

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

**YENİ DÜZLEMSEL YAN HAT KONFIGÜRASYONLARI  
KULLANILARAK AYARLANABİLİR MİKRODALGA  
FİLTRE TASARIMLARI VE WLAN/WIMAX  
UYGULAMALARI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**ZÜHRA ÇİMEN**

**DENİZLİ, HAZİRAN - 2015**

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



**YENİ DÜZLEMSEL YAN HAT KONFIGÜRASYONLARI  
KULLANILARAK AYARLANABİLİR MİKRODALGA  
FİLTRE TASARIMLARI VE WLAN/WIMAX  
UYGULAMALARI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**ZÜHRA ÇİMEN**

**DENİZLİ, HAZİRAN - 2015**

## KABUL VE ONAY SAYFASI

Zühra ÇİMEN tarafından hazırlanan “Yeni Düzlemsel Yan Hat Konfigürasyonları Kullanılarak Ayarlanabilir Mikrodalga Filtre Tasarımları ve WLAN/WIMAX Uygulamaları” adlı tez çalışmasının savunma sınavı 27.05.2015 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.

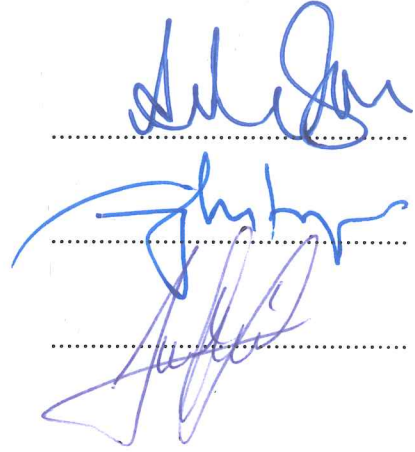
Jüri Üyeleri

İmza

Danışman  
Yrd. Doç. Dr. Ahmet ÖZEK

Üye  
Prof. Dr. Ceyhun KARPUZ

Üye  
Yrd. Doç. Dr. Yusuf ÖZCAN



Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 24.06.2015 tarih ve 23/18..... sayılı kararıyla onaylanmıştır..



Prof. Dr. Orhan KARABULUT

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

**Bu tez çalışması TÜBİTAK tarafından 112E041 nolu proje ile desteklenmiştir.**

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

  
Zühra ÇİMEN

## ÖZET

**YENİ DÜZLEMSEL YAN HAT KONFIGÜRASYONLARI  
KULLANILARAK AYARLANABİLİR MİKRODALGA FİLTRE  
TASARIMLARI VE WLAN/WIMAX UYGULAMALARI  
YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ZÜHRA ÇİMEN  
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI  
(TEZ DANIŞMANI: YRD. DOC. DR. AHMET ÖZEK)  
DENİZLİ, HAZİRAN - 2015**

Bu çalışmada, yüksek performans, uygun boyut ve düşük maliyet gibi ölçütler göz önünde bulundurularak ve WLAN (2.4/5 GHz), WIMAX (2.3-2.5 GHz, 3.4-3.5 GHz) uygulamaları için, iki farklı yan hatta sahip mikroşerit filtre tasarımları gerçekleştirilmiştir. İlk olarak sekizgen şeklindeki açık devre sonlandırılmalı yan hatlara sahip çift modlu mikroşerit rezonatörün fiziksel parametrelerindeki değişiminin frekans cevabına etkileri incelenmiştir. Sonrasında bu rezonatör kullanılarak tasarlanan minyatür çift modlu bant geçiren filtre yapısının teorik modeli incelenmiştir. Çift-Tek mod empedans analizi yapılarak filtrenin teorik modeli ortaya koyulmuştur. Devamında rezonatöre elektronik ayarlanabilirlik katmak amacıyla rezonatörde varaktör diyotlar ve bobin elemanları kullanılmıştır. Varaktör diyotların birinci ve ikinci geniş bantı kontrol ederken, bobinlerin birinci ve ikinci dar bantı kontrol ettiği gözlemlenmiştir. Bu aşamada yeni yan hat konfigürasyonuna sahip bir rezonatör daha önerilmiş ve simülasyon cevapları verilmiştir. Son olarak 20.8 x 20.8 mm<sup>2</sup> gibi oldukça küçük bir alana yerleştirilen çift bantlı mikroşerit bant geçiren sekizgen şeklindeki açık devre sonlandırılmalı yan hatlara sahip filtre basıldı ve ölçüm ve simülasyon sonuçlarının uyumlu olduğu gözlemlenmiştir.

**ANAHTAR KELİMELELER:** Yan Hatlı Filtre, Ayarlanabilir Filtre, WLAN, WIMAX, Düzlemsel Filtre, Varaktör Diyod, Bobin.

## ABSTRACT

### DESIGN OF TUNABLE MICROWAVE FILTERS USING NEW STUB CONFIGURATIONS AND WLAN/WIMAX APPLICATIONS

MSC THESIS  
ZÜHRA ÇİMEN

PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE  
ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING  
(SUPERVISOR: ASSIST. PROF. DR. AHMET ÖZEK)

DENİZLİ, JUNE 2015

In this thesis, taking into account criteria such as high-performance, compact size and low cost, by using two different stub loaded for WLAN (2.4/5 GHz), WIMAX (2.3-2.5 GHz, 3.4-3.5 GHz) applications, by using microstrip resonator having dual mode characteristic, a novel dual-band band pass filter is designed. In the first part of this thesis, the effects of changes in physical parameters of octagonal microstrip resonator having open circuit ended stub loaded, frequency response was examined. After The theoretical model of designed resonator structures was examined. Dual mode resonator is analyzed by using even/odd mode impedance formulas. Later on, varactor diodes and inductor elements in order to add electronic adjustability are used in the resonator. It has been observed with the simulations, while varactor diodes adjust first and second wide band, inductor elements adjust first and second narrow band. At this stage, a different resonator with new stub loaded is presented and simulation answer is given. In the last chapter 20.8 mm x 20.8 mm surface area and by configuration it has been gained a compact structure. Proposed structure has been fabricated by serigraphy and it has been observed that simulated results are compatible with measured results.

**KEYWORDS:** Stub Loaded Filters, Tunable Filter, WLAN, WIMAX, Planar Filter, Varactor Diode, Inductor Element.

# İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	i
ABSTRACT .....	ii
İÇİNDEKİLER.....	iii
ŞEKİL LİSTESİ.....	iv
TABLO LİSTESİ.....	vi
SEMBOL LİSTESİ.....	vii
ÖNSÖZ.....	viii
<b>1. GİRİŞ.....</b>	<b>1</b>
1.1    Literatür Özeti .....	2
<b>2. ÇİFT MODLU BAND GEÇİREN FİLTRE TASARIMI .....</b>	<b>14</b>
2.1    Çift Modlu Rezonatör Yapısı .....	14
2.1.1    Çift Modlu Sekizgen Rezonatörün Yan Hatların Uzunluk Değişimine Bağlı Frekans Cevabı .....	19
2.1.2    Çift Modlu Sekizgen Rezonatörün Kublaj Kolu Değişimine Bağlı Frekans Cevabı.....	22
2.1.3    Çift Modlu Sekizgen Rezonatörün Çift Mod Band Durduran Filtre Cevabı.....	24
<b>3. ELEKTRONİK OLARAK AYARLAMA DURUMU .....</b>	<b>25</b>
3.1    Sekizgen Şeklindeki Rezonatörde Pertürbasyon Elemanı Yerine Varaktör Diyot Kullanılması .....	25
3.2    Sekizgen Şeklindeki Rezonatörde Dört Varaktör Diyot ve Yan Hatlara Bobin Eklenmesi Durumu .....	28
3.3    Sekizgen Şeklindeki Rezonatörde Dört Varaktör Diyot ve Yeni Dizayn Edilmiş Yan Hatlara Bobin Eklenmesi Durumu.....	31
<b>4. ÇİFT TEK MOD EMPEDANS ANALİZİ .....</b>	<b>37</b>
4.1    Çift ve Tek Empedans Formülleri .....	37
4.1.1    S Parametreleri.....	37
4.2    Yama (Pertürbasyon) Elemanına Sahip Kare Halka Rezonatörün Çift Tek Mod Empedans Analizi .....	41
4.3    Önerilen Rezonatör Topolojisinde Çift-Tek Mod Empedans Analizi	43
<b>5. DENEYSEL SONUÇLAR .....</b>	<b>47</b>
<b>6. YÖNTEM .....</b>	<b>51</b>
<b>7. SONUÇ VE ÖNERİLER .....</b>	<b>53</b>
<b>8. KAYNAKLAR .....</b>	<b>55</b>
<b>9. ÖZGEÇMİŞ.....</b>	<b>58</b>



# ŞEKİL LİSTESİ

## Sayfa

Şekil 1.1: a) $\lambda/2$ ve $\lambda/4$ sırlardan oluşan çift-band filtre yapısı, b) Ölçüm ve simülasyon sonuçları.....	3
Şekil 1.2: Wimax ve gsm uygulamaları için üç bandlı filtre.....	4
Şekil 1.3: a) 3 İletim sıfırlı filtre, b) 4 İletim sıfırlı filtre. ....	5
Şekil 1.4: Üç-band filtre yapısı a) Açık devre sonlandırmalı yan hat yüklü rezonatörler kullanılması, b) Kısa devre sonlandırmalı yan hat yüklü rezonatörler kullanılması. ....	6
Şekil 1.5: Band durduran filtre a) $\lambda/2$ uzunluklu iletim hattı bağlı filtre, a) Tip a, b) Tip b, c) Tip c, d) Tip d.....	7
Şekil 1.6: Üç mod varaktör ayarlı sl-sır'lara göre önerilen mikroşerit dual band filtre. ....	9
Şekil 1.7: Ayarlı kondansatörlere sahip halka rezonatör .....	9
Şekil 1.8: 12V'dan 30V'a kadar polarlama gerilimi altında ayarlanabilir halka rezonatörün simülasyonları a) Geri dönüş kaybı, b) Ekleme kaybı.....	10
Şekil 1.9: Ayarlanabilir band geçiren filtre. ....	10
Şekil 1.10: VVC diyodlu DGS yapıların kullanıldığı ayarlanabilir bant durduran filtre. ....	11
Şekil 1.11: Ayarlanabilir filtre.....	12
Şekil 1.12: Açık devre sonlandırmalı yan hatlara sahip çift mod bant geçiren filtre. ....	13
Şekil 2.1: Önerilen yeni rezonatör yapısı. ....	14
Şekil 2.2: a) Çift modlu çok bandlı band geçiren filtre yapısı, b) Yan hat yapısı. ....	15
Şekil 2.3: Önerilen sekizgen yapı ile mikroşerit kıvrımlı kare rezonatör karşılaştırılması.....	16
Şekil 2.4: Önerilen sekizgen yapının eliptik frekans cevabı. ....	17
Şekil 2.5: Lineer frekans cevabı. ....	18
Şekil 2.6: Yan hattın l1 uzunluğunun değişimi. ....	20
Şekil 2.7: Yan hattın l2 uzunluğunun değişimi. ....	20
Şekil 2.8: Yan hattın w1 uzunluğunun değişimi .....	21
Şekil 2.9: Yan hattın w2 uzunluğunun değişimi .....	21
Şekil 2.10: Yan hattın w3 uzunluğunun değişimi. ....	22
Şekil 2.11: Çift modlu rezonatörün kuplaj kolu. ....	23
Şekil 2.12: Kuplaj kolu uzunluğunun değişimi. ....	23
Şekil 2.13 : a) Band durduran filtre yapısı b) Pertürbasyon değerleri için filtre cevabı.....	24
Şekil 3.1: Sekizgen şeklindeki çift mod rezonatörde yama şeklindeki pertürbasyon elemanı yerine varaktör diyod kullanımı .....	26
Şekil 3.2: Varaktör diyodun kapasite değerinin değişimi .....	27
Şekil 3.3: Eklenen dört varaktör diyod ve dört bobine sahip sekizgen şeklindeki çift mod rezonatör .....	28
Şekil 3.4: Dört varaktöre sahip sekizgen rezonatörün pertürbasyon yerine kullanılan varaktör diyodun kapasite değerinin değişimi .....	29

Şekil 3.5: Dört varaktöre sahip sekizgen rezonatörün pertürbasyon yerine kullanılan varaktör diyod hariç diğer varaktör diyodların kapasite değerinin değişimi.....	30
Şekil 3.6: Dört varaktöre sahip sekizgen rezonatörde kullanılan bobin değerlerinin değişimi .....	31
Şekil 3.7: Yeni yan hat konfigürasyonuna sahip sekizgen şekilde çift mod rezonatör.....	32
Şekil 3.8: L3-4 Bobin değerlerinin değişimi .....	32
Şekil 3.9: L1-2 bobin değerlerinin değişimi.....	34
Şekil 3.10: Cv varaktör diyod değerinin değişimi .....	35
Şekil 4.1: İki kapılı bir devre için empedans parametreleri .....	38
Şekil 4.2: Simetrik iki kapılı yapı a) Çift mod uyumlu açık devre edilmiş yapı, b) Tek mod uyumlu kısa devre edilmiş yapı .....	39
Şekil 4.3: Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatör .....	41
Şekil 4.4: Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatörün eşdeğer yarı devre modelleri a) Çift mod b) Tek mod .....	42
Şekil 4.5: Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatörün teorik cevabı.....	43
Şekil 4.6: Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatörün eşdeğer yarı devre modelleri a) Çift mod, b) Tek mod .....	44
Şekil 4.7: Sekizgen şeklindeki rezonatörün teorik cevabı .....	46
Şekil 5.1: İmal edilen filtrenin geniş band görünümü .....	48
Şekil 5.2: İmal edilen filtrenin 5GHz frekansına kadar olan görünümü .....	48
Şekil 5.3: İmal edilen band geçiren filtre .....	49
Şekil 5.4: İmal edilen çift bandlı band geçiren filtre .....	50
Şekil 5.5: Network Analyzer ile yapılan ölçüm sonucu.....	50

## TABLO LİSTESİ

### Sayfa

Tablo 3.1: L3, L4 bobin değerlerinin 30nH ve 40nH değerini aldıkları durumda geniş band frekansları cevapları .....	33
Tablo3.2: L3, L4 bobin değerlerinin 50nH ve 60nH değerini aldıkları durumda geniş band frekansları cevapları .....	33
Tablo 3.3: L1, L2 bobin değerlerinin 9.5 nH ve 10 nH değerini aldıkları durumda geniş band frekansları cevapları .....	34
Tablo 3.4: L1, L2 bobin değerlerinin 10.5 nH değerini aldıkları durumda geniş band frekansları cevapları .....	34
Tablo 3.5: Vc varaktör diyot değerinin 1.19pF ve 1.22pF değerini aldıkları durumda geniş band frekansları cevapları .....	35
Tablo 3.6: Vc varaktör diyot değerinin 1.3pF değerini aldıkları durumda geniş band frekansları cevapları .....	36
Tablo 5.1: Çift modlu bant geçiren filtreye ait yan hat boyutları .....	47
Tablo 5.2: Çift modlu bant geçiren filtreye ait simülasyon ve ölçüm sonuçları .....	47

## SEMBOL LİSTESİ

<b>Z0</b>	:	Karakteristik Empedansı
<b>Y</b>	:	Admitans
<b>Z<sub>even</sub></b>	:	Çift mod empedansı (Even-mode impedance)
<b>Z<sub>odd</sub></b>	:	Tek mod empedansı (Odd-mode impedance)
<b>Θ</b>	:	Elektriksel uzunluk
<b>f0</b>	:	Merkez frekansı
<b>f0-1</b>	:	Mod kutupları
<b>w</b>	:	Açısal frekans
<b>Cg</b>	:	Besleme ile yapı arasındaki boşluk kapasitesi
<b>Cp</b>	:	Pertürbasyon elemanın kapasite değeri
<b>Cv</b>	:	Varaktör Diyot
<b>Ca</b>	:	Hipotenüs şeklindeki iletim hatlarına bağlı varaktör diyot
<b>L</b>	:	Bobin
<b>k</b>	:	Kuplaj kolu
<b>S11</b>	:	Yansıma katsayısı (Geri dönüş kaybı, return loss)
<b>S21</b>	:	İletim katsayısı (Araya girme kaybı, insertion loss)
<b>RL</b>	:	Return loss (Geri dönüş kaybı)
<b>IL</b>	:	İnsertion loss (Araya girme kaybı)

## ÖNSÖZ

Çalışmalarında her türlü bilgi ve deneyimiyle bana yol gösteren danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Ahmet Özek'e, çalışmam esnasında tecrübelerinden, bilgi ve deneyiminden yararlandığım Prof. Dr. Ceyhun Karpuz'a, Arş. Gör. Ali Kürşad Görür'e, Arş. Gör. Pınar Özdemir'e, aileme ve arkadaşlarıma, tez düzenlemesindeki yardımlarından ötürü Arş. Gör. Asiye Ulaş'a, Esra Erdem'e sabır ve desteklerinden ötürü ayrı ayrı teşekkür ederim.

## 1. GİRİŞ

Uydu ve Mobil Haberleşme Sistemlerindeki gelişmelerle birlikte filtre yapıları RF/mikrodalga uygulamaları için büyük önem kazanmaya başladı. Filtre yapıları, bu uygulamalar dışında sivil ve askeri radarlarda, mobil hücresel haberleşme sistemlerinde, uzay ve savunma sanayi gibi çeşitli uygulama alanlarında yoğun olarak kullanılmaktadır. Özellikle Askeri uygulamalarda, elektronik destekli alıcı/verici sistemler için kullanılacak filtre yapılarında ayarlanabilir devre özelliklerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu da, yüksek seçicilik özelliğine sahip ayarlanabilir filtrelerin gelişmesine yol açmıştır (Chen ve diğ. 2007) .

Haberleşme sektörünün Savunma Sanayi uygulamalarında yüksek seçiciliğe sahip, çok bantlı ayarlanabilir filtre yapılarına çokça ihtiyaç duyulmaktadır. Bu nedenle tez çalışmasında elde edilen yeni yapılar, savunma sanayi, haberleşme sistemleri ve filtre alanında yapılan çalışmalarda literatüre yeni ve önemli bir kazanç sağlayacaktır.

Mikrodalga filtreler bir çeşit iki kapılı devrelerdir. Bu devreler frekans cevabını kontrol etmek için kullanılır. İhtiyaç duyulan filtre yapılarının gerçekleştirilmesinde, “Mikrodalga Filtre” yapılarının tercih edilmesinin başlıca sebepleri; küçük boyut, yüksek performans, düşük maliyet ve kolay üretim gibi gereksinimleri karşılamasıdır. Birçok uygulama için sistem performansı, geçme bandı içerisindeki araya girme seviyesi ve seçiciliğe bağlıdır. Bu özelliklerinden dolayı günümüzde mikrodalga filtre uygulamaları çokça tercih edilmektedir.

Mikrodalga mühendisliğindeki önemli çalışmalardan birisi de devre boyutlarını küçülterek minyatür boyutlarda filtre tasarlamaktır. Son zamanlardaki kablosuz mobil iletişimdeki gelişmeler, yüksek kaliteli RF filtrelerin minyatür tasarımını gerektirmektedir.

Mikrodalga filtreler açık halka rezonatör yapılarıyla, yan hat yüklemeleriyle, open loop rezonatör, spur line, DGS gibi yapıların kullanımıyla gerçekleştirilebilir. Bu tez çalışmasında, açık devre sonlandırılmalı yan hatlar kullanılarak, ayarlanabilir

filtre yapısı incelenmiştir. Ayrıca filtre cevabı WLAN (2.4/5 GHz), WIMAX(2.3-2.5 GHz, 3.4-3.5 GHz) frekanslarını da kapsayacak şekilde de tasarıma gidilmiştir. Bu amaç doğrultusunda tasarlanan filtre ile tek bandlı yapılardan çok bandlı yapılara geçiş yapılmış. Bu sayede birden çok band ihtiyacı olan uygulama alanlarında çözüm sağlayan, mevcut uygulamalara alternatif bir uygulama gerçekleştirilmiştir. Aynı zamanda, tasarımı gerçekleştirilen yapının eşdeğer devre modeli üzerinden teorik analizleri yapılmıştır. Eşdeğer devre modeli üzerinden çift-tek mod empedans formülleri türetilerek frekans cevabı elde edilmiştir.

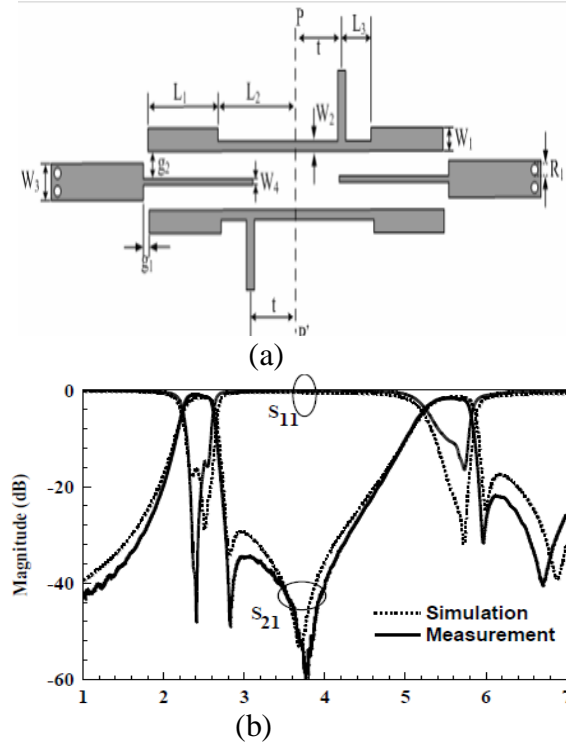
## 1.1 Literatür Özeti

Bilgiye kesintisiz ve hızlı bir şekilde erişim olanağı sağlayan kablosuz haberleşmenin önemi her geçen gün artmaktadır. Bu uygulamalarda kullanılan cihazların çeşitliliği nedeniyle cihazlara adapte edilebilecek küçük boyutlardaki fonksiyonel tasarımlar zorunlu hale gelmiştir. WIMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) ve WLAN (Wireless Local Area Network) teknolojileri haberleşmede uzun mesafelerde yoğun veri iletimini mümkün kılan, verimli bir bant genişliği kullanımına olanak sağlayan, ikinci nesil (second-generation) bir haberleşme protokolüdür.

Son zamanlardaki modern iletişim sistemlerindeki hızlı gelişim ve sivil amaçlı kablosuz iletişimin hızla büyümesi devre bileşenlerinin çok bandlı sistemler olmasını gerektirmektedir. Bu nedenle çok bandlı mikrodalga filtreleri IEEE 802.11 kablosuz yerel alan ağları (WLAN) ve 802.16 mikrodalga erişimi için dünya genelinde uyumluluk (WIMAX) gibi modern haberleşme sistemlerinde önemli rol oynamaktadır.

