Asia Pacific Microwave Conference (APMC), IEEE*, 2605-2608, Singapore, (2009).

Li, R., Tang, X., Xiao, F., “Design of Substrate Integrated Waveguide Transversal Filter With High Selectivity”, *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 20 (6), 328-330, (2010).

Michel, J., Morales, M., Pham, L., and Trkulja, N., “Tunable Filter Design for the RF Section of a Smartphone”, BSc. Thesis, *Worcester Polytechnic Institute, USA*, (2014).

Sekar, V., Armendariz, M., Entesari, K., “A 1.2–1.6-GHz Substrate-Integrated-Waveguide RF MEMS Tunable Filter”, *Transactions on Microwave Theory and Techniques, IEEE*, 59 (4), 866-876, (2011).

Sirci, S., Martinez, J.D., Taroncher, M., Boria, V.E., “Analog Tuning of Compact Varactor-Loaded Compline Filters in Substrate Integrated Waveguide”, *European Microwave Conference, IEEE*, Amsterdam, (2012).

Shen, W., Sun, X.W., Yin, W.Y., Mao, J.F., Wei, Q.F., “A Novel Single-Cavity Dual Mode Substrate Integrated Waveguide Filter With Non-Resonating Node”, *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 19 (6), 368-370, (2009).

Sun, S.J., Su, T., Deng, K.Y., Wu, B., Liang, C.H., “Compact Microstrip Dual-Band Bandpass Filter Using a Novel Stub-Loaded Quad-Mode Resonator”, *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 23 (9), 465-467, (2013).

Xu, F., Zhang, Y., Hong, W., Wu, K., “Finite Difference Frequency Domain Algorithm for Modeling Guided-Wave Properties of Substrate Integrated Waveguide”, *Transactions on Microwave Theory and Techniques, IEEE*, 51 (11), 2221-2227, (2003).

Xu, J., Wu, W., “Compact Microstrip Dual-Mode Dual-Wideband Bandpass Filter for GPS/WiMAX Application”, *Asia Pacific Microwave Conference (APMC), IEEE*, 524-526, Seoul, (2013).

Yan, L., Hong, W., Hua, G., Chen, W., Wu, K., Cui, T.J., “Simulation and Experiment on SIW Slot Array Antennas”, *Microwave. Wireless Component Letters, IEEE*, 14 (9), 446-448, (2004).

7. ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Gülfem Balasu FIRAT UNUK

Doğum Yeri ve Tarihi : Muğla/24.01.1990

Lisans Üniversite :Pamukkale Üniversitesi

Elektronik posta : gfiat@pau.edu.tr

İletişim Adresi : PAÜ Elektrik Elektronik Mühendisliği

Konferans listesi :

- C. Karpuz, G. B. Fırat ve P.Öztürk Özdemir, “Çift-Modlu Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga-Kılavuzu Filtre Tasarımı ve Geçiş Bandının İndüktif Yarık Yüklemeyle Kontrolü”, VIII. URSI TÜRKİYE 2016 Bilimsel Kongresi, Eylül, (2016).
- C. Karpuz., P.Ozturk, and G.B. Fırat, “Design of the Fourth Order Dual-Mode Microstrip Filter by using Interdigital Capacitive Loading Element with High Selectivity”, European Microwave Conference (EUMC 2016) ,London, United Kingdom, October, (2016).
- C. Karpuz., G.B. Fırat, P.Ozturk, A. Ozek, and A.K. Gorur, “Design of Dual-Mode Substrate Integrated Waveguide Filter using Inductive Slots”, Asia Pasific Microwave Conference (APMC 2016) ,New Delhi, India, December, (2016).