Filtre yapılarında “Geçme Bandı” oluşturmak için çeşitli yöntemler ve rezonatör yapıları kullanılır. Buna bir örnek olarak basamak-empedans tipi rezonatörler (Stepped-impedance resonator, SIR) verilebilir. WLAN uygulamaları için  $\lambda/2$  ve  $\lambda/4$  basamak empedans rezonatörlerden (SIR) oluşan çift band band geçiren filtre Şekil 1.1’de verilmiştir. Yapıda band genişliğini genişletmek için çift paralel bağlantı mekanizması kullanılmıştır. Sinyal seçiciliğini arttırmak için sınırlar oluşturulmuştur. Çalışma frekansları 2.45 GHz ve 5.5 GHz (5.2-5.8 GHz)’i

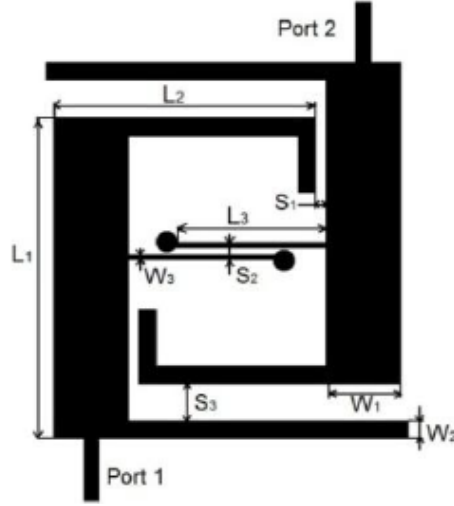
kapsamaktadır. WLAN filtresinin 3dB kesirsel band genişliği de 2.45 GHz’te %12.3 ve 5.5 GHz’de %11.3’tür (Chen ve diğ. 2007).



Şekil 1.1: a)  $\lambda/2$  ve  $\lambda/4$  sırt'lardan oluşan çift-band filtre yapısı, b) Ölçüm ve simülasyon sonuçları.

Şekil 1.2’de gösterilen yapı WIMAX ve GSM uygulamaları için çapraz bağlı rezonatörlerin kullanımıyla gerçekleştirilmiştir. Filtre dizaynı SIR (adım empedans rezonatör) ve bağlı mikroşerit hatlara dayanan çift band band-geçiren filtrenin bir kombinasyonu şeklindedir. Ayrıca yapı 2 tane kısa devre edilmiş yan hatlara sahiptir. Bu sayede çok bandlı bu filtre çeşidi, yakın bandlar arasındaki küçük ayrımlar için daha uygun olduğu belirtilmiştir. Düzlemsel mikroşerit band geçiren filtre üç geçirme bandına sahiptir ve bandların merkez frekansları sırasıyla 900 MHz 2.45 GHz ve 3.5 GHz’dir (Elelimy ve diğ. 2012).



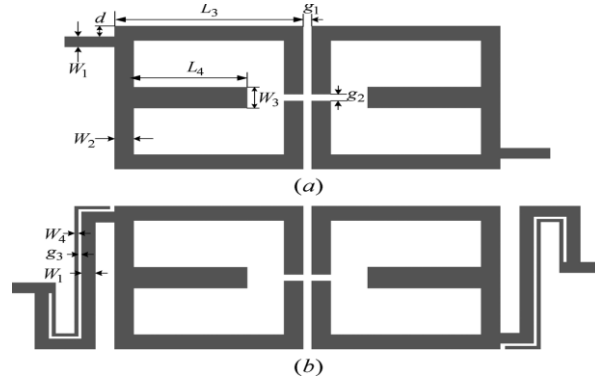


Şekil 1.2: Wimax ve gsm uygulamaları için üç bandlı filtre.

Mikrodalga filtreler açık halka rezonatör yapılarıyla, yan hat yüklemeleriyle, spur line, DGS gibi yapıların kullanımıyla gerçekleştirilebilir (Zhang ve diğ. 2007), (Tsai ve Huse,2004). Bu tez çalışmasında, yeni konfigürasyonlar ile mikrodalga açık devre sonlandırmalı yan hatlar kullanılarak, ayarlanabilir filtre tasarımları amaçlanmıştır. Literatürde bu konuya ilişkin birçok çalışma bulunmaktadır.

Çift modlu ve çift bandlı mikroşerit band geçiren filtreler yüksek seçicilik özelliklerinden ötürü önemli bir yere sahiptir. Seçiciliği arttırmak için Şekil 1.3'te görülen yapıda, spur line yapısı tanıtılmış ve bu sayede başka bir iletim sıfırı elde edilmiştir. Bu çalışmada, geçirme bandının her iki tarafında da iletim sıfırları olan dört iletim sıfırlı dual band filtre yapısının gerçekleştirildiğinden bahsedilmiştir (Elelimy ve diğ. 2012).

Dual band filtreyi dizayn etmek için yan hat yüklü rezonatör (SLR) kullanıldığından bahsedilmiştir. Şekil 1.3'te gösterilen yapı 2 kıvrımlı yan hatlı rezonatörden oluşmaktadır. Burada geçirme bandının frekansları açık yan hattın ve open loopun uzunluklarıyla belirlenebileceği gösterilmiştir. Burada geçirme bandının band genişliğinin harici kalite faktörüne ve iki rezonatör arasındaki kuplaj katsayısına bağlı olduğu belirtilmiş ve bu nedenle d ve g1 aralıklarında düzenlemeler yapılarak band genişlikleri belirlenmiştir. Ayrıca çalışmada üç iletim sıfırlı filtre üzerinden dört iletim sıfırlı filtre dizayn edilmiştir. Bunun nedeni iletim sıfırıyla seçiciliği arttırmaktır ve çalışmada spur line'nın bir iletim sıfırı oluşturduğu göstermektedir (Zhang ve diğ. 2007).

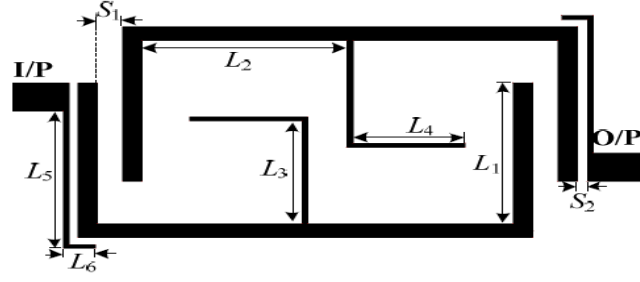


Şekil 1. 3: a) 3 İletim sıfırlı filtre, b) 4 İletim sıfırlı filtre.

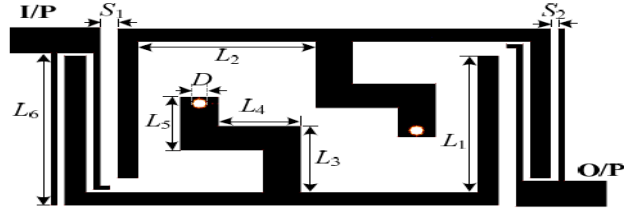
Dual band filtreyi dizayn etmek için yan hat yüklü rezonatör (SLR) kullanıldığından bahsedilmiştir. Şekil 1.3'te gösterilen yapı 2 kıvrımlı yan hatlı rezonatörden oluşmaktadır. Burada geçirme bandının frekansları açık yan hattın ve open loopun uzunluklarıyla belirlenebileceği gösterilmiştir. Burada geçirme bandının band genişliğinin harici kalite faktörüne ve iki rezonatör arasındaki kuplaj katsayısına bağlı olduğu belirtilmiş ve bu nedenle  $d$  ve  $g_1$  aralıklarında düzenlemeler yapılarak band genişlikleri belirlenmiştir. Ayrıca çalışmada üç iletim sıfırlı filtre üzerinden dört iletim sıfırlı filtre dizayn edilmiştir. Bunun nedeni iletim sıfırlı seçiciliği arttırmaktır ve çalışmada spur line'nın bir iletim sıfırı oluşturduğu göstermektedir (Zhang ve diğ. 2007).

Filtre yapılarında "Geçme Bandı" oluşturmak için çeşitli yöntemler ve rezonatör yapıları kullanılır (Zhang ve diğ. 2007), (Tsai ve Huse,2004), (Fu-Chang ve diğ. 2012). Buna bir örnek olarak basamak-empedans tipi rezonatörler (Stepped-Impedance Resonator, SIR) verilebilir.

Şekil 1.4'te açık devre sonlandırılmış ve kısa devre sonlandırılmış yan hat kullanılarak gerçekleştirilen yapı görülmektedir.



(a)



(b)

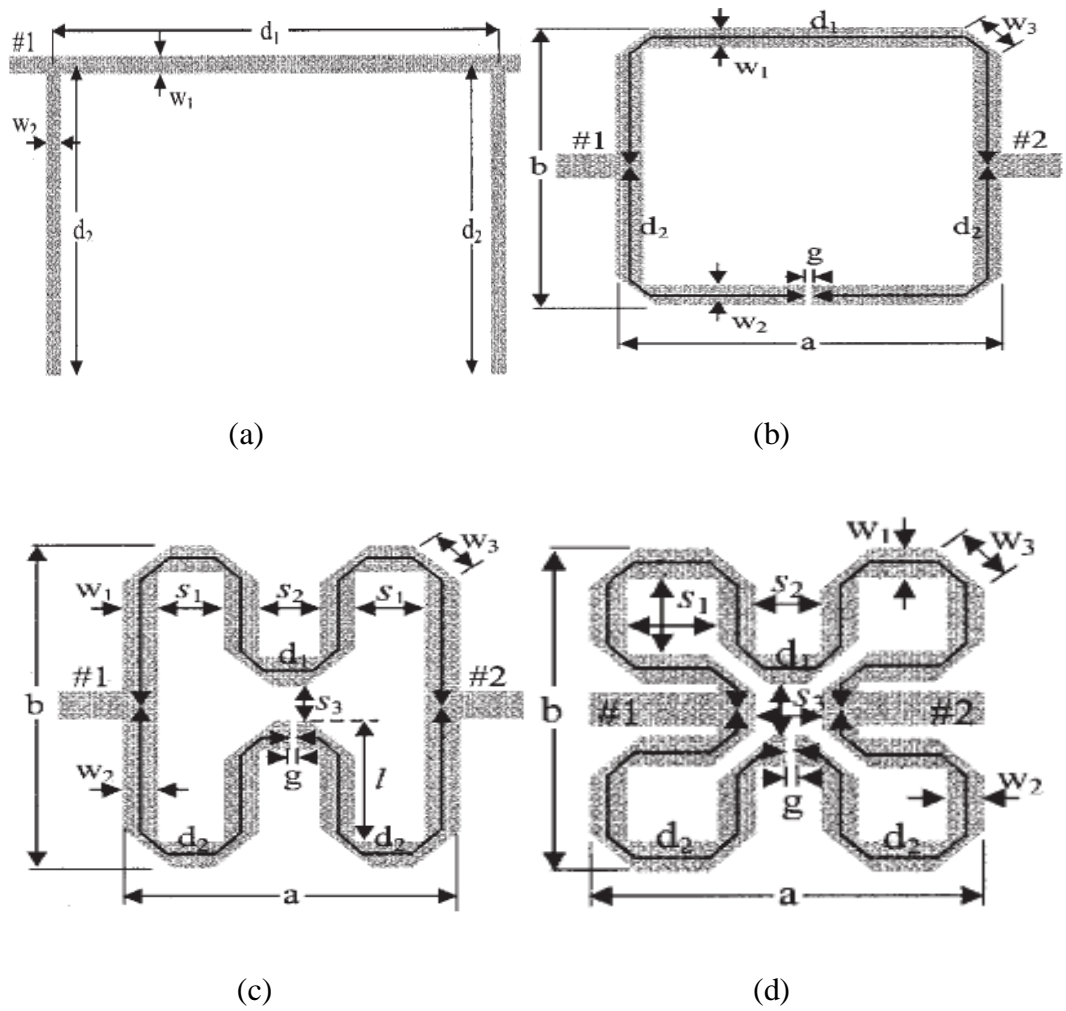
Şekil 1.4: Üç-band filtre yapısı a) Açık devre sonlandırılmalı yan hat yüklü rezonatörler kullanılması, b) Kısa devre sonlandırılmalı yan hat yüklü rezonatörler kullanılması.

Bu çalışmada rezonatör merkezine tek açık yada kısa devre sonlu yan hat bağlanarak ve yan hatların uzunlukları ve empedansları ayarlanarak ilk üç rezonans modu tri-band filtrenin üç geçirme bandı içerisinde elde edildiği gösterilmiştir. Açık yan hat kullanılan rezonatörün birinci rezonans modu tek tip empedans rezonatörüyle ayarlanırken ikinci ve üçüncü rezonans modlarının açık sonlu yan hattın empedansı ve uzunluğuyla ayarlanabilmektedir.

Ayrıca burada yapılar iletim sıfırları oluşturmak için interdigital yapılardan ve iletim sıfırlarının elektriksel yollar, yük ve kaynak arasında meydana geldiğinden bahsedilmiştir. Bundan dolayı Şekil 1.4'te görüldüğü gibi kompakt bir yapı ve yüksek bir band dışı azalma için yan hat yüklü rezonatörlerden yararlanarak iki alternatif tri-band filtre gerçekleştirilmiştir (Fu-Chang ve diğ. 2012).

Mikrodalga filtre tasarımlarında, rezonatörün konfigürasyonu minyatürizasyon için önemlidir. Mikrodalga uygulamalarında bazı frekans bantları çeyrek dalga açık devre, kısa devre ya da basamak empedans yapılarıyla filtrelenebilmektedir. Bu devreler genellikle dar banda sahiptir ve geniş devre yüzey alanları gerektirmektedirler.

Geniş bir band genişliği ve branch-guide kuplörlerin sentezi için çift uzunluklu iletim hattı elemanları kullanmıştır. Bu nedenle tasarım  $\lambda/4$  uzunluklu yan hatlar ve bu yan hatlar arasına  $\lambda/2$  uzunluklu bir hat bağlanarak sunulmuştur. Daha sonrasında alanı daha verimli kullanmak amacıyla  $\lambda/2$  uzunluklu hattın bükülmesi ve kıvrılmasıyla Şekil 1.5'te gösterilen band durduran filtre önerilmiştir. Bu özelliği ile filtrenin kaplayacağı alan azaltılarak kablosuz ve modern mobil haberleşme sistemleri için önemli bir faktör olan minyatürizasyon sağlanmıştır. Burada  $\lambda/2$  uzunluklu hat açık devre paralel yan hatlarla aynı karakteristik empedans özelliğini göstermektedir. Ayrıca iletim hat modeli zayıflama (attenuation) kutuplarının ve sıfırlarının frekanslarını hesaplamak için kullanılmıştır.



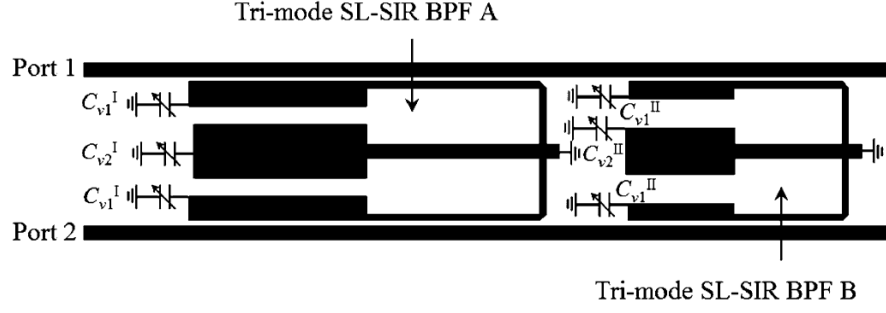
Şekil 1.5: Band durduran filtre a)  $\lambda/2$  uzunluklu iletim hattı bağlı filtre, a) Tip a, b) Tip b, c) Tip c, d) Tip d.

Şekil 1.5 a'da gösterilen A filtresi  $\lambda/2$  uzunluklu bağlantı hattına sahip  $\lambda/4$  uzunluğundaki açık devre sonlandırılmalı yan hattı olan band durduran filtredir.

Burada  $\lambda/2$  uzunluklu hat sayesinde geniş bir durdurma bandı elde edilmiştir. Yüzey alanını daha verimli bir şekilde kullanmanın yanı sıra düşük mikrodalga frekanslarında kullanıma yönelik alternatif tasarımlar sunmak için Şekil 1.5 a'da gösterilen band durduran filtrenin kare halka oluşturması sağlanmıştır. Bununla birlikte mikroşeritin aşırı kapasiteyi karşılayabilmesi için köşelerine yivli bir şekil verilmiştir (Gorur ve Kapuz 2005).

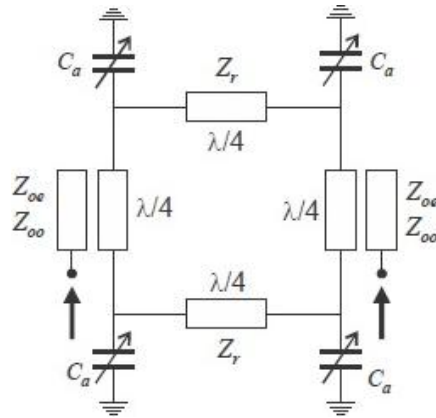
İletişim sistemlerindeki hızlı gelişmeler çok fonksiyonlu işletim sistemlerindeki farklı uygulamalar seçici mikrodalga filtrelerin önemini arttırmaktadır. Ayarlanabilir filtreler için son yıllardaki çalışmalar incelendiğinde ayarlanabilirliği sağlamada yarı iletken varaktör diyotlar, ferroelektrik, yttrium-iron-garnet (YIG), pin diyotlar ve RF MEMS devreleri kullanıldığı görülmektedir. Ancak varaktör diyotlar rahat kontrol edilebilmesi, geniş seçim, hızlı ayarlama hızı gibi özelliklere sahip oldukları için daha yaygın kullanılmaktadırlar (Jiang Long ve diğ. 2011), (Brown ve Rebeiz 2000).

Bir başka basamak- empedans tipi rezonatör kullanılan yan hat yüklü yapı Şekil 1.6'da görülmektedir. Bu çalışmada iki geçirme bandını bağımsız olarak kontrol edebilmek için çift bağlantı yolları kullanılmıştır. Burada üçüncü dereceden band geçiren filtre (BPF) elde etmek için tek bir üç mod (single tri-mode) rezonatör kullanımı yeterlidir. Bu sayede rezonatör sayısı azaltılabilir. Bu çalışmada dual-band band geçiren filtre dizayn etmek için iki rezonatör kullanılmıştır. Böylece daha küçük ebatlar elde edilmiştir. Her rezonatörün açık uçlarına ayarlı varaktörler yüklenmiştir. Böylece geçirme bandı frekansının, SL-SIR'ın ilk üç rezonans moduyla değiştirilebilmektedir. Bu yapıda, varaktörlere dc voltajlar uygulayarak filtrenin geçirme bandı frekansı geniş bir ayar bölgesinde değiştirilebilmektedir. Böylece Cv1 ve Cv2 değişken kapasiteleri ayarlanarak SL-SIR'ların rezonans modları ve filtrenin geçiş bandı frekansının değiştirilebileceği gösterilmiştir (Chi-Feng Chen 2013).



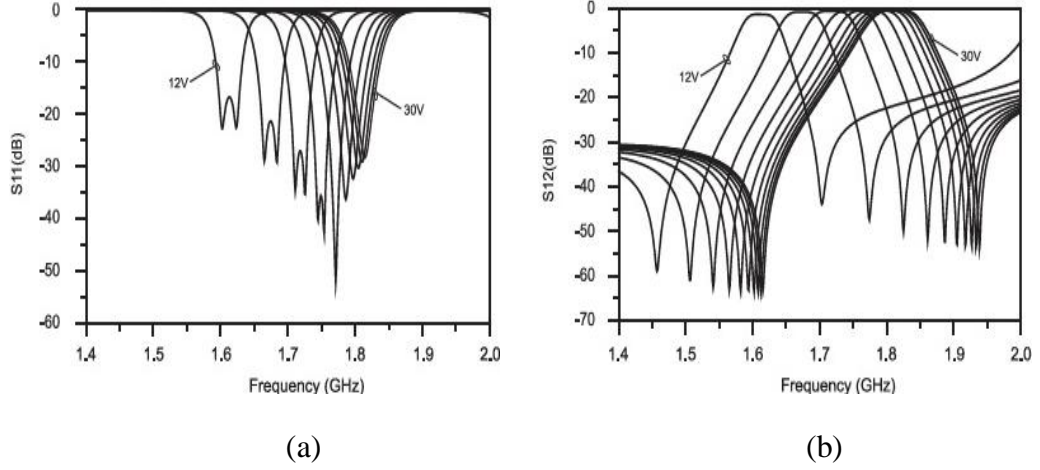
Şekil 1.6: Üç mod varaktör ayarlı sl-sır'lara göre önerilen mikroşerit dual band filtre.

Çeyrek dalga uzunluklu hatlardan oluşan rezonatör Şekil 1.7'de gösterilmektedir. Halka rezonatörün elektriksel uzunluğunu değiştirebilmek için halka rezonatörün dört köşesine ayarlama devresi olarak varaktör diyotlar konulmuştur. Bu sayede rezonatörün merkez frekansı ayarlanabilmektedir. Rezonatörün ayarlama oranı ise %13'tür. Rezonatör de kullanılan kondansatörler yapının elektriksel uzunluğunu arttırarak ve ayarlama sağlamıştır. Kullanılan kondansastör  $C_a$  merkez frekansının ve iletim sıfırının kaydırılmasını sağlamıştır. Devrede SMV1800 varaktör diyodu kullanılmıştır. Diyodun 0V'dan 30V'a ön gerilim (polarlama) voltajının değiştirilmesiyle kapasite değeri 0.84pF'dan 15.78pF'a kadar değiştiği de belirtilmiştir. Bununla birlikte DC voltajı 12V'dan 30V'a kadar değiştirerek halka rezonatörün merkez frekansının 1.61GHz'den 1.82 GHz'e kadar kaydırıldığıda belirtilmiştir. Ayrıca geçirme bandını kaybı ise 12V da 1.30 dB iken 30V'ta 0.37 dB olduğu belirtilmiştir (Abdul Latip ve diğ. 2011).



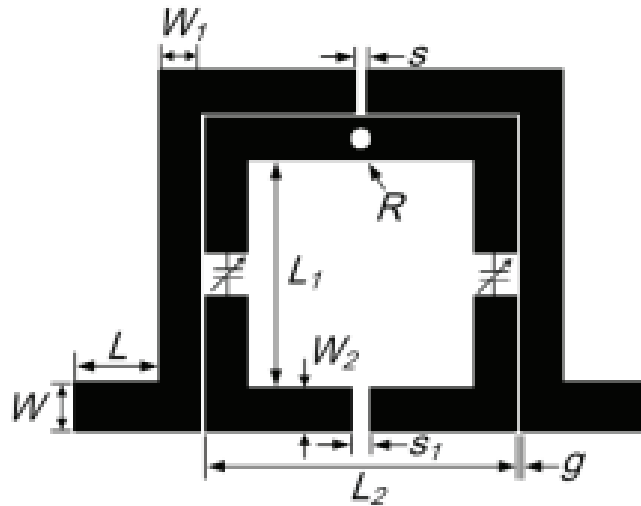
Şekil 1.7: Ayarlı kondansatörlere sahip halka rezonatör

Şekil 1.8'de 12V'dan 30V'a kadar polarlama gerilimi altında ayarlanabilir halka rezonatörün simülasyonları verilmiştir.



Şekil 1.8: 12V'dan 30V'a kadar polarlama gerilimi altında ayarlanabilir halka rezonatörün simülasyonları a) Geri dönüş kaybı, b) Ekleme kaybı

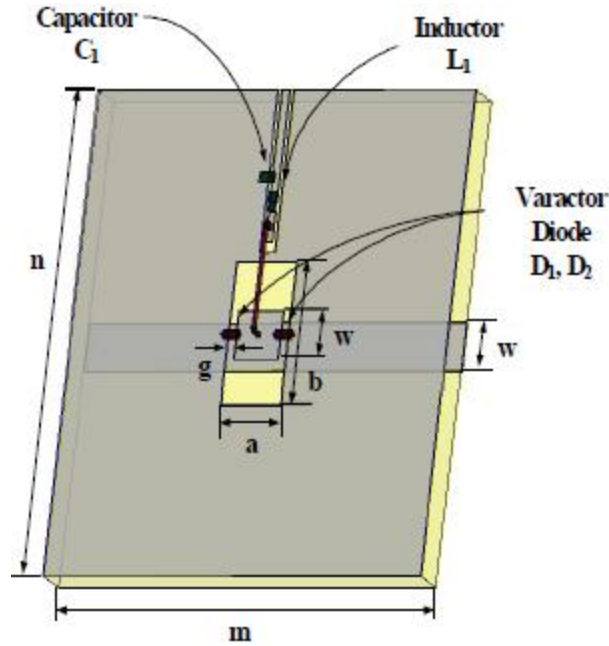
Şekil 1.9'da başka bir ayarlanabilir filtre yapısı görülmektedir. Şekil 1.9'da verilen çeyrek dalga boyu rezonatörler kullanılarak oluşturulmuş band geçiren filtrede, açık devre sonlandırılmış rezonatörlere yüklü varaktörler sayesinde rezonans frekansı ayarlanmıştır. Ayrıca bu sayede de iletim sıfırının geçme bandının sağında ve solunda oluşmasına olanak sağlanmıştır. Varaktörün kapasite değerinin artırılmasıyla rezonans frekansının azaldığı ve en düşük rezonans frekansının en yüksek rezonans frekansının yaklaşık yarısı olduğu ve filtrenin merkez frekansının değiştiği ve bununla birlikte band genişliğinin de arttığı belirtilmiştir (Fei Cheng ve diğ. 2012) .



Şekil 1.9: Ayarlanabilir band geçiren filtre.

Son zamanlarda kablosuz mobil iletişim sistemlerindeki gelişmeler, yüksek kaliteli RF filtrelerin kompakt tasarımını öne sürmüştür. Bu nedenle birçok araştırmacı fotonik bant aralıkları (PBG) ve DGS yapıları üzerinde mikrodalga devre uygulamaları ve çalışmalar yapmaktadırlar. DGS'li iletim hattı düşük dalga yayılım karakteristiğine ve geçirme bandında düşük kaybı olan bant durdurma karakteristiğine sahiptir. Geleneksel bir bant durdurma filtreye karşılaştırıldığında daha küçük ebada ve basit bir yapıya sahip olmasının yanında düşük maliyetlerle üretilmektedirler.

Şekil 1.10'da görünen bozunmuş zemin yapısı (DGS) kullanılan ayarlanabilir bir bant durdurma filtredir. Bu yapıda durdurma bandını ayarlamak için voltaj kontrollü değişken kapasitör diyotlar (VVC) DGS bölümlerine yerleştirilmiştir.



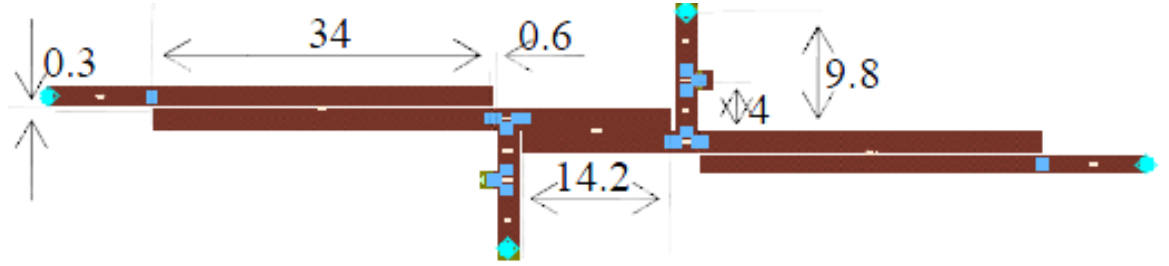
Şekil 1.10: VVC diyodlu DGS yapılarının kullanıldığı ayarlanabilir bant durdurma filtre.

Şekil 1.10'daki çalışmada alt tabakanın ebatları  $m=n=40\text{mm}$  ve mikroşerit hattın genişliği  $4.84\text{mm}$  olarak alındığı belirtilmiştir. DGS'nin ebatları ise  $a=8\text{mm}$ ,  $b=14\text{mm}$ 'dir. Gap ( $g$ ) aralığının  $1\text{mm}$  olduğu ve buraya diyot eklendiği belirtilmiştir. Çalışmada VVC diyodun ters ön voltajı artarken, kapasitör değerinin azaldığı fakat direnç değerinin sabit kaldığı bunun da genişleyen yüzde (percent) band genişliğiyle sonuçlandığı ve rezonans frekansının da arttığı belirtilmiştir. Ayrıca çalışma da tek



bir DGS yerine iki DGS yapısı kullanılmış ve bunun sonucunda daha geniş bir durdurma bandı gözlemlendiği belirtilmiştir (Park ve diğ. 2005).

Başka bir ayarlanabilir filtre yapısı da yan hat yüklü paralel bağlı rezonatörlerden meydana gelen kompakt bir yapıya sahip olan Şekil 1.11’de gösterilen band geçiren filtredir.



Şekil 1.11: Ayarlanabilir filtre.

Filtrenin çalışma frekansını kontrol etmek için ayarlı kondansatörler kullanılmıştır. Ayrıca yan hat uzunluğunun azalması nedeniyle kondansatörler filtrenin minyatürizasyonunda önemli bir etkidir. Filtrede ayarlılığı gösterebilmek için farklı değerlerde kondansatörler kullanılmıştır. Şekil 1.11’de görüldüğü gibi kondansatörler T bağlantı noktasından 4mm uzağa yerleştirilmiştir. Bunun sebebi kondansatör lehimi ve açık sonlu rezonatör arasındaki kuplajı engellemektir.

Şekil 1.11’deki yapıda ayarlı kondansatörün nominal değerinin artırılmasıyla band genişliğinin ayarlı bir şekilde arttığı belirtilmiştir. Kondansatör değerinin sırasıyla 0.5 pF, 3 pF, 3.9 pF alınmasıyla çalışma frekansı yine sırasıyla 938 MHz, 900 MHz, 883 MHz olduğu gözlemlenmiştir.

Şekil 1.11’deki çalışmada ayarlı bir filtre elde etmek için başka bir fikir de sunulmuştur. Bu fikir kapasitif halde kısa devre yan hat yüklemektir. Değişken kondansatör olarak varaktör kullanılarak filtrenin çalışma frekansının elektriksel olarak ayarlanabileceği ve kapasitif halde yüklendiğinde yan hattın uzunluğunun azalacağı ve böyle daha kompakt yapılar elde edilebileceği belirtilmiştir (Burdin ve diğ. 2010).

Bu tez çalışmasında Şekil 1.12’de verilen Görür ve Karpuz tarafından yapılan çalışmadan yola çıkılmıştır. Çalışmada mikroşerit kıvrımlı kare rezonatör ve açık devre sonlandırılmalı yan hatlar kullanılmıştır. Yapı dört band band-geçiren filtredir.

Bu bandların ikisi çift mod geçirme bandı, diğer ikisi ise ultra dar tek mod geçirme bandıdır. İki çift mod geçirme bandının dejenere modlarının uyarımı dik köşeye yerleştirilen bir yama eleman sayesinde sağlanmıştır. Bu tez çalışmasında da bu yapıdan yola çıkarak benzer yan hatlar kullanılmış fakat yapının kapladığı alanda değişim yapılmadan rezonatörün konfigürasyonundaki değişimlerden yararlanılmış ve frekanslarını WLAN, WIMAX frekanslarına ayarlanmıştır. Ayrıca yapının teorik modellenmesi de gerçekleştirilmiştir (Gorur ve Karpuz 2013).



Şekil 1.12: Açık devre sonlandırmalı yan hatlara sahip çift mod bant geçiren filtre.

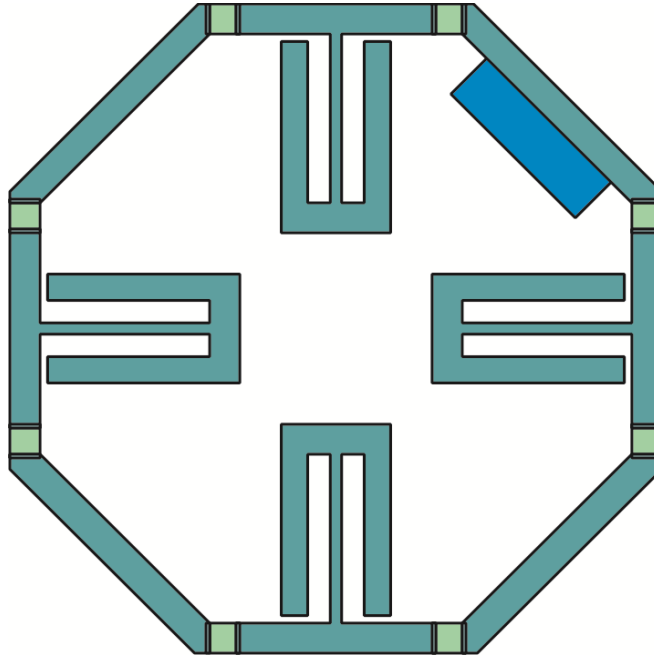
Literatürde incelemelerinden görüldüğü üzere yan hatlı filtreler ve ayarlanabilir filtreler için birçok çalışma bulunmaktadır. Tez çalışmasında da ise yeni bir model olarak ayarlanabilir yeni filtre yapılarının elde edilmesinde açık devre sonlandırmalı yan hatlardan yararlanılmıştır. Aynı zamanda birden fazla band çalışmaları ile filtrenin uygulama sahasının genişletilmesi çalışmaları planlanmıştır.

## 2. ÇİFT MODLU BAND GEÇİREN FİLTRE TASARIMI

### 2.1 Çift Modlu Rezonatör Yapısı

Bu tez çalışmasında önceden Görür tarafından tasarlanmış minyatür bir çift modlu mikroşerit bant geçiren filtre yapısı göz önünde bulundurularak yeni bir filtre tasarımı yapılmıştır. Yapılan çalışmada rezonatörde atlamalar, iç dış kuplaj değişiklikleri yapılarak yapının frekansı WLAN (2.4/5 GHz), WIMAX(2.3-2.5 GHz, 3.4-3.5 GHz)frekanslarına ayarlanmıştır. Ayrıca önerilen yapı literatürdeki diğer benzerlerine kıyasla daha küçük ebata sahiptir.

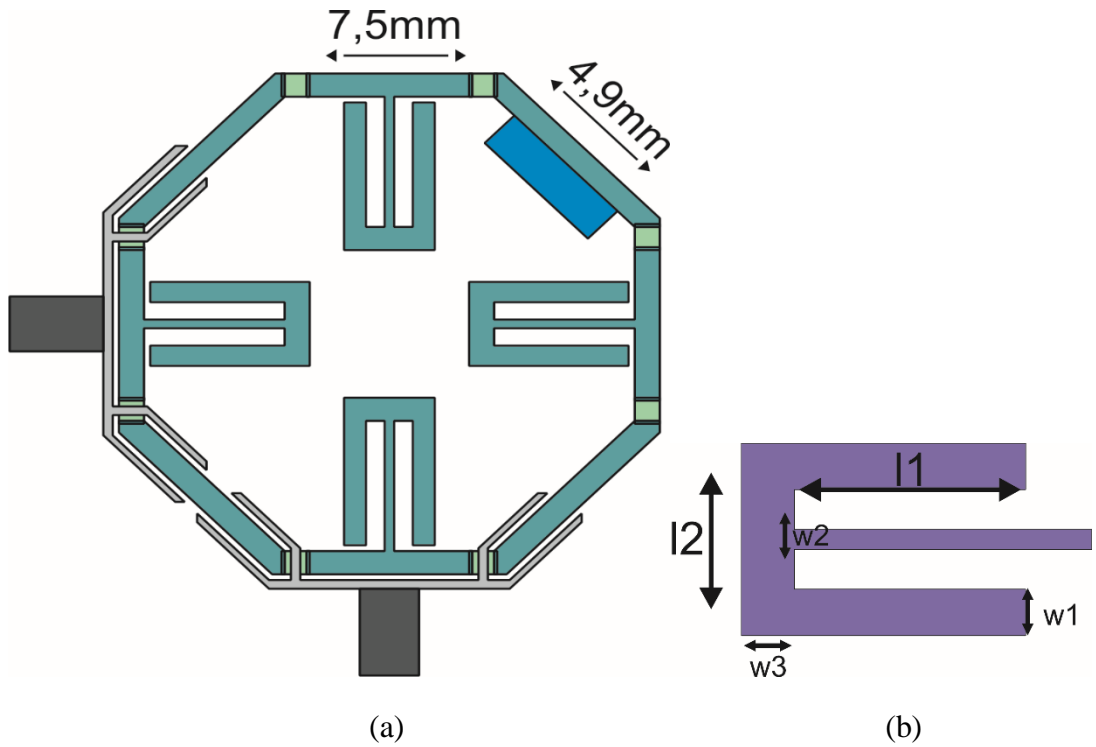
Şekil 2.1’de görüldüğü gibi rezonatör sekizgen şeklinde tasarlanmıştır ve yapı açık devre sonlandırılmalı yan hatlarla desteklenmiştir. Yapı, göz önünde bulundurulmuş filtre ile aynı alanı kaplamasına rağmen, sekizgen şeklindeki yapısı rezonatörün boyutlarında bir düşüğe neden olmuştur. Çünkü kıvrılan köşeler hipotenüs görevi görmektedir. Ayrıca kılavuz dalga boyunu küçülttüğümüz için rezonans frekansımız kaymıştır. Bu durumda merkez frekansının daha yüksek frekanslara kaymasına sebep olmuştur.



Şekil 2.1: Önerilen yeni rezonatör yapısı.

Köşe kesimler ve küçük iletkenler iki çeşit pertürbasyon elemanı olarak adlandırılırlar. Pertürbasyon elemanları tekrarlanabilirlik, simetrik olma, ayarlanabilirlik özelliklerinden dolayı sıklıkla kullanılırlar. Kare halka rezonatörlerde mod uyarımı pertürbasyon elemanının boyutlarında yapılan değişimlerle ayarlanabilir. Pertürbasyon elemanın boyutundaki değişimlere göre frekans cevabı lineer ya da eliptik fazda ayarlanabilir (Gorur 2004). Bu tez çalışmasında da ele alınan ilk yapıda pertürbasyon elemanı sayesinde mod uyarımı gerçekleştirilmiştir.

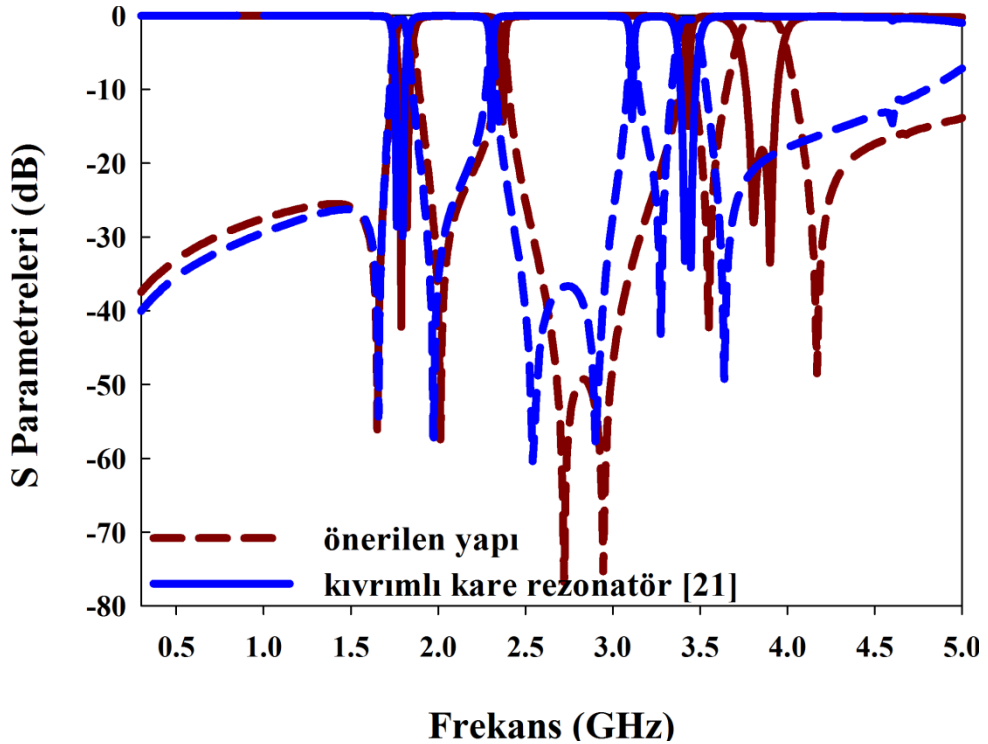
Rezonatördeki mod uyarımı giriş çıkış portlarının Şekil 2.2’de gösterildiği gibi  $90^\circ$  lik açıyla yani dörtte bir dalga boyuna göre yerleştirilmesiyle ve pertürbasyon elemanı sayesinde sağlanır. Yapıda açık devre sonlandırmalı dört yan hat kullanılmıştır. Yan hatlar rezonatöre giriş çıkış portlarına uygun olacak şekilde  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$ ’ye yerleştirilmiştir. Yapıda yan hat uzunlukları  $l_1=4.3$  mm,  $l_2=2.9$  mm,  $w_1=0.7$  mm,  $w_2=0.3$  mm,  $w_3=0.8$  mm olarak belirlenmiştir. Rezonatörün çalışma frekansları 1,804 GHz, 2,37 GHz, 3,43 GHz, 3,85 GHz’dir.



Şekil 2.2: a) Çift modlu çok bandlı band geçiren filtre yapısı, b) Yan hat yapısı.

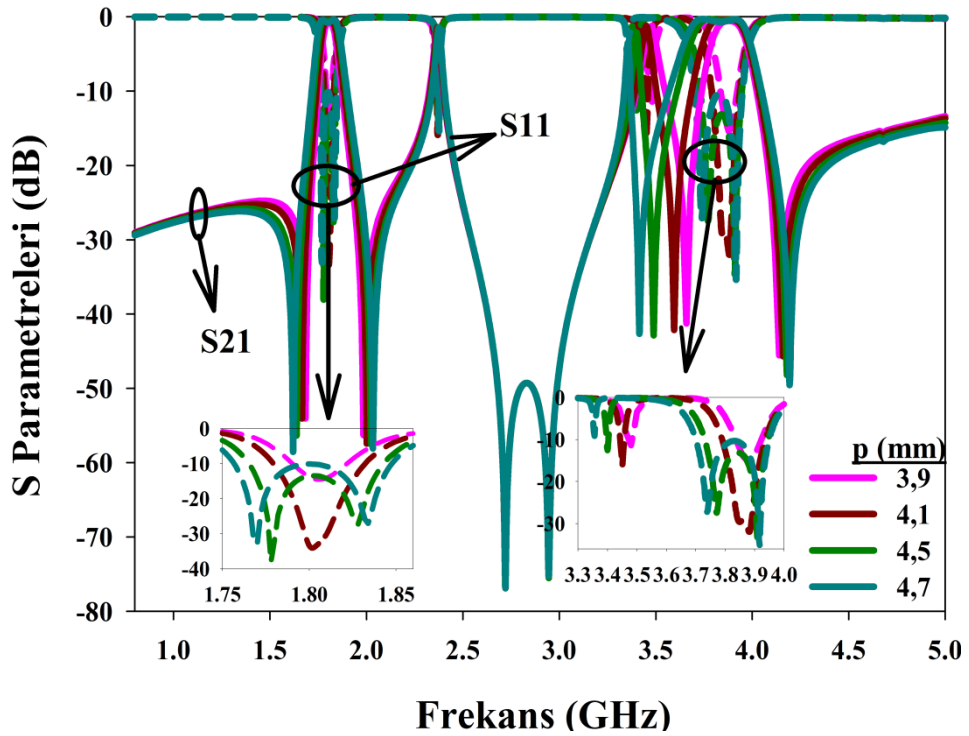
Açık devre sonlandırmalı yan hatlara sahip dıştan içe kuplajlı besleme hatlarıyla oluşturulmuş mikroserit sekizgen çift mod rezonatör yapısı Şekil 2.2’de

gösterilmektedir. Rezonatöre enerji aktarımı şekilde de görüldüğü gibi  $90^\circ$  ve  $270^\circ$  olarak yerleştirilmiş bir çift ortogonal besleme hattı ile sağlanmaktadır. Yapıda besleme hem içten hem dıştan yapılmıştır. Dıştan içe besleme yapılırken, iç tarafa beslemenin yapılabilmesi için kesilen noktalara hava bağlantı köprüleri kullanılmıştır. Yapıda dıştan içe besleme yapılmasının nedeni, dıştaki besleme kapasitesinin yetersiz kalması ve frekans cevabının optimizasyonunu sağlamaktır. Açık devre sonlandırmalı bu kuplaj kollarının başka bir avantajı da elektriksel uzunluğu arttırdığı için daha geniş durdurma bandı elde edilmesidir. Çalışmada rezonans frekansı WLAN, WIMAX frekans değerlerine kaydırmak için kare rezonatör yapısının köşeleri arasına kısa devre atlamalar kullanılmış ve yapı sekizgen bir rezonatör şekline getirilmiştir. Sekizgen yapıdaki rezonatör kullanılarak birinci band ve birinci banda eşlik eden notch (dar) band Gorur ve Karpuz'un 2013'deki çalışmasına kıyasla fazla değişiklik göstermemesine rağmen ikinci band ve ona eşlik eden dar band WLAN, WIMAX frekanslarına kaydırılmıştır. Frekans cevaplarının karşılaştırılması Şekil 2.3'te verilmiştir. Ayrıca notch bandların band genişlikleri Gorur ve Karpuz 2013'deki çalışmaya kıyasla daha geniştir.



Şekil 2.3: Önerilen sekizgen yapı ile mikroşerit kıvrımlı kare rezonatör karşılaştırılması

Önerilen filtre yapısında mod uyarımının pertürbasyon elemanı ile yapıldığı bahsedilmiştir. Pertürbasyon elemanındaki boyut değişiklikleri ile eliptik ve lineer karakteristiğe sahip frekans cevabı elde edilebilir. Çünkü rezonatöre yama şeklinde koyulan bir pertürbasyon elemanı birim uzunlukta kapasite değerini arttırdığı için, rezonatöre üzerinde kapasitif etki oluşturur ve bu kapasitif etki pertürbasyon elemanın boyutlarındaki değişikliklerle kontrol edilebilir. Benzer şekilde köşe kesim şeklindeki pertürbasyon elemanı rezonatörde birim uzunlukta indüktansın artmasına sebep olur ve bu durum rezonatöre üzerinde indüktif etki oluşturur. Bu durum Şekil 2.4 ve 2.5’te gösterilmiştir.

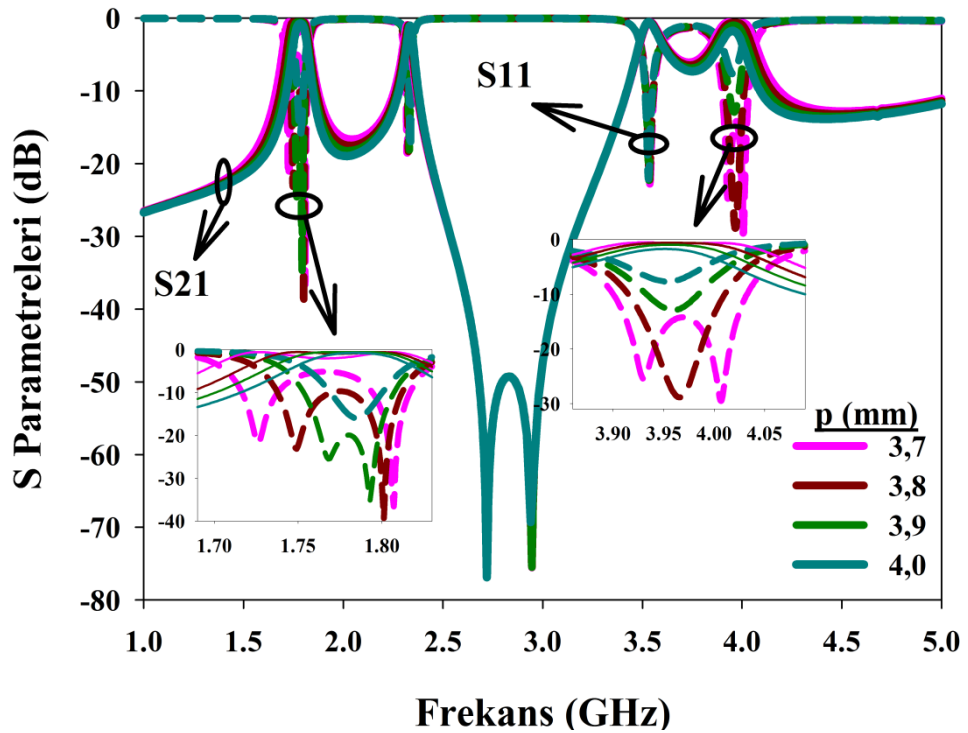


Şekil 2.4: Önerilen sekizgen yapının eliptik frekans cevabı.

Rezonatörde pertürbasyon elemanının ebatlarındaki değişikliklerle mod uyarımı sağlanmıştır. Pertürbasyon elemanının ebadının artırılması bir kapasitif eleman gibi davranmasına sebep olmuştur. Böylece pertürbasyon elemanının uzunluğunun sırasıyla 3,9mm 4,1mm, 4,5mm, 4,7mm olduğunda mod ayrışımı gözlenmiştir. Şekil 2.4’te görüldüğü gibi, pertürbasyon elemanındaki boyut artışı mod uyarımı tetiklediği için mod ayrışımı belirgin bir şekilde görülmektedir. Pertürbasyon elemanın boyutunun artışı birinci ve ikinci geniş bandı genişletirken, birinci dar bandı sağa, ikinci dar bandı ve ikinci geniş bandı sola kaydırmaktadır. Ayrıca mod ayrışımı her iki dar banda da görünmezken, diğer iki geniş band da

pertürbasyon elemanın boyutu artıkça mod ayrışımı belirginleşmektedir. İkinci geniş bandın mod ayrışımı ilk olarak pertürbasyon ebadı 3.9mm iken gerçekleşmiştir. Birinci geniş bandın mod ayrışımı ise ilk olarak pertürbasyon ebadı 4mm iken gerçekleşmiştir.

Şekil 2.5'te köşe kesim şeklinde olan pertürbasyon elemanın boyutları değiştirilerek uzunlukları 3,7mm, 3,8mm, 3,9mm, 4mm olarak seçilmiştir. Pertürbasyon elemanın köşe kesim şeklinde kullanılması bir endüktif eleman gibi davranmasına sebep olmuştur. Böylece iletim sıfırları reel frekanslardan imajiner frekanslara kaymıştır. Şekil 2.5'te görüldüğü gibi, köşe kesim şeklindeki pertürbasyon elemanındaki boyut azalışı mod uyarımı tetiklediği için mod ayrışımı belirgin bir şekilde görülmektedir. Köşe kesim şeklindeki pertürbasyon elemanındaki boyut azalışı birinci ve ikinci geniş bandı genişletirken, birinci dar bandı sola, ikinci dar bandı ve ikinci geniş bandı sağ tarafa kaydırmaktadır. Ayrıca mod ayrışımı her iki dar banda da görünmezken, diğer iki geniş bandda pertürbasyon elemanın boyutu azaldıkça mod ayrışımı belirginleşmektedir. İkinci geniş bandın mod ayrışımı ilk olarak köşe kesim şeklindeki pertürbasyon ebatı 3.7mm iken gerçekleşmiştir. Birinci geniş bandın mod ayrışımı ise ilk olarak pertürbasyon ebatı 3.9mm olduğunda gerçekleşmiştir.



Şekil 2.5: Lineer frekans cevabı.

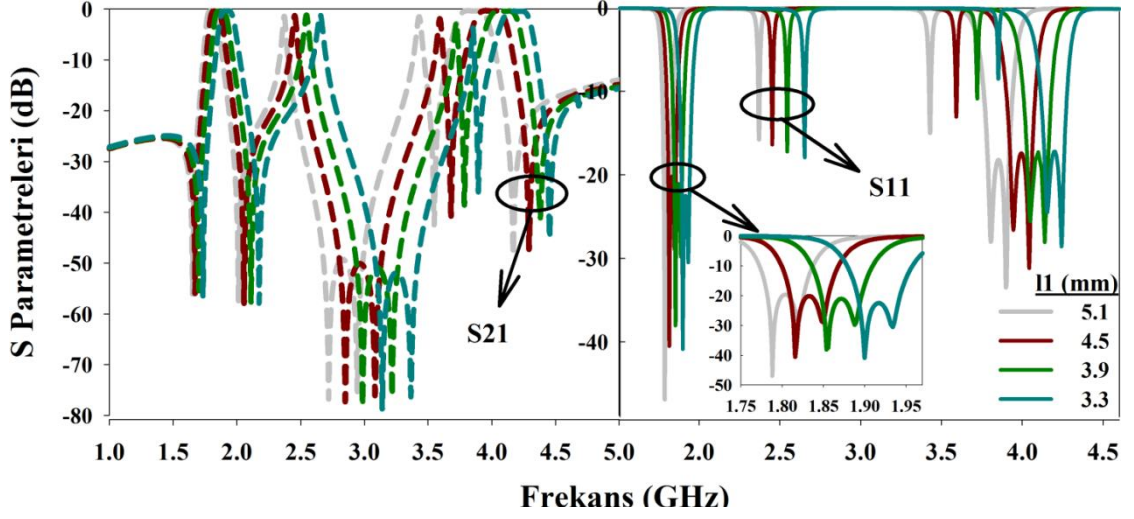
### 2.1.1 Çift Modlu Sekizgen Rezonatörün Yan Hatların Uzunluk Değişimine Bağlı Frekans Cevabı

Bir rezonatörde yan hatların boyutları ne olursa olsun, sonu açık devre ya da kısa devre olan bir hattın başından sanal bir empedans (kapasitif ya da endüktif etki) gibi görülür. Rezonatörde boyutu uygun seçilmiş ve sonu açık devre ya da kısa devre edilen bir hat parçası ile istenen herhangi bir kapasite ya da endüktans değeri elde edilebilir. Bu iletim hatlarının açık devre ya da kısa devre ile sonlandırılması sonucu hat etkileri arasında çeyrek dalga boyu ( $\lambda/4$ ) kadar faz farkı vardır. Yani,  $l$  uzunluklu ve sonu açık devre olan bir hat ile elde edilen etki  $l+\lambda/4$  uzunluklu ve sonu kısa devre olan hat ile de elde edilebilir. Bir iletim hattı açık devre ya da kısa devre fark etmeksizin nasıl sonlandırılırsa sonlandırılırsın hat üzerinde bütün olaylar (gerilim, akım ve empedans değişimleri) her yarım dalga boyunda ( $\lambda/2$ ) periyodik olarak tekrarlanır. Sonu açık devre ya da kısa devre olan iletim hattı parçalarının bu özellikleri onların empedans uydurma amacıyla yan hat olarak kullanılmasını sağlar. Mikroşerit hatlı devrelerde empedans uydurucu, dar/geniş bandlı filtre, kuplör gibi devreler tamamen iletim hatlarının bu özelliğinden yararlanarak gerçekleştirilmektedir (Sevgi 2004).

Şekil 2.1b'de yapıda yan hat elemanı olarak kullanılan açık devre sonlandırmalı iletim hatlarının elektriksel uzunlukları adlandırılmıştır. Yapıda açık devre sonlandırmalı iletim hattının kullanılmasının nedeni rezonatörün toplam elektriksel uzunluğunu arttırarak frekansı düşürmektir (Karpuz ve Gorur 2010). Rezonatörde açık devre sonlandırmalı iletim hatları arasındaki aralıklar sabittir. Öyle ki, bu aralıkların sağ-sol ve yukarı-aşağı yönde kaydırılması, iletim sıfırı frekanslarında ve mod ayrışımında bir değişmeye sebebiyet vermektedir. Frekans cevabı simülasyon programı vasıtasıyla gözlenmiştir.

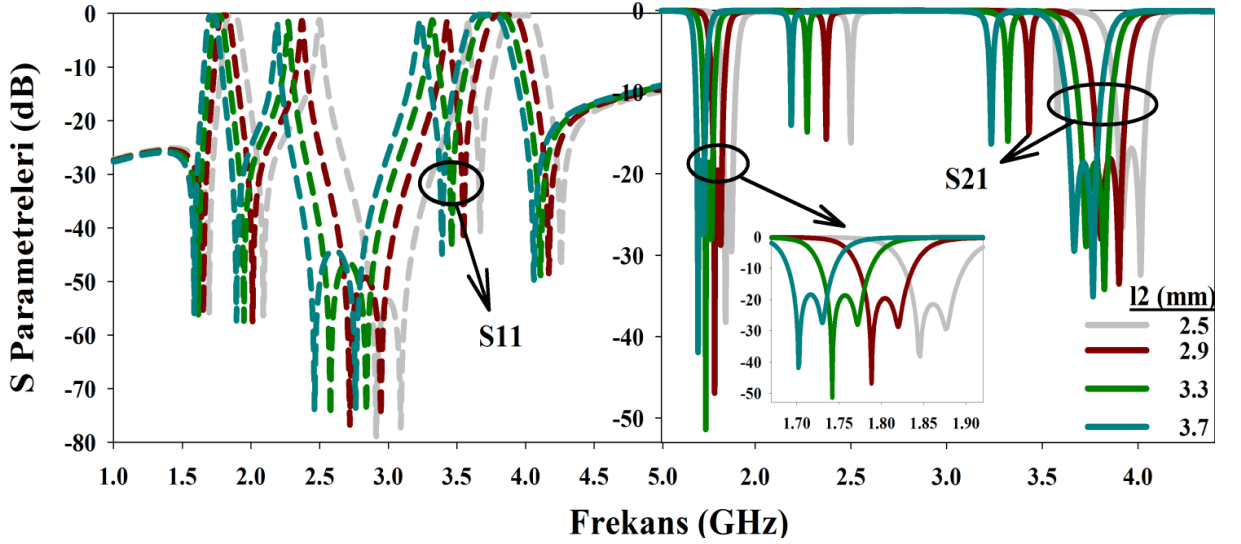
Şekil 2.6'da yan hattın  $l_1$  uzunluğuna bağlı simülasyon cevabı verilmiştir. Burada açık devre sonlandırmalı iletim hattının diğer uzunlukları sabit tutularak  $l_1$  uzunluğu değişimine bağlı sonuçlar gösterilmiştir.  $l_1$  uzunluğu 3.3mm ile 5.1mm arasında değiştirilmiştir. Böylelikle  $l_1$  uzunluğu azaldıkça frekansın yüksek frekanslara kaydığı gözlemlenmiştir. Birinci banddaki frekans kayması daha iyi seçilebilmesi için frekans aralığı daraltılarak grafiğin üzerine eklenmiştir.





Şekil 2.6: Yan hattın  $l_1$  uzunluğunun değişimi.

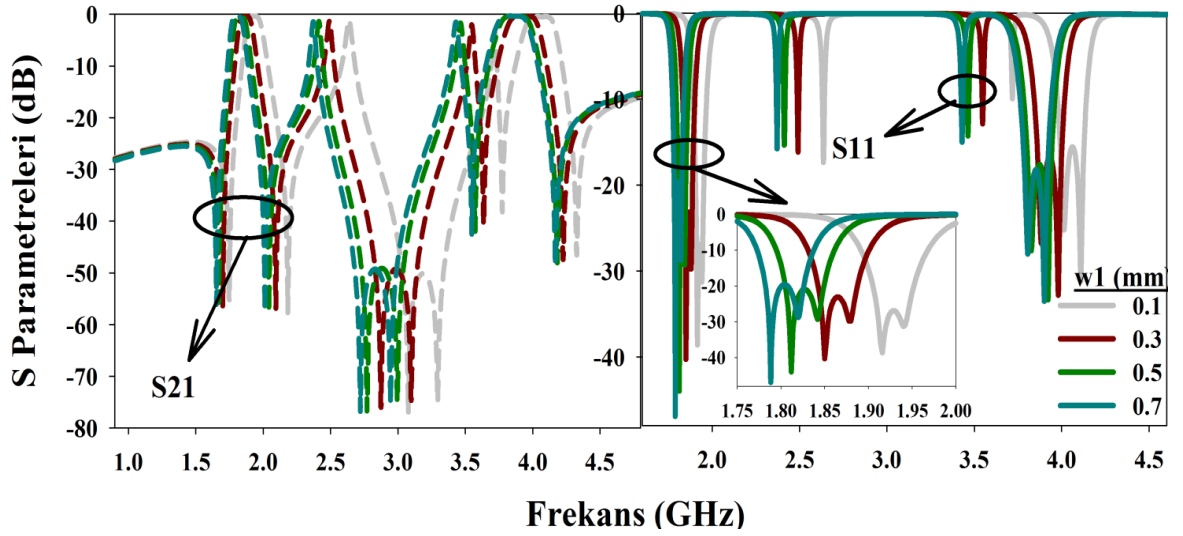
Şekil 2.7’de yan hattın  $l_2$  uzunluğuna bağlı simülasyon cevabı verilmiştir. Burada açık devre sonlandırılmalı iletim hattının diğer uzunlukları sabit tutularak  $l_2$  uzunluğu değişimine bağlı sonuçlar gösterilmiştir.  $l_2$  uzunluğu 2.5mm ile 3.7mm arasında değiştirilmiştir. Böylelikle  $l_2$  uzunluğu azaldıkça frekansın yüksek frekanslara kaydığı gözlemlenmiştir. Birinci banddaki frekans kayması daha iyi seçilebilmesi için frekans aralığı daraltılarak grafiğin üzerine eklenmiştir.



Şekil 2.7: Yan hattın  $l_2$  uzunluğunun değişimi.

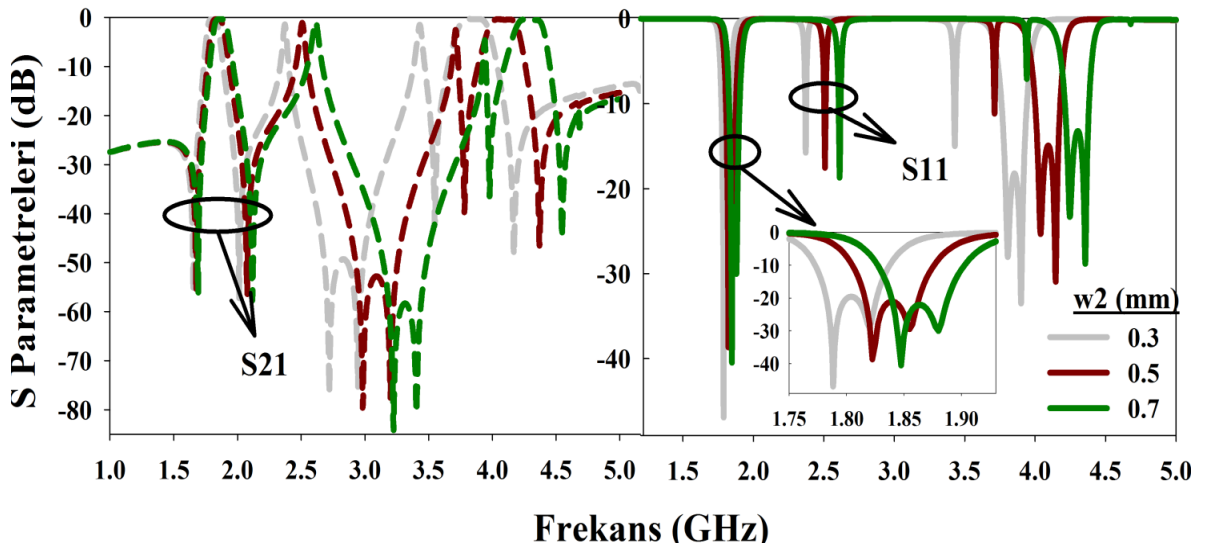
Şekil 2.8’de yan hattın  $w_1$  uzunluğuna bağlı simülasyon cevabı verilmiştir. Burada açık devre sonlandırılmalı iletim hattının diğer uzunlukları sabit tutularak  $w_1$  uzunluğu değişimine bağlı sonuçlar gösterilmiştir.  $w_1$  uzunluğu 0.1mm ile 0.7mm arasında değiştirilmiştir. Böylelikle  $w_1$  uzunluğu azaldıkça frekansın yüksek

frekanslara kaydığı gözlemlenmiştir. Birinci banddaki frekans kayması daha iyi seçilebilmesi için frekans aralığı daraltılarak grafiğin üzerine eklenmiştir.



Şekil 2.8: Yan hattın  $w_1$  uzunluğunun değişimi

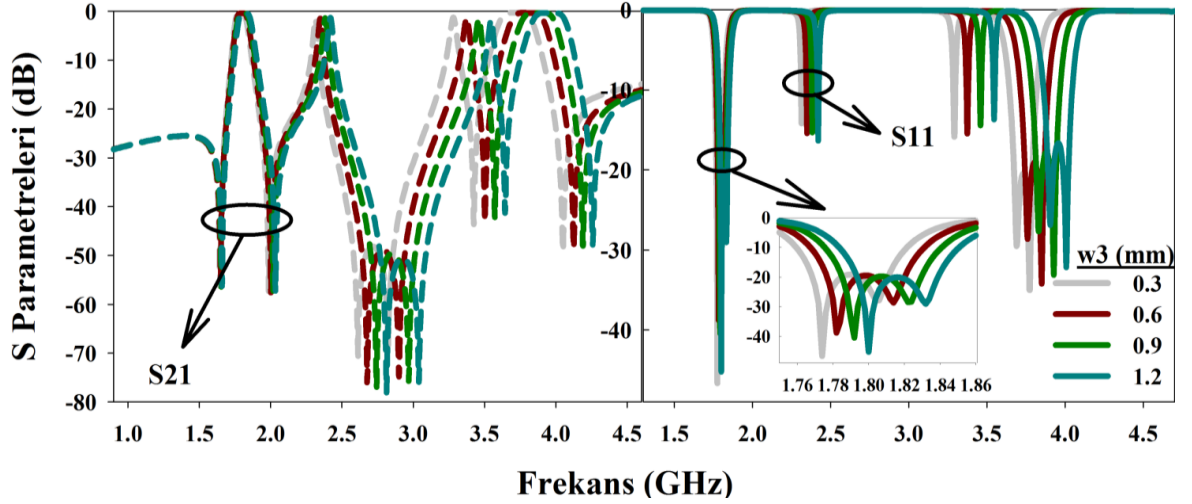
Açık devre sonlandırılmı yan hattın  $w_2$  olarak adlandırılan uzunluğunun değişimi Şekil 2.9’da gösterilmektedir. Şekil 2.9’da de görüldüğü gibi  $w_2$  uzunluğunun değişimi ile düşük frekanstaki birinci geniş bandın yeri hemen hemen sabit kalırken, diğer birinci ve ikinci dar band ile yüksek frekanstaki ikinci geniş band frekans ekseninde sağ tarafa doğru kaymaktadır.



Şekil 2.9: Yan hattın  $w_2$  uzunluğunun değişimi

Açık devre sonlandırılmı yan hattın  $w_3$  olarak adlandırılan uzunluğunun değişimi Şekil 2.10’da gösterilmektedir. Şekil 2.10’da görüldüğü gibi  $w_3$

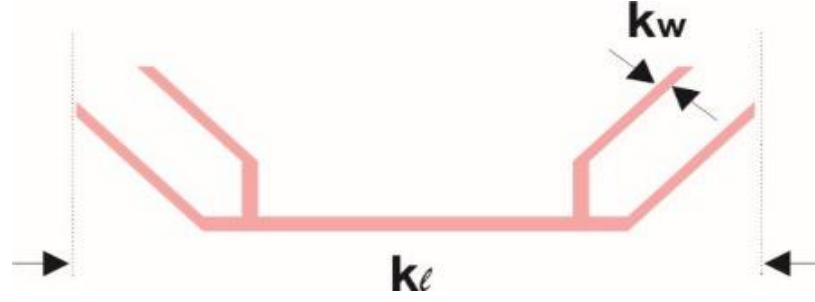
uzunluğunun değişimi ile düşük frekanstaki birinci geniş bandın yeri hemen hemen sabit kalırken, diğer birinci ve ikinci dar band ile yüksek frekanstaki ikinci geniş band frekans ekseninde yeri değişmektedir. açık devre sonlandırılmalı iletim hattının  $w_3$  uzunluğu arttıkça ikinci geniş band ile birinci ve ikinci dar band frekans ekseninde yüksek frekanslara doğru kaymaktadır.



Şekil 2.10: Yan hattın  $w_3$  uzunluğunun değişimi.

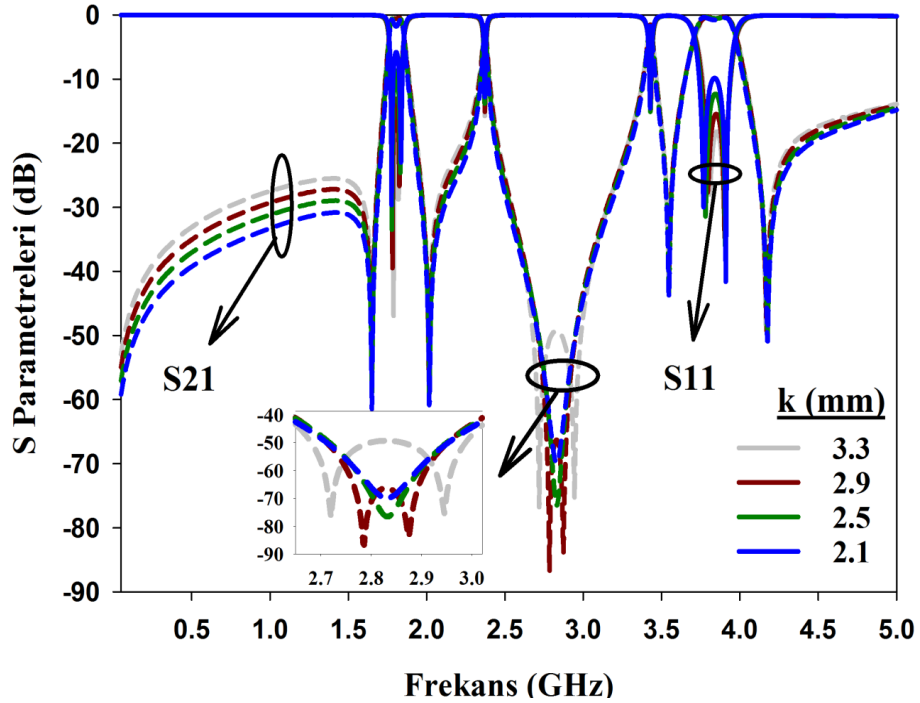
### 2.1.2 Çift Modlu Sekizgen Rezonatörün Kublaj Kolu Değişimine Bağlı Frekans Cevabı

Çift mod karakteristiğe sahip rezonatörde giriş ve çıkış kapılarından rezonatöre enerji aktarımı  $90^\circ$  ve  $270^\circ$  olacak şekilde yerleştirilmiş bir çift ortogonal besleme hattıyla gerçekleştirilmiştir. Besleme kolları Şekil 2.11’de verilmiştir. Rezonatördeki besleme kolları uzunluğu 9.9mm’dir. Rezonatörde dıştaki besleme kapasitesinin yetersiz kalması nedeniyle besleme kolları dıştan içe olacak şekilde yerleştirilmiştir. Rezonatörün iç tarafına beslemenin yapılabilmesi için kesilen noktalara hava bağlantı köprüleri kullanılmıştır. Böylece frekans cevabının optimizasyonunu sağlamaktır. Açık devre sonlandırılmalı bu kublaj kollarının başka bir avantajı da elektriksel uzunluğu arttırdığı için daha geniş durdurma bandı elde edilmesini sağlamaktır.



Şekil 2.11: Çift modlu rezonatörün kuplaj kolu.

Çift modlu rezonatörün kuplaj kolu uzunluğunun değişimine bağlı simülasyon cevapları Şekil 2.12’de verilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi kuplaj kolunun uzunluğu azaldıkça birinci ve ikinci geniş bandın modları birbirinden uzaklaşmaktadır. Ayrıca modların seviyeleri dB ekseninde yukarı çıkmaktadır. Bunun aksine kuplaj kolunun uzunluğu azaldıkça birinci ve ikinci dar bandın arasındaki loop seviyesi dB ekseninde azalmaktadır ve bu nedenle modlar birbirine yakınlaşmakta mod ayrışımı kaybolmaya başlamaktadır. Birinci ve ikinci dar band arasındaki mod ayrışımı kuplaj kolu uzunluğu ilk defa 2.9mm olduğunda gözükmemektedir. Mod ayrışımı, tam olarak seçilebilmesi için frekans aralığı daraltılarak grafiğin üstüne eklenmiştir.

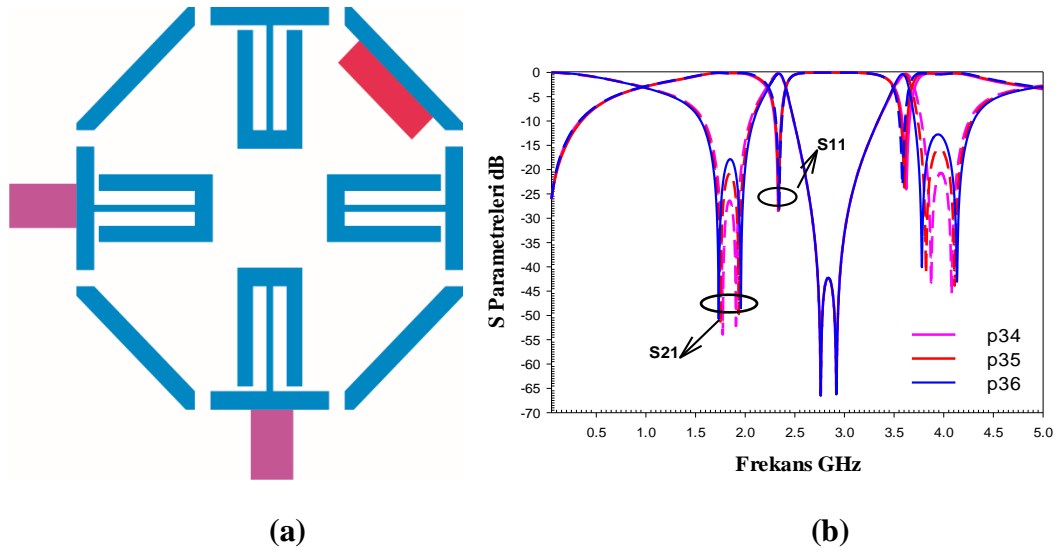


Şekil 2.12: Kuplaj kolu uzunluğunun değişimi.

Ayrıca, kuplaj kolunun uzunluğu arttıkça, birinci ve ikinci geniş banddaki mod çok az bir kayma ile yerinde hemen hemen sabit kalırken, birinci ve ikinci dar banddaki iletim sıfırlarının birbirinden uzaklaşmasıyla band genişliği artmaktadır.

### 2.1.3 Çift Modlu Sekizgen Rezonatörün Çift Mod Band Durduran Filtre Cevabı

Tez çalışmasında durdurma bandı oluşturmak için giriş çıkış portları rezonatöre direk olarak bağlanmıştır. Yapı Şekil 2.13'te gösterilmektedir. Rezonatörün dar bandları yan hat konfigürasyonları sayesinde durdurma bandları içerisinde oluşturulmuştur. Rezonatörün ilk ve üçüncü durdurma bandının modları pertürbasyon elemanı aracılığıyla ayarlanmıştır. Şekil 2.13 b'de pertürbasyon elemanın boyutlarının değişimiyle birinci ve üçüncü durdurma bandlarındaki mod değişimi gösterilmiştir. Bu yapıda dar bandlar tek kutupludur ve geçirme frekansları 2.36 GHz ve 3.46 GHz'dir.



Şekil 2.13: a) Band durdurucu filtre yapısı b) Pertürbasyon değerleri için filtre cevabı.

### **3. ELEKTRONİK OLARAK AYARLAMA DURUMU**

Gelecekte, kavramsal radyo ve mobil iletişim sistemleri ile elektronik olarak ayarlanabilir filtreler önemli rol oynayacaktır (Yangping Zhao ve diğ. 2012).

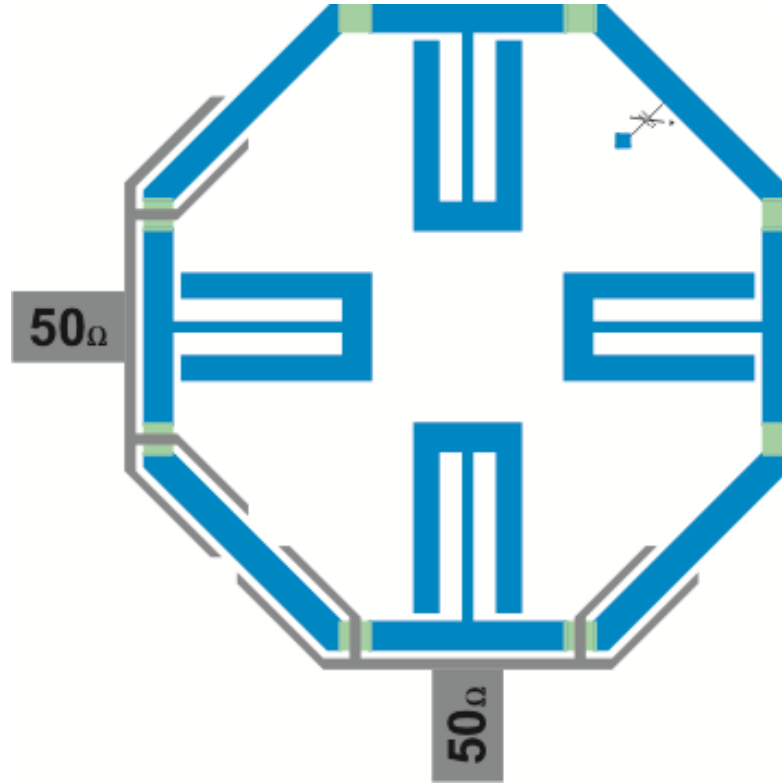
Ayarlanabilir radyo frekans pasif bileşenlerine olan ilgi mikrodalga ve milimetrik dalga uygulamalarını canlandırmıştır. Piyasalardaki hareketlenmelerde filtreler, kuplörler gibi ayarlanabilir mikrodalga bileşenlerin büyük oranda ticarileşmesine yöneliktir. Fakat ayarlanabilir mikrodalga bileşenler genelde dar bantlıdır ve küçük frekans ayarlama alanı sunarlar. Bu durumda bu bileşenleri, pratik uygulamalarda gerekli işlem frekanslarının tümünü kapsayacak, yeteri kadar geniş ayarlama alanına sahip ayarlanabilir bileşenleri dizayn etmeyi daha cazip kılmaktadır (Djoumessi ve diğ. 2006).

Gelecek kablosuz sistemler ve akım kabiliyetinin gelişimi mikrodalga filtrelerin önemini arttırması nedeniyle elektronik olarak ayarlanabilir filtreler, araştırmalar için daha cazip hale gelmiştir. Kompakt ayarlanabilir filtreleri geliştirmek için, çift mod mikroşerit rezonatörlü ayarlanabilir filtreler ilgi çekicidir. Bunun nedeni her çift mod rezonatöre bir çift kat ayarlı rezonatör devresi olarak kullanılabilmesinden kaynaklanmaktadır (Tang ve Hong 2010). Çoklu band ayarlanabilir filtreler tek bir devreyle farklı iletişim standartlarını kapsadığı için büyük bir trend olmaya başlamıştır. Ayarlanabilir filtreler üzerindeki kapsamlı araştırmalar son yıllarda tamamlanmıştır. Fakat çift mod ayarlanabilir filtreler hala eksiklikler vardır. Çift mod filtreleri sabit band genişliğiyle dizayn etmek için çift band teknolojisine ve sabit band genişliğine sahip ayarlanabilir teknolojiye ihtiyaç duyulmaktadır (Yangping Zhao ve diğ. 2012), (Djoumessi ve diğ. 2006).

#### **3.1 Sekizgen Şeklindeki Rezonatörde Pertürbasyon Elemanı Yerine Varaktör Diyot Kullanılması**

Mikrodalga filtrelerin eşdeğer devre parametreleri elde edilirken kondansatör, bobin gibi elektronik devre elemanlarından yararlanır. Bunun sebebi rezonatörün

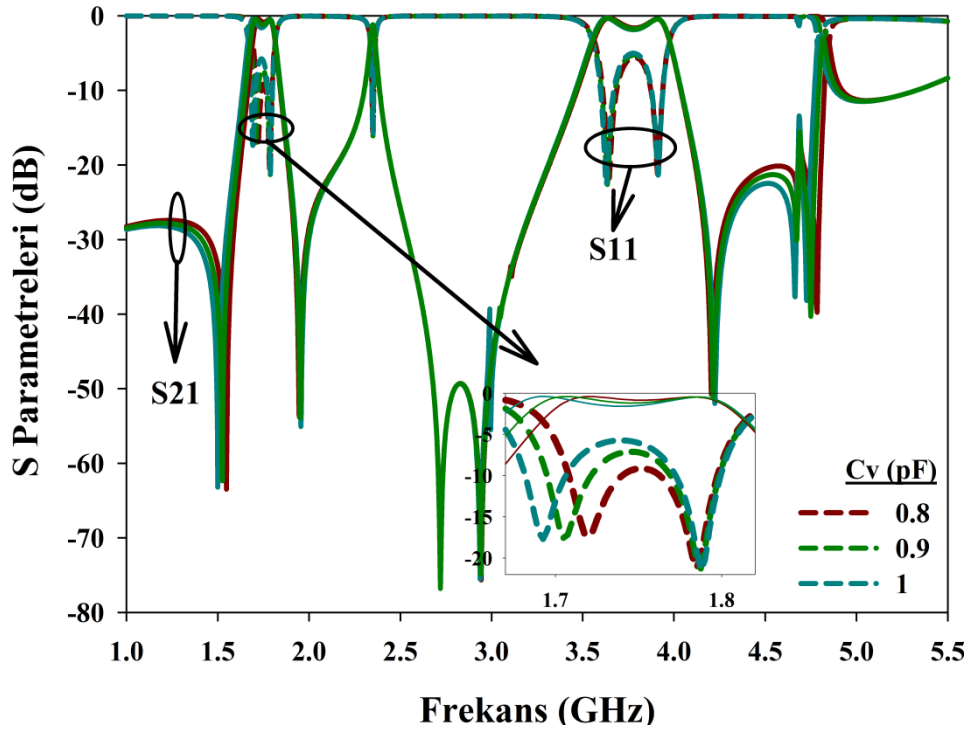
simetrikliğini bozmayacak şekilde yerleştirilen yama şeklindeki bir pertürbasyon elemanının bir kapasitif etki oluştururken, yarık ya da köşe kesim şeklindeki bir pertürbasyon elemanın da indüktif etki oluşturmasıdır. Bununla birlikte rezonatörde yama şeklinde bir pertürbasyon elemanı kullanıldığında iletim sıfırları reel frekanslarda oluşurken, yarık ya da köşe kesim şeklindeki bir pertürbasyon elemanı kullanıldığında iletim sıfırları kompleks frekans düzleminin imajiner eksendeki frekanslara taşınmaktadır. Şekil 3.1’de pertürbasyon elemanı yerine varaktör diyod eklenmiş rezonatör yapısı verilmiştir.



Şekil 3.1: Sekizgen şeklindeki çift mod rezonatörde yama şeklindeki pertürbasyon elemanı yerine varaktör diyod kullanımı

Sekizgen şeklindeki çift mod rezonatörde kullanılan varaktör diyod aslında bir kondansatör değil, diyod kullanılarak oluşturulmuş bir elemandır. Ancak jonksiyon (PN yüzey birleşmeli) diyotlara ters gerilim uygulandığı zaman temas yüzeyinde nötr bölge oluşur ve kondansatör gibi davranır ve kapasitif değer alır. Ayrıca gerilim kontrollüdür, uygulanan gerilim değeri büyüdükçe kapasite değerleri düşer. Bu nedenle değişken kapasiteli diyod olarak da bilinen bu elemanın, gerilime bağlı olarak kapasitesi değiştiği için varaktör diyod olarak da adlandırılmıştır.

Tez çalışmasında sekizgen şeklindeki yapıda yama şeklindeki pertürbasyon elemanı yerine varaktör diyod kullanılmıştır. Şekil 3.2’de kullanılan varaktör diyodun ( $C_v$ ) kapasite değişimlerine bağlı cevabı verilmiştir.  $C_v$  kapasite değeri 0.8pF, 0.9pF ve 1pF olarak alınmıştır. Bu durumda birinci geniş bandın dB seviyeleri, kapasite değeri arttıkça, yükselirken, ikinci geniş bandın seviyeleri hemen hemen değişmemektedir. Ayrıca birinci geniş bandın band genişliği,  $C_v$  kapasite değeri artırılması bağlı olarak artmaktadır. Birinci geniş bandın merkez frekansları, 0.8pF, 0.9pF ve 1pF’da sırasıyla, 1.7525 GHz, 1.745 GHz ve 1.74 GHz’dir. Birinci geniş bandın dB seviyelerindeki değişim daha iyi seçilebilmesi için frekans aralığı daraltılarak Şekil 3.2 üzerine eklenmiştir.

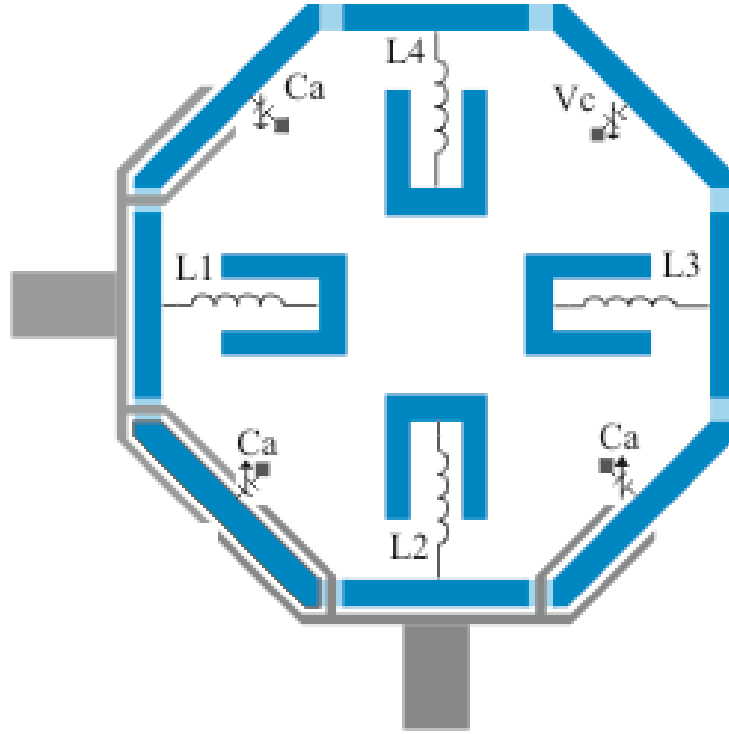


Şekil 3.2: Varaktör diyodun kapasite değerinin değişimi



### 3.2 Sekizgen Şeklindeki Rezonatörde Dört Varaktör Diyot ve Yan Hatlara Bobin Eklenmesi Durumu

Sekizgen şeklindeki rezonatörün dört kenarına varaktör diyot ve yan hatlara bobin eklenmiştir. Yapı Şekil 3.3'te verilmiştir. Rezonatörün yan hatlarında kullanılan elektronik eleman olan bobinlerin kullanımı, kullanılan iletim hatlarından daha fazla indüktif etki göstermiştir. Bu nedenle rezonatörün boyutları değiştirilmede bobinlerin etkilerinden ötürü boyutları artmış gibi davranarak düşük frekanslara kaymıştır. Burada pertürbasyon elemanı yerine kullanılan varaktör diyot hariç diğer varaktör diyotların değerleri aynı seçilerek değerler belirlemiştir. Yan hatlara bağlı bobin değerlerinin ise dördünün birden değerleri aynı alınarak frekans değişimleri verilmiştir.

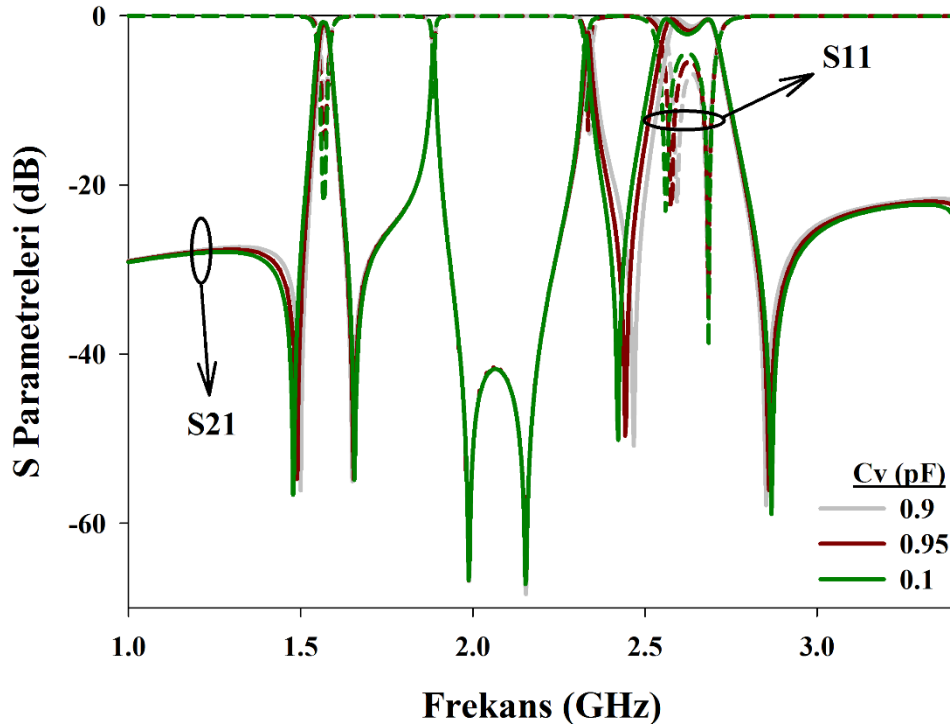


Şekil 3.3: Eklenen dört varaktör diyod ve dört bobine sahip sekizgen şeklindeki çift mod rezonatör

Sekizgen şeklindeki rezonatörün dört kenarına varaktör diyot ve yan hatlara bobin eklenmiştir. Rezonatörün yan hatlarında kullanılan elektronik eleman olan bobinlerin kullanımı, kullanılan iletim hatlarından daha fazla indüktif etki göstermiştir. Bu nedenle rezonatörün boyutları değiştirilmede bobinlerin etkilerinden ötürü boyutları artmış gibi davranarak düşük frekanslara kaymıştır. Burada

pertürbasyon elemanı yerine kullanılan varaktör diyot hariç diğer varaktör diyotların değerleri aynı seçilerek değerler belirlemiştir. Yan hatlara bağlı bobin değerlerinin ise dördünün birden değerleri aynı alınarak frekans değişimleri verilmiştir.

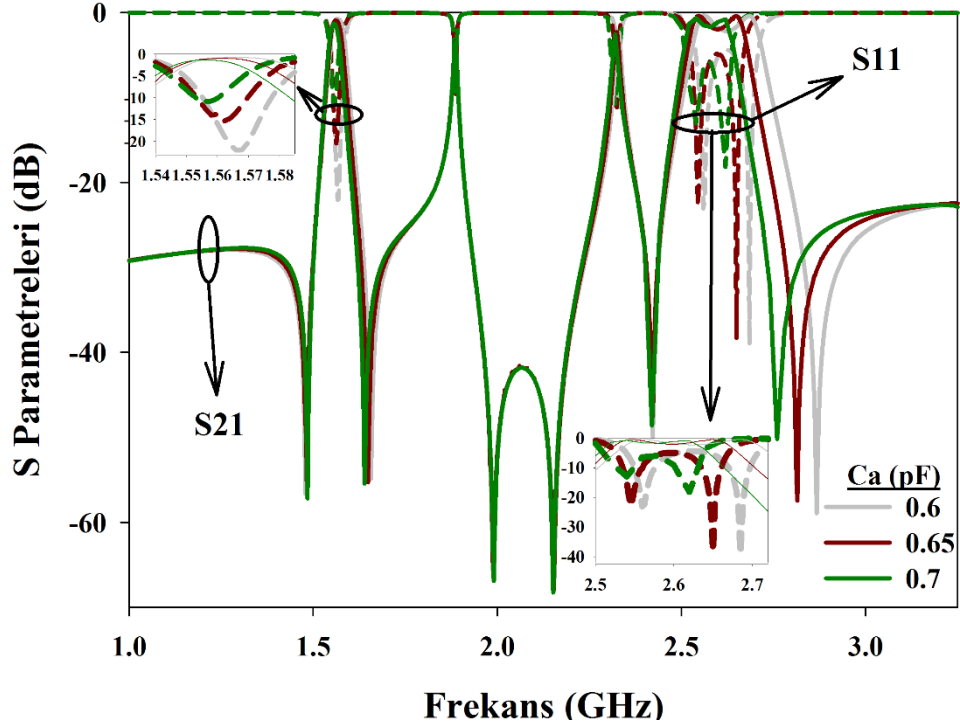
Şekil 3.4’de, Şekil 3.3’te verilen yapının simülasyon sonuçları verilmiştir. Dört varaktör diyotlardan sadece pertürbasyon elemanı yerine kullanılan varaktör diyodun değerinin değişimine bağlı simülasyon sonuçları verilmiştir. Şekil 3.4’te simülasyon sonuçları verilen yapıda yan hatlara bağlı bobin değerleri 8 nH, diğer dört kenara bağlı varaktör diyotta üç tanesi 0.6 pF, pertürbasyon elemanı yerine kullanılan varaktör diyodun ( $C_v$ ) değeri ise sırasıyla 0.9pF, 0.95pF ve 1pF olarak seçilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi  $C_v$  değeri arttıkça birinci ve ikinci dar band değişmezken, birinci ve ikinci geniş bandın band genişlikleri artmıştır.



Şekil 3.4: Dört varaktöre sahip sekizgen rezonatörün pertürbasyon yerine kullanılan varaktör diyodun kapasite değerinin değişimi

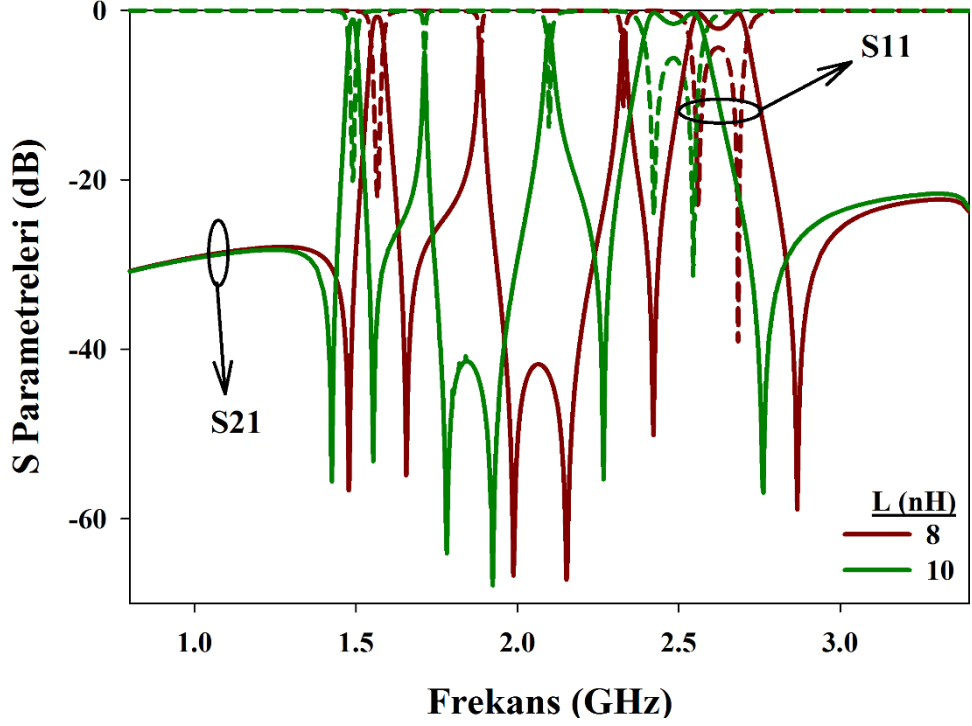
Şekil 3.5’te pertürbasyon elemanı yerine kullanılan  $C_v$ ’nin değeri değiştirilmezken, diğer üç varaktör diyod ( $C_a$ )’nın değerleri 0.6pF, 0.65pF ve 0.7pF olarak seçilmiştir. Burada pertürbasyon elemanı yerine kullanılan  $C_v$  değeri 1pF ve bobinlerin değerleri 8nH olarak seçilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi  $C_a$ ’nın kapasite değerleri arttırıldıkça birinci geniş bandın band genişliği ve iletim

sıfırlarının yeri değişmezken, merkez frekansı alçak frekanslara doğru kaymıştır. İkinci geniş bandın ise band genişliği azalmakta ve merkez frekansı alçak frekanslara doğru kaymaktadır. Birinci ve ikinci dar bandın ise frekans ve band genişliklerinde bir değişme olmamaktadır.



Şekil 3.5: Dört varaktöre sahip sekizgen rezonatörün pertürbasyon yerine kullanılan varaktör diyod hariç diğer varaktör diyodların kapasite değerinin değişimi

Yan hatlara bağlanan bobin elemanlarının değerlerinin değişimine bağlı simülasyon sonuçları Şekil 3.6'da verilmiştir. Burada yapıya bağlı olan diğer elektronik eleman varaktör diyotların değerleri değiştirilmezken, bobin değerleri değiştirilmiştir. Pertürbasyon elemanı yerine kullanılan Cv değeri 1pF, diğer varaktör diyotlar Ca değeri 0.6 pF olarak seçilmiştir. Bobin değerleri ise 8nH ve 10nH alınarak frekanstaki değişim Şekil 3.6' da verilmiştir. Şekil 3.6'da görüldüğü gibi bobin değeri arttığı zaman dört band birden düşük frekanslara kaymaktadır. Aynı zaman da birinci ve ikinci dar bandlar, birinci ve ikinci geniş bandlara yaklaşmaktadır.

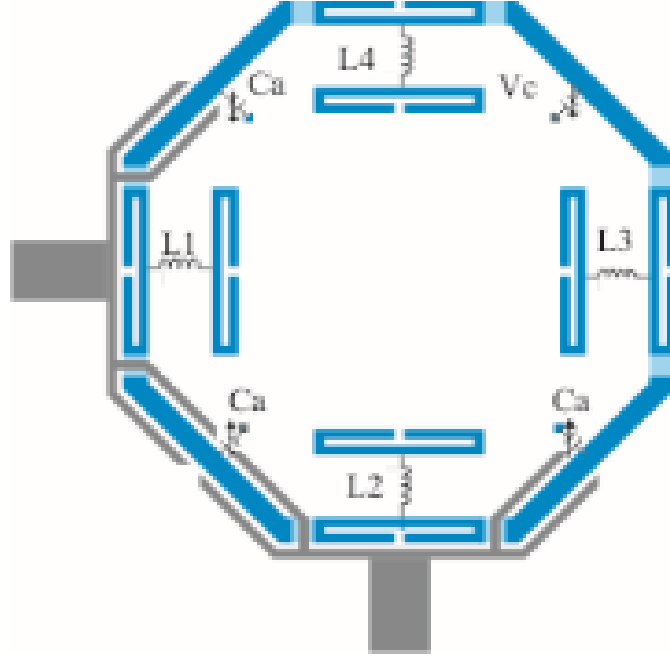


Şekil 3.6: Dört varaktöre sahip sekizgen rezonatörde kullanılan bobin değerlerinin değişimi

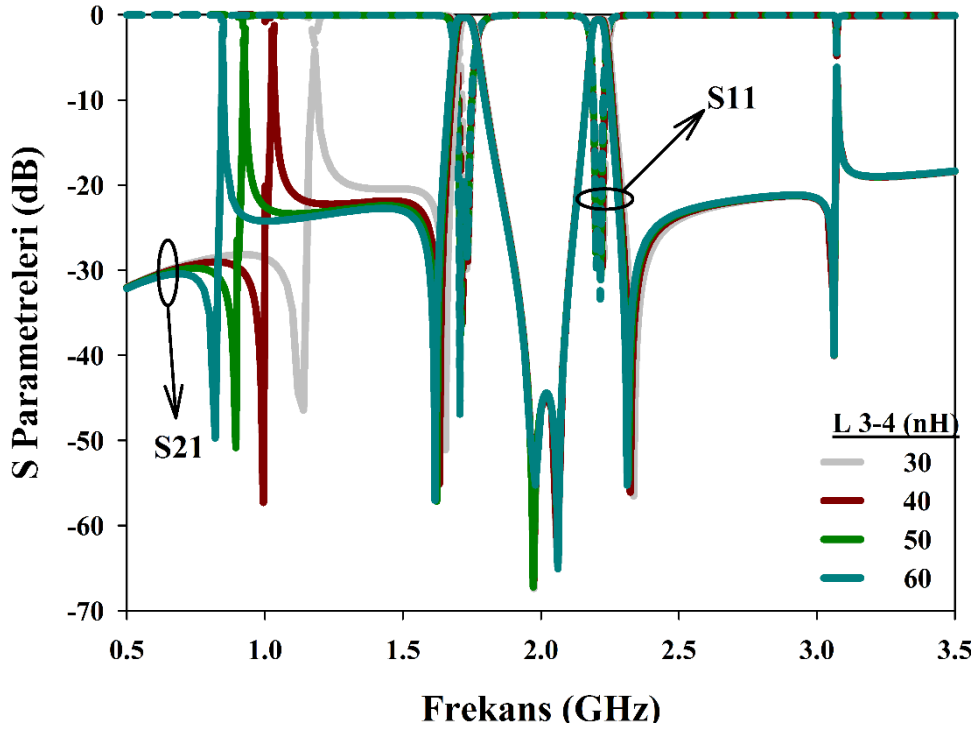
### 3.3 Sekizgen Şeklindeki Rezonatörde Dört Varaktör Diyot ve Yeni Dizayn Edilmiş Yan Hatlara Bobin Eklenmesi Durumu

Elektronik ayarlama örneği olacak yeni yan hat konfigürasyonlarına sahip çift mod rezonatör yapısı Şekil 3.7’de verilmiştir. Şekil 3.7’de verilen yapının simülasyon sonucu Şekil 3.8’de verilmiştir.

Kıvrılarak yerleştirilmiş yan hatlarla rezonatör arasına bağlanan bobinlerden L3, L4 olarak adlandırılan bobin değerleri sırasıyla 30nH, 40nH, 50nH ve 60nH olarak alınmıştır. Bu durumda L1, L2 bobin değerleri 10nH, Ca varaktör diyodların değerleri 5.8 pF ve Vc değeri 1.19pF olarak alınmıştır. Simülasyon sonuçları Şekil 3.8’de verilmiştir. Şekil 3.8’de görüldüğü gibi L3, L4 bobin değerleri arttıkça geniş bandların merkez frekansları değişmemektedir. Birinci dar bandın frekansları alçak frekanslara doğru giderken, ikinci dar bandın frekans değeri değişmemektedir.



Şekil 3.7: Yeni yan hat konfigürasyonuna sahip sekizgen şeklinde çift mod rezonatör



Şekil 3.8: L3-4 Bobin değerlerinin değişimi

Simülasyon sonucu Şekil 3.8'de görünen yapının geniş band frekansları Tablo 3.1 ve Tablo 3.2'de verilmiştir. Tabloda görülen  $f_0$ ,  $f_{0-1}$  ve  $f_{0-2}$  frekansları temsil etmektedir ve birimi GHz'dir. Bu frekanslardan  $f_0$  merkez frekansını,  $f_{0-1}$  ve  $f_{0-2}$  oluşan mod ayrışımalarının kutuplarının frekans değerlerini vermektedir. Tabloda

görülen RL değeri geri dönüş kaybını, IL değeri ekleme kaybı değerini temsil etmektedir.

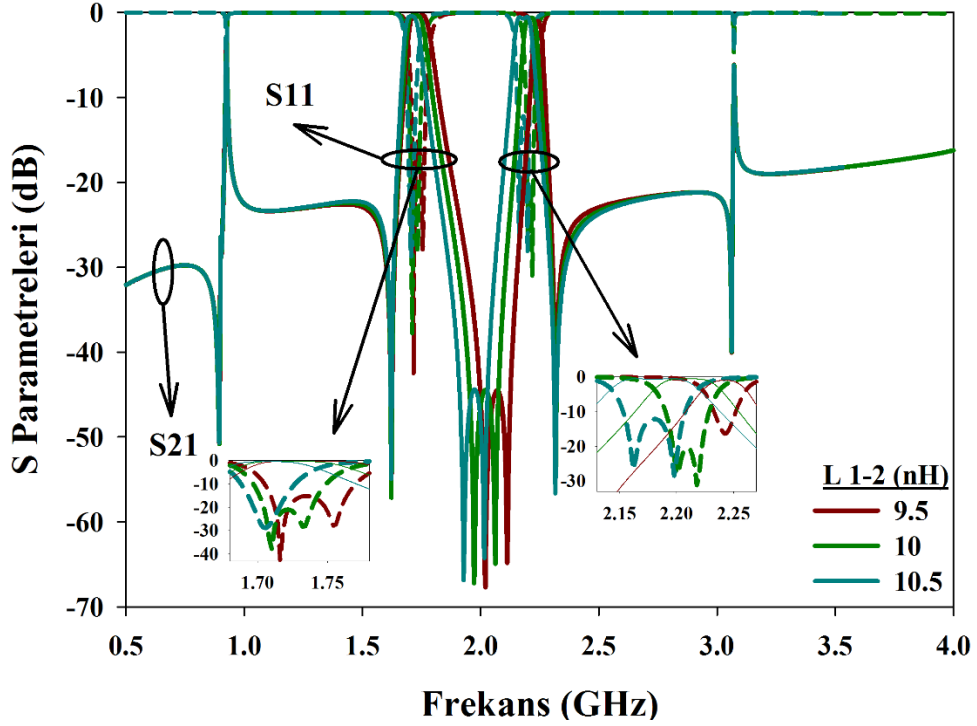
Tablo 3.1: L3, L4 bobin değerlerinin 30nH ve 40nH değerini aldıkları durumda geniş band frekansları cevapları

L3-4=30nH						L3-4=40nH				
	$f_0$	$f_{0-1}$	$f_{0-2}$	RL (dB)	IL(dB)	$f_0$	$f_{0-1}$	$f_{0-2}$	RL (dB)	IL(dB)
1. band	1.73	-	-	-28,8569	-0,3857	1,724	1,716	1,734	-24,3136	-0,354
2. band	2,213	2,199	2,228	-13,4386	-0,6943	2,211	2,2	2,222	-17,1070	-0,6270
1.notch	1,18	-	-	-3,4369	-4,2407	1,028	-	-	-10,574	-2,8097
2. notch	3,0726	-	-	-4,7566	-6,2353	3,0721	-	-	-4,8044	-6,1954

Tablo3.2: L3, L4 bobin değerlerinin 50nH ve 60nH değerini aldıkları durumda geniş band frekansları cevapları

L3-4=50nH						L3-4=60nH				
	$f_0$	$f_{0-1}$	$f_{0-2}$	RL (dB)	IL(dB)	$f_0$	$f_{0-1}$	$f_{0-2}$	RL (dB)	IL(dB)
1. band	1.722	1.71	1.732	-21.029	-0.357	1,72	1,706	1,732	-19,629	-0,353
2. band	2.21	2.2	2.218	-20,3109	-0.6110	2,209	2,202	2,16	-23,2637	-0,6114
1.notch	0.9244	-	-	-9.7631	-3.3073	0,8466	-	-	-8,7147	-3,7814
2. notch	3.072	-	-	-4.679	-6.1724	3,0715	-	-	-4,8661	-6,1576

L1, L2 bobin değerlerinin değişimlerine bağlı simülasyon sonuçları Şekil 3.9'da verilmiştir. L3, L4 olarak adlandırılan bobin değerleri 50nH olarak alınmıştır. Bu durumda L1, L2 bobin değerleri sırasıyla 9.5nH, 10nH, 10.5nH olarak alınmıştır. Ca varaktör diyodların değerleri 5.8 pF ve Vc değeri 1.19pF olarak alınmıştır. Şekilde de görüldüğü gibi L1, L2 bobin değerleri arttıkça geniş bandların merkez frekansları alçak frekanslara doğru giderken, birinci ve ikinci dar bandın merkez frekansları değişmemektedir. Geniş bandların merkez frekanslarındaki değişimin daha iyi anlaşılabilmesi için frekans aralığı daraltılarak Şekil 3.9 üzerine eklenmiştir.



Şekil 3.9: L1-2 bobin değerlerinin değişimi

Şekil 3.9’da görülen L1,L2 bobin değerlerinin değişimi ile geniş bandların frekanslarının nasıl değiştiği Tablo 3.3 ve Tablo 3.4’te verilmiştir.

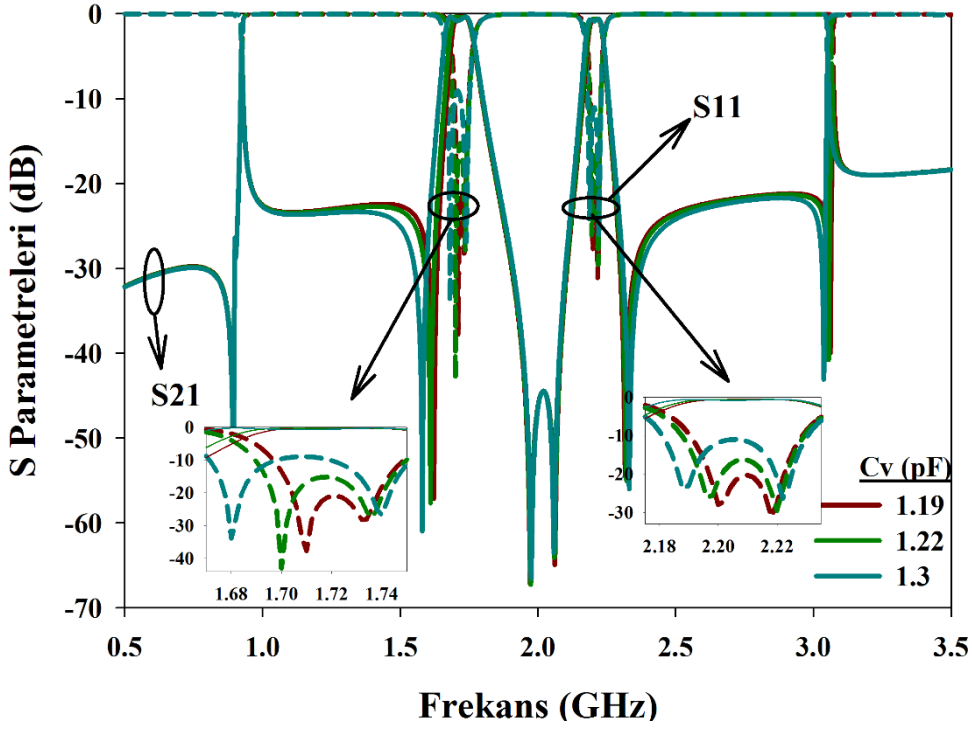
Tablo 3.3: L1, L2 bobin değerlerinin 9.5 nH ve 10 nH değerini aldıkları durumda geniş band frekansları cevapları

	L1-2=9.5nH					L1-2=10nH				
	$f_0$	$f_{0-1}$	$f_{0-2}$	RL (dB)	IL(dB)	$f_0$	$f_{0-1}$	$f_{0-2}$	RL (dB)	IL(dB)
1. band	1.734	1.716	1.754	-15.188	-0.4	1.722	1.71	1.732	-21.029	-0.357
2. band	2.244	-	-	-16.229	-1	2.21	2.2	2.218	-20.3109	-0.6110
1.notch	0.924	-	-	-4.79	-6.147	0.9244	-	-	-9.7631	-3.3073
2. notch	3.072	-	-	-4.79	-6.147	3.072	-	-	-4.679	-6.1724

Tablo 3.4: L1, L2 bobin değerlerinin 10.5 nH değerini aldıkları durumda geniş band frekansları cevapları

	L1-2=10.5nH				
	$f_0$	$f_{0-1}$	$f_{0-2}$	RL (dB)	IL(dB)
1. band	1.706	-	-	-28.838	-0.4
2. band	2.18	2.162	2.198	-12.197	0.69
1.notch	0.924	-	-	-9.019	-3.455
2. notch	3.072	-	-	-4.566	-6.205

Cv varaktör diyodunun değışim sonuçlar Şekil 3.10' da verilmiştir. Bu simülasyonlar yapılırken Cv varaktör diyodu değeri dışında diğereğerler sabit tutulmuştur. L1, L2 değeri 10nH, L3, L4 değeri 50nH ve Ca değeri 5.8 pF olarak alınmıştır. Simülasyon sonuçlarından da görüldüğü gibi geniş bandlar, Cv değeri arttıkça düşük frekanslara doğru gitmektedir. Birinci dar bandın merkez frekansı değışmezken, ikinci dar bandın merkez frekansı çok az sağa doğru kaymaktadır.



Şekil 3.10: Cv varaktör diyod değerinin değışimi

Şekil3.10'da görülen Vc varaktör diyodun değerine ilişkin değışimlerin daha iyi incelenebilmesi için bandların frekans cevapları Tablo 3.5 ve Tablo 3.6'da verilmiştir.

Tablo 3.5: Vc varaktör diyot değerinin 1.19pF ve1.22pF değerini aldıkları durumda geniş band frekansları cevapları

	Cp=1.19pF					Cp=1.22pF				
	f <sub>0</sub>	f <sub>0-1</sub>	f <sub>0-2</sub>	RL (dB)	IL(dB)	f <sub>0</sub>	f <sub>0-1</sub>	f <sub>0-2</sub>	RL (dB)	IL(dB)
1. band	1.722	1.71	1.732	-21.029	-0.357	1.718	1.7	1.736	-15.2410	-0.4251
2. band	2.21	2.2	2.218	-20.3109	-0.6110	2.208	2.197	2.22	-16.3112	-0.6359
1. notch	0.9244	-	-	-9.7631	-3.3073	0.9244	-	-	-9.7323	-3.3210
2. notch	3.072	-	-	-4.679	-6.1724	3.066	-	-	-5.1905	-5.9013



Tablo 3.6:  $V_c$  varaktör diyot değerinin 1.3pF değerini aldıkları durumda geniş band frekansları cevapları

Cp=1.3pF					
	$f_0$	$f_{0-1}$	$f_{0-2}$	RL (dB)	IL(dB)
1. band	1.708	1.68	1.74	-9.049	-0.8138
2. band	2.205	2.189	2.222	-11.02	-0.8557
1.notch	0.9243	-	-	-9.6697	-3.3527
2. notch	3.052	-	-	-6.1148	-5.0024

## 4. ÇİFT TEK MOD EMPEDANS ANALİZİ

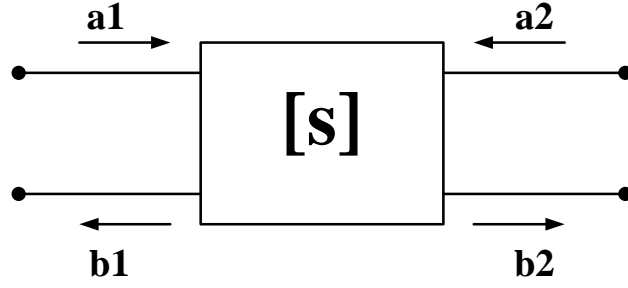
Mikrodalga filtrelerin yer aldığı literatür incelendiğinde, filtrelerin frekans cevabını elde etmek için rasyonel fonksiyonlar, çift (even) ve tek (odd) mod empedans formülleri gibi çeşitli yöntemlerden faydalandığı görülmektedir.

Bu çalışmada önerilen filtreye ait frekans cevabını elde etmek için çift ve tek mod empedans formülleri yönteminden yararlanılacaktır. Bunun için öncelikle çift ve tek mod empedans formülleriyle ilgili bilgi verilecek ve bir yama pertürbasyon elemanına sahip kare halkanın frekans cevabı elde edilecektir. Elde edilen bilgiler doğrultusunda açık devre sonlandırmalı yan hatlara sahip önerilen filtre yapısına ait çift ve tek mod eşdeğer yarı devre modellerinden çift-tek mod empedans formülleri türetilecektir.

### 4.1 Çift ve Tek Empedans Formülleri

#### 4.1.1 S Parametreleri

Yüksek frekanslara doğru gidildiğinde devrelerde kapıların AD ya da KD koşulunu sağlaması zorlaşmakta. Bunun temel nedeni artık elektromanyetik ışımanın önem kazanması ve KD ya da AD koşuluna sahip bir kapıdan EM ışımanın gerçekleşmesi. Bu nedenle yüksek frekans, başka bir deyişle mikrodalga devrelerinde ışıma sorununu ortadan kaldıracak ve devre mantığı yerine EM dalga mantığını kullanan dağılmış (S) parametrelili devre analizi kullanılır. S parametreleri kapılardan içeri giren ve kapılardan dışarıya çıkan/yansıyan gerilim dalgaları üzerine inşa edilmiştir. Şekil 4.1’de 2 kapılı bir devre için kapılardan giren ve yansıyan normalize gerilim dalgaları ile S parametrelerin denklemleri verilmiştir.



Şekil 4.1: İki kapılı bir devre için empedans parametreleri

Bu iki kapılı devre için S parametreleri

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (4.1)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (4.2)$$

Bu iki kapılı devre için açık halde yazıldığında  $[b] = [S]X[a]$

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (4.3)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (4.4)$$

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

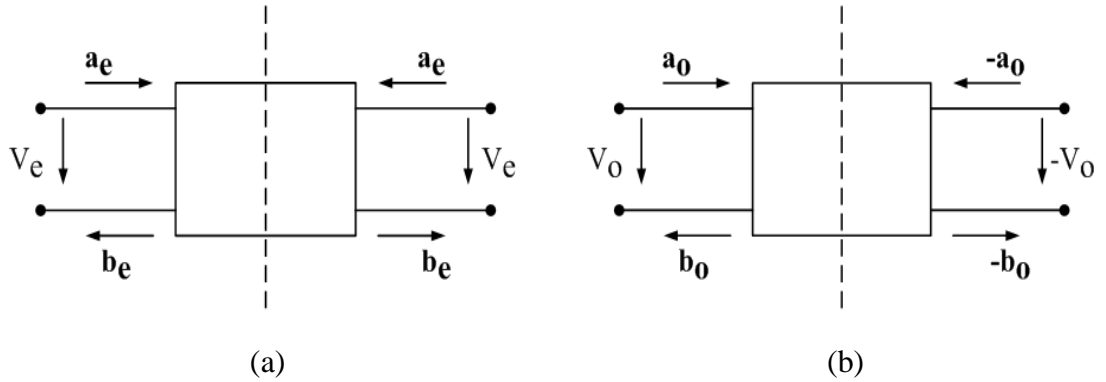
$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}, (a_2 = 0) \quad (4.5)$$

şeklinde elde edilir. İki kapısında giren gerilim dalgasının ( $a_2$ ) sıfır olması bu kapının uygun sonlandırılması demek. Mikrodalga devrelerinde uygun sonlandırma demek o kapının sahip olduğu kendi karakteristik empedansı ile sonlandırılması demektir. İki kapılı devrenin diğer üç S parametresi de benzer koşullarda (4.3) ve (4.4) eşitliklerinden çıkarılır (Sevgi 2006).

Bir yapının çift ve tek mod uyartımlı S parametrelerini elde etmek için yukarıda anlatılan adımlar uygulanır. Eğer yapı simetrik ise iki eşit parça olacak

şekilde simetrisinden yapıyı ikiye bölmek uygun olur. Çift uyarım uygulanmış yapı Şekil 4.2a'da verilmiştir. Simetrik olan yüzler açık devre edilir ve açık devre edilmiş bir kapı ile iki yarım yapı iki aynı bir kapı olur. Benzer şekilde tek mod uyarım Şekil 4.2b'de gösterilmiştir. Tek mod uyarımda simetrik ara yüzler kısa devre edilir ve diğer kapının kısa devre edilmesiyle iki yarım yapı, iki aynı bir kapı olur.

Simetrik olan bir ve iki kapılı bir yapıya uygulanan herhangi bir uyarım, çift ve tek mod uyarımların doğrusal kombinasyonlarıyla elde edilebilir. Yapı analizi ilk olarak bir kapılı devrenin çift ve tek mod analizleriyle basitleştirilip ve çift ve tek mod yapı parametrelerinden iki kapılı yapının parametreleri aşağıdaki denklem adımlarında sırasıyla verilmiştir.



Şekil 4.2: Simetrik iki kapılı yapı a) Çift mod uyarımlı açık devre edilmiş yapı, b) Tek mod uyarımı kısa devre edilmiş yapı

Bir kapılı yapının çift tek mod parametreleri,

$$\mathbf{S}_{11e} = \frac{b_e}{a_e} \quad \mathbf{S}_{11o} = \frac{b_o}{a_o} \quad (4.6)$$

Buradaki e ve o alt simgeleri sırasıyla çift ve tek mod parametrelerini temsil etmektedir. Simetrik yapı için dalga değişkenlerinin ilişkisini göstermek gerekirse,

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_1 &= \mathbf{a}_e + \mathbf{a}_o & \mathbf{a}_2 &= \mathbf{a}_e - \mathbf{a}_o \\ \mathbf{b}_1 &= \mathbf{b}_e + \mathbf{b}_o & \mathbf{b}_2 &= \mathbf{b}_e - \mathbf{b}_o \end{aligned} \quad (4.7)$$

Eğer  $a_2=0$  kabul edilirse (4.6) ve (4.7) eşitlikleri kullanılarak aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_1 &= 2\mathbf{a}_e = 2\mathbf{a}_o \\ \mathbf{b}_1 &= \mathbf{S}_{11e}\mathbf{a}_e + \mathbf{S}_{11o}\mathbf{a}_o \\ \mathbf{b}_2 &= \mathbf{S}_{11e}\mathbf{a}_e - \mathbf{S}_{11o}\mathbf{a}_o \end{aligned} \quad (4.8)$$

(4.8) eşitliklerini 2 kapılı devrenin (4.1) ve(4.2)eşitlikleri içerisine yazarak aşağıdaki denklemleri elde ederiz.

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{11} &= \frac{1}{2}(\mathbf{S}_{11e} + \mathbf{S}_{11o}) \\ \mathbf{S}_{21} &= \frac{1}{2}(\mathbf{S}_{11e} - \mathbf{S}_{11o}) \\ \mathbf{S}_{22} &= \mathbf{S}_{11} \quad \mathbf{S}_{12} = \mathbf{S}_{21} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Bu (3.9) eşitliği yapının simetrik olduğunu gösterir.

Yapı analizi ya da sentezinde S parametrelerinin tanımı Z empedansı cinsinden yazılabilir. Çift ve tek mod bir kapılı yapının  $Z_{ine}$  ve  $Z_{ino}$  giriş empedanslarını kullanarak yazılırsa,

$$\mathbf{S}_{11e} = \frac{Z_{ine} - Z_{01}}{Z_{ine} + Z_{01}} \quad \mathbf{S}_{11o} = \frac{Z_{ino} - Z_{01}}{Z_{ino} + Z_{01}} \quad (4.10)$$

Denklemdaki  $Z_{in}$  yapının 1. Kapısından bakıldığında görünen giriş empedansı  $Z_{in}=V_1/I_1$  'dir.

(4.9) eşitliğindeki  $\mathbf{S}_{11}$  ve  $\mathbf{S}_{21}$  denklemlerinin içerisine (4.10) eşitliğindeki  $\mathbf{S}_{11e}$  ve  $\mathbf{S}_{11o}$  denklemlerini yazarak genel  $\mathbf{S}_{11}$  ve  $\mathbf{S}_{21}$  denklemleri aşağıdaki gibi elde edilebilir (Hong ve Lancaster 2001)

$$\mathbf{S}_{11} = \mathbf{S}_{22} = \frac{Z_{ine}Z_{ino} - Z_{01}^2}{(Z_{ine} + Z_{01}) * (Z_{ino} + Z_{01})} \quad (4.11)$$

$$S_{21} = S_{12} = \frac{Z_{ine}Z_{o1} - Z_{ino}Z_{o1}}{(Z_{ine} + Z_{o1}) * (Z_{ino} + Z_{o1})} \quad (4.12)$$

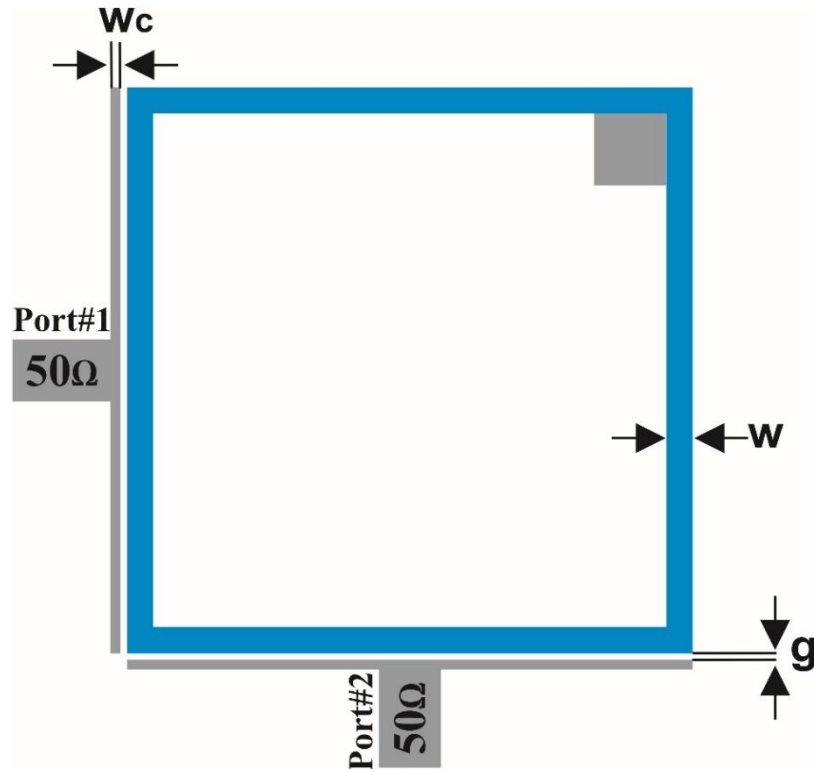
Denklemden kullanılan  $Z_{in}$  giriş empedans formülü aşağıda tanımlanmıştır.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\theta)}{Z_0 + jZ_L \tan(\theta)} \quad (4.13)$$

(4.13) eşitliğinde  $Z_L$  terimi yük empedansını,  $\theta$  terimi ise iletim hattının elektriksel uzunluğunu tanımlamaktadır.

#### 4.2 Yama (Pertürbasyon) Elemanına Sahip Kare Halka Rezonatörün Çift Tek Mod Empedans Analizi

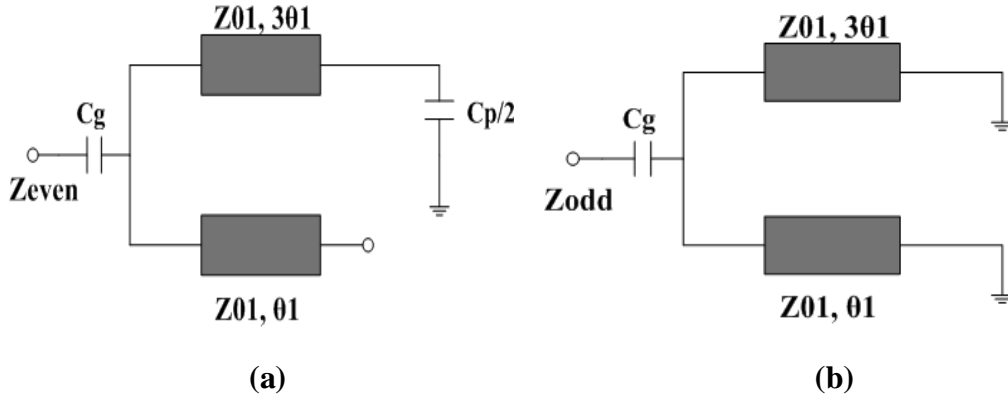
Şekil 4.3'te yama (pertürbasyon) elemanına sahip kare halka rezonatör verilmiştir.



Şekil 4.3: Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatör

Şekil 4.3'te görülen kare rezonatörün giriş çıkış portları aralarındaki açı  $90^\circ$  olacak şekilde ve çeyrek dalga boyunda yerleştirilmiştir. Buna göre Şekil 4.4'te görülen çift tek mod eşdeğer yarı devre modelleri çizilirken, öncelikle yapı simetri ekseninden eşit iki parça olacak şekilde bölünmüştür. Bölündükten sonra parçanın bir tanesinde pertürbasyon elemanına kadar olan uzaklığın elektriksel uzunluğu diğer parçanın elektriksel uzunluğunun üç katı kadardır.

Kare rezonatör kullanılarak oluşturulmuş filtrenin bir kenarının ortalama uzunluğu 16.5mm, genişliği 0.8mm'dir. ayrıca filtrenin merkez frekansı 2.25GHz ve kesirsel band genişliği yüzde dokuzdur. Bunlar göz önüne alınarak Şekil 4.4a ve 4.4b'deki eşdeğer devre modellerine göre rezonatörün çift mod ve tek mod empedans formülleri aşağıdaki gibi olacaktır.



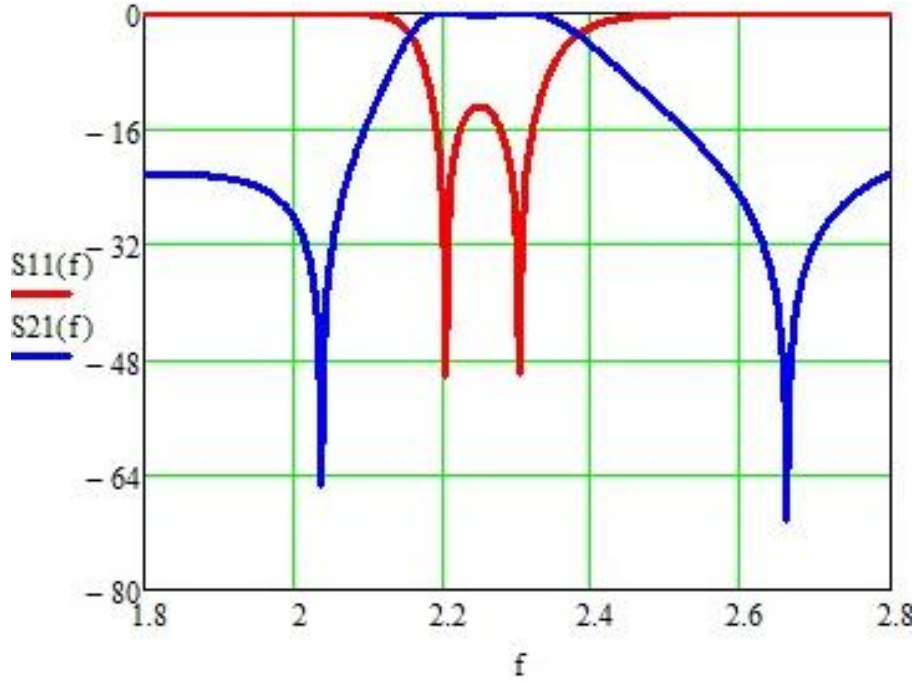
Şekil 4.4: Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatörün eşdeğer yarı devre modelleri a) Çift mod, b) Tek mod

$$Z_{even} = -jZ_0 \left[ \frac{1}{Y_g} + \left( \tan(\theta) + \frac{\tan(3\theta) + Y_p}{1 - Y_p \tan(3\theta)} \right)^{-1} \right] \quad (4.14)$$

$$Z_{odd} = -jZ_0 \left[ \frac{1}{Y_g} - \frac{1}{\cot(3\theta) + \cot(\theta)} \right] \quad (4.15)$$

(4.14) eşitliği ve (4.15) eşitliğinde bulunan  $Y_p$  ve  $Y_g$  terimleri sırasıyla  $2\pi f \frac{C_p}{2} Z_0$  ve  $2\pi f C_g Z_0$  şeklindedir. Denklemden  $Z_0$  karakteristik empedansı,  $\theta$  ise elektriksel uzunluğu ifade etmektedir.  $C_p$  kapasitansı, pertürbasyon elemanının kapasitif etki gösterdiğini belirtirken,  $C_s$  kapasitansı yapı ile besleme arasındaki kuplaj aralığını temsil etmektedir.

Elde edilen  $Z_{\text{even}}$ ,  $Z_{\text{odd}}$  formülleri (4.11), (4.12) eşitliklerinde yerleştirilerek saçılma parametreleri elde edilir. Buna göre elde edilen  $S_{11}$  ve  $S_{21}$  grafikleri Şekil 4.5'te gösterilmiştir.



Şekil 4.5: Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatörün teorik cevabı

### 4.3 Önerilen Rezonatör Topolojisinde Çift-Tek Mod Empedans Analizi

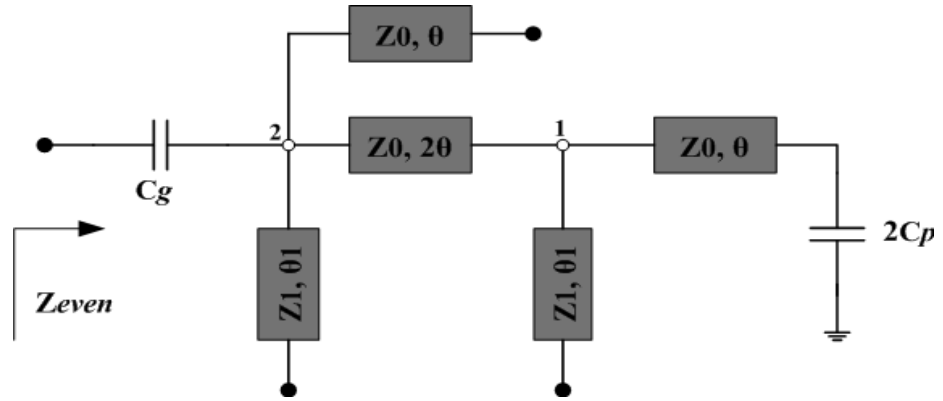
Şekil 2.2a'da görüldüğü gibi rezonatör sekizgen şeklinde tasarlanmıştır ve yapı açık devre sonlandırılmalı iletim hatlarıyla desteklenmiştir. Yapıda açık devre sonlandırılmalı iletim hatlarının kullanımı rezonatörün kapladığı alanı küçültmüştür. Çünkü kıvrılan köşeler hipotenüs görevi gördüğü için boyutları küçültmüştür. Ayrıca kılavuz dalga boyunu küçülttüğümüz için rezonans frekansımız kaymıştır. Bu durumda merkez frekansının daha yüksek frekanslara kaymasına sebep olmuştur.

Rezonatöre enerji aktarımı  $90^\circ$  ve  $270^\circ$  olarak yerleştirilmiş bir çift ortogonal besleme hattı ile sağlanmaktadır. Yapıda besleme hem içten hem dıştan yapılmıştır. Dıştan içe besleme yapılırken, iç tarafa beslemenin yapılabilmesi için kesilen noktalara hava bağlantı köprüleri kullanılmıştır. Yapıda dıştan içe besleme yapılmasının nedeni, dıştaki besleme kapasitesinin yetersiz kalması ve frekans

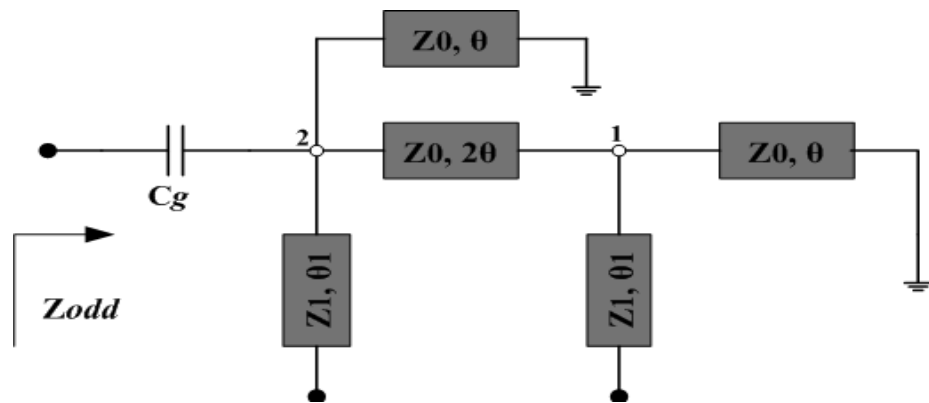


cevabının optimizasyonunu sağlamaktır. Besleme olarak adlandırılan açık devre sonlandırmalı bu kuplaj kollarının başka bir avantajı da elektriksel uzunluğu arttırdığı için daha geniş durdurma bandı elde edilmesini sağlamasıdır.

Buna göre Şekil 4.6'da görülen çift tek mod eşdeğer yarı devre modelleri çizilirken, öncelikle yapı simetri ekseninden eşit iki parça olacak şekilde bölünmüştür. Bölündükten sonra 1 düğümünden itibaren pertürbasyon elemanına kadar olan uzaklığın elektriksel uzunluğu 2 düğümüne yani beslemeye kadar olan hattın elektriksel uzunluğunun yarısı kadardır. Ana hattın genişlikleri eşit olduğu için  $Z_0$  empedansı ile adlandırıldı. Uzunluklarına göre açıları  $\Theta$  ve  $2\Theta$  olarak adlandırıldı.  $Z_1, \Theta$ 'lik iletim hattı ise yan hattı teslim etmektedir. Bölüm 2'de yapıya ait sonnet simülasyon programıyla yapılan simülasyon sonuçları verilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 4.6: Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatörün eşdeğer yarı devre modelleri a) Çift mod, b) Tek mod

Rezonatörün çift mod ve tek mod empedans formülleri aşağıdaki gibi olacaktır.

$$Z_{even} = \frac{-j}{\omega C_g} + \left( Y_0 \frac{Y_3 + jY_0 \tan(2\theta)}{Y_0 + jY_3 \tan(2\theta)} + jY_0 \tan(\theta) + Y_{yh} \right)^{-1} \quad (4.16)$$

$$Z_{odd} = \frac{-j}{\omega C_g} + (Y_{04})^{-1} \quad (4.17)$$

(4.16) eşitliğinde bulunan  $Y_{yh}$  terimi yan hattın admitansını tanımlamaktadır.  $Y_3$  terimi ise Şekil 4.6.a'da belirtilen düğüm noktalarına göre, birinci düğüme ait denklemi temsil eder.

$$Y_2 = Y_0 \frac{Y_p + jY_0 \tan(\theta)}{Y_0 + jY_p \tan(\theta)} \quad (4.18)$$

(4.18) eşitliğindeki  $Y_0$  sekizgen şeklindeki hattın admitansdır.  $Y_p$  admitansı ise pertürbasyon elemanı için tanımlanmıştır ve denklemi  $2\pi f 2C_p Z_0$  şeklindedir.

$Y_3$  terimide birinci düğüm noktasında yan hat ile  $Y_2$  admitansının paralel durumundan (4.19) eşitliğindeki gibidir.

$$Y_3 = Y_2 + Y_{yh} \quad (4.19)$$

$jY_0 \tan(\theta)$  denklemi ise açık devre sonlandırılmalı  $Z_0$ ,  $\Theta$  hattını temsil etmektedir. Ayrıca denklemde besleme ile yapı arasındaki kuplaj aralığını temsil etmek için  $C_g$  aralık kapasitansı kullanılmıştır.  $C_g$  kapasitansının admitansı  $\frac{-j}{\omega C_g}$  olarak tanımlanmıştır. Burada  $\omega$ 'nın değeri  $2\pi f$ 'dir.

(4.17) eşitliğindeki odd (tek) mod empedans analizindeki terimlerden  $Y_{04}$  terimi Şekil 4.6.b'de görülen iki düğümündeki aralık kapasitesine kadar olan admitansların eşleniğidir. Bu durum (4.20) eşitliğinde gösterilmiştir.

$$Y_{04} = Y_{01} + Y_{03} + Y_{yh} \quad (4.19)$$

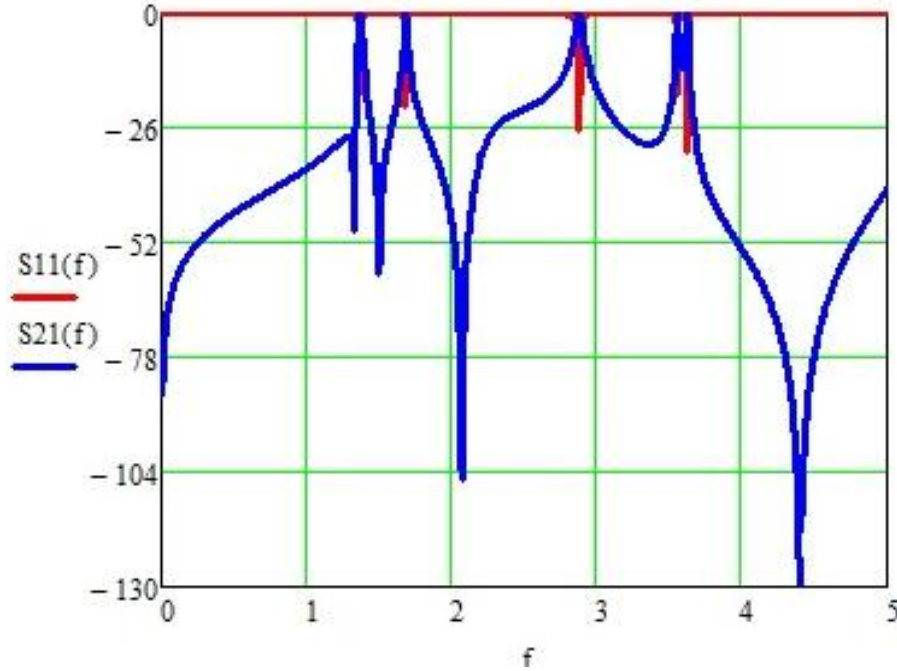
Şekil 4.6.b'de görülen ucu kısa devre edilen  $Z_{0,\theta}$  lık hattın admitansı  $-jY_0 \cot(\theta)$  denkliğine eşittir. Bir düğümüne kadar olan yerde  $Z_{0,\theta}$  lık hat ile  $Y_{yh}$  admitansının paralelliği söz konusudur. Bu nedenle  $Y_{02}$  admitansı bu iki admitansın toplamına eşittir.

$$Y_{02} = Y_{01} + Y_{yh} \quad (4.20)$$

$Y_{03}$  admitansı ise iki nolu düğümünden görülen  $Y_{02}$  admitansının  $Z_{0,2\theta}$ 'lık hatta yük olma durumunun denklemi için kullanılmıştır.  $Y_{03}$  admitansı (4.21) eşitliğinde gösterilmiştir.

$$Y_{03} = Y_0 \frac{Y_{02} + jY_0 \tan(2\theta)}{Y_0 + jY_{02} \tan(2\theta)} \quad (4.21)$$

Bölüm 4.2 de anlatıldığı gibi elde edilen  $Z_{even}$ ,  $Z_{odd}$  formülleri (4.11), (4.12) eşitliklerinde yerleştirilerek saçılma parametreleri elde edilir. Buna göre elde edilen  $S_{11}$  ve  $S_{21}$  grafikleri Şekil 4.7'de gösterilmiştir.



Şekil 4.7: Sekizgen şeklindeki rezonatörün teorik cevabı

## 5. DENEYSEL SONUÇLAR

Bu tez çalışması kapsamında üç adet çift modlu filtre tasarlanmıştır. Bu filtrelerden sekizgen, U şeklindeki yan hat konfigürasyonuna sahip rezonatör simülasyon sonuçlarını doğrulamak için serigrafi yöntemiyle imal edilmiştir. Bağlı dielektrik sabiti 10.2 olan ve 1.27 mm kalınlığında RT/Duroid malzeme ile imal edilmiş filtrenin simülasyonları tam-dalga EM Simülatör aracılığıyla gerçekleştirilmiştir (Sonnet Software). İmal edilen filtrelerin ölçümleri ise Vector Network Analyzer ile yapılmıştır.

Açık devre sonlandırılmalı yan hatlara sahip dıştan içe kuplajlı besleme hatlarıyla oluşturulmuş mikroşerit sekizgen çift mod rezonatör yapısı ve yan hat şekli Şekil 2.2’de gösterilmektedir. Bu çift bantlı bant geçiren filtrenin yan hat boyutları Tablo 5.1’ de verilmiştir.

Tablo 5.7: Çift modlu bant geçiren filtreye ait yan hat boyutları

w1 (mm)	w2 (mm)	w3 (mm)	l1 (mm)	l2 (mm)	l3 (mm)
0.7	0.3	0.8	5	5.3	2.9

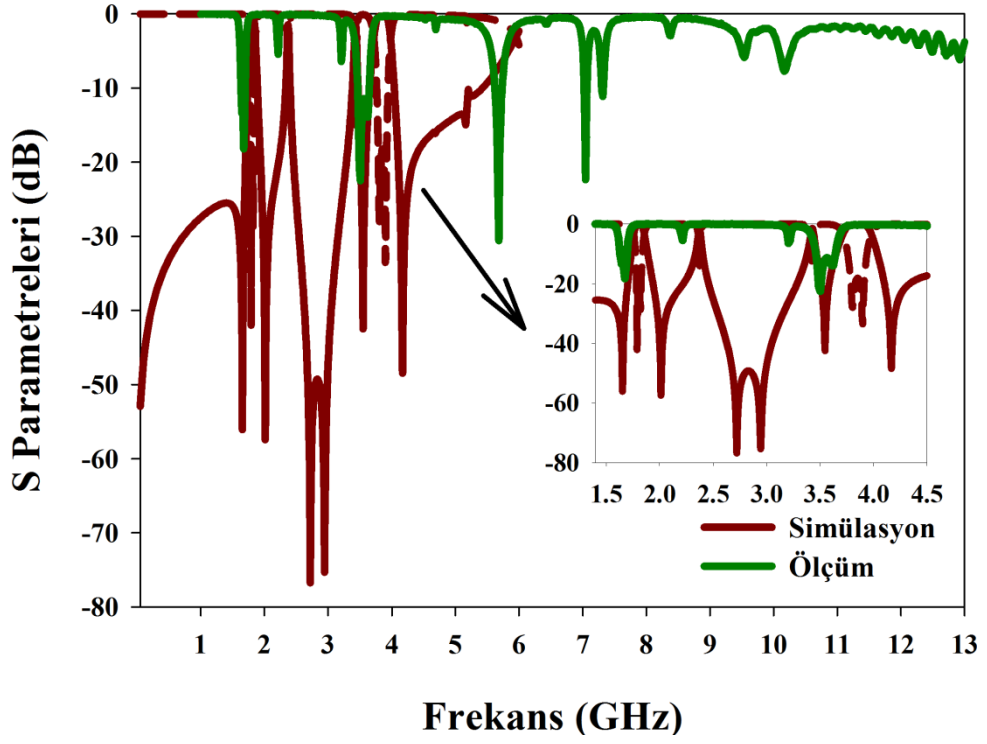
Basılan rezonatörün düz kenarlarının uzunluğu 7.5 mm, hipotenüs kenarlarının uzunluğu ise 4.9 mm’dir. Rezonatörün kapladığı alan ise 20.8x20.8 mm’dir.

Basılan çift modlu sekizgen şeklideki filtreye ait nümerik simülasyon ve ölçüm sonuçları karşılaştırması Tablo 5.2’de gösterilmiştir.

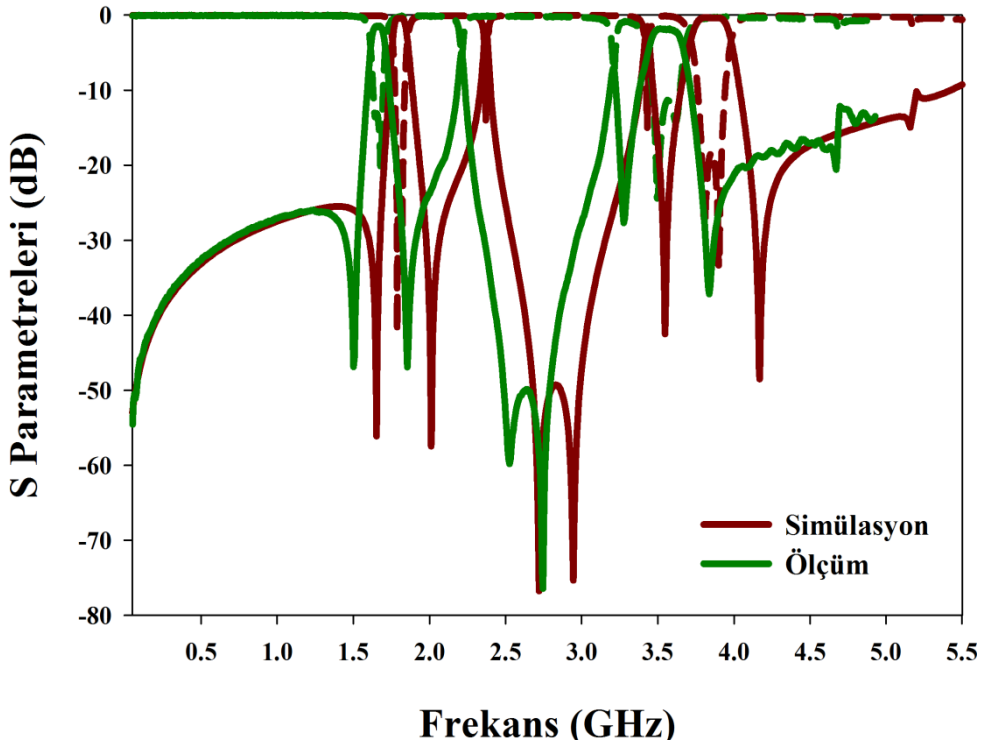
Tablo 5.8: Çift modlu bant geçiren filtreye ait simülasyon ve ölçüm sonuçları

Bandlar	Simülasyon			Ölçüm		
	f1 GHz	RL(dB)	IL(dB)	f1 GHz	RL(dB)	IL(dB)
1.Band	1,804	-19,63	-0,42	1,6820	-13,161	-1,462
1.kırmık (notch) band	2,42	-15,748	-1,48	2,2099	-	-5,112
2.band	3,43	-14,828	-1,54	3,2052	-11,331	-1,888
2.kırmık (notch) band	3,854	-18.39	-0,31	3,5536	-	-7,132

İmal edilen bu filtrenin Network Analyzer vasıtasıyla yapılan ölçümleri ve simülasyon sonuçlarıyla karşılaştırmasını veren sonuçlar Şekil 5.1 ve Şekil 5.2 'de verilmiştir.



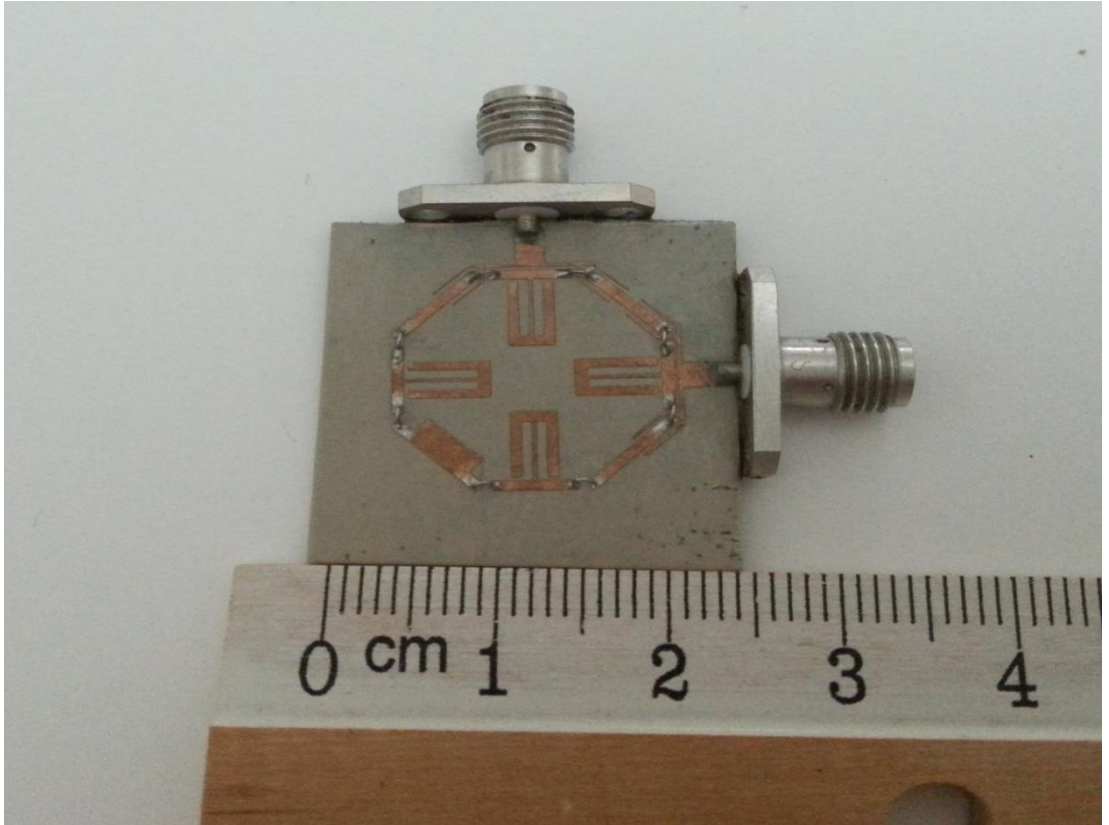
Şekil 5.1: İmal edilen filtrenin geniş band görünümü



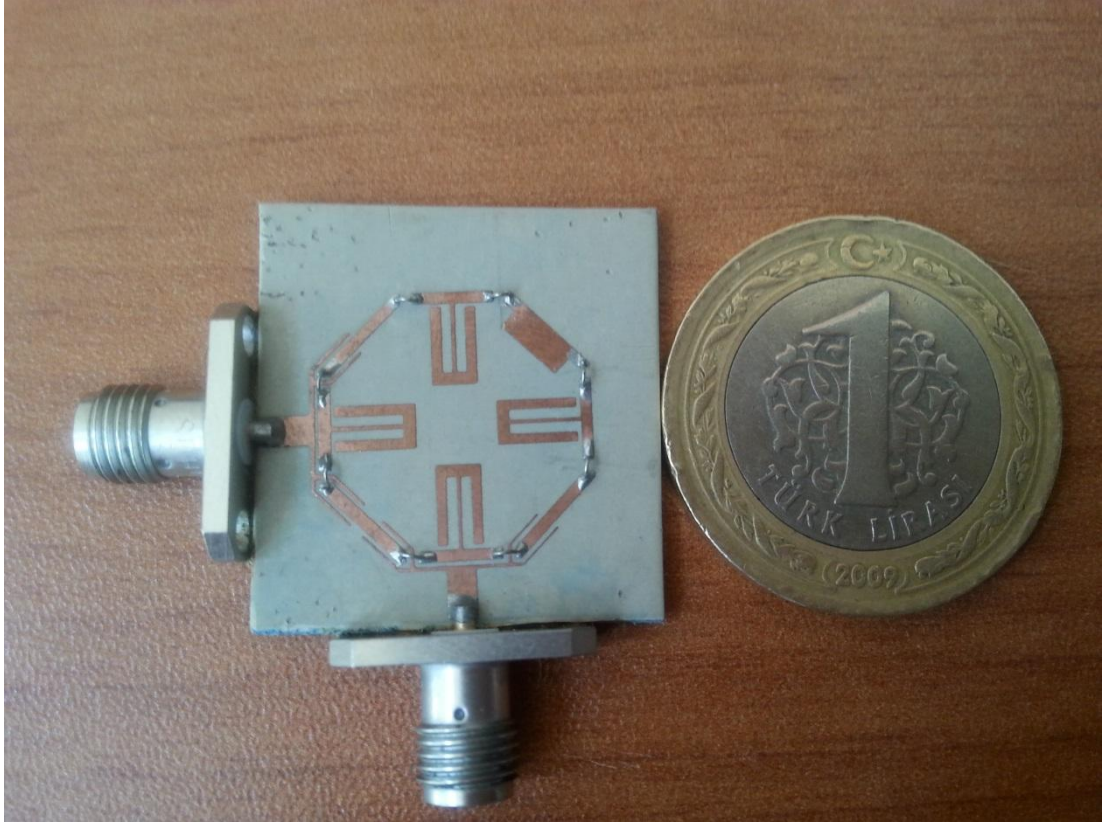
Şekil 5.2: İmal edilen filtrenin 5GHz frekansına kadar olan görünümü

Şekil 5.1’ de imal edilen filtrenin geniş band görünümü gösterilmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi frekans aralığı 20GHz kadardır ve band oldukça temizdir. 20GHz’e kadar olan kısımda harmonikler yoktur. Şekil 5.2’de ise simülasyon ve ölçüm sonuçlarının daha iyi anlaşılabilmesi için frekansı 5GHz’e kadar verilmiştir. Burada simülasyon ve ölçüm sonuçları arasında hafif kayma vardır. Fakat tüm bandlar açık bir biçimde görülmektedir.

İmal edilen filtrelerin ebatlarının daha iyi anlaşılması ve ebatlarının küçüklüğünün görülebilmesi yapı Şekil 5.3 ve Şekil 5.4’te verilmiştir. İmal edilen filtrenin network analyzer ile ölçüm sonucuna ilişkin fotoğrafta Şekil 5.5’te verilmiştir.



Şekil 5.3: İmal edilen band geçiren filtre



Şekil 5.4: İmal edilen çift bandlı band geçiren filtre



Şekil 5.5: Network Analyzer ile yapılan ölçüm sonucu

## 6. YÖNTEM

Bu çalışmada, açık devre sonlandırılmalı U şeklindeki yan hatlara sahip sekizgen şeklinde  $20.8 \times 20.8 \text{ mm}^2$  gibi oldukça küçük bir alana yerleştirilen çift bantlı mikroşerit band geçiren filtre tasarlanmıştır. Bu yapı Şekil 2.2’de gösterilmektedir. Tasarlanan filtrede kullanılan açık devre sonlandırılmalı iletim hatları (yan hatlar) sayesinde geçme bandı WLAN, WIMAX frekanslarına taşınmıştır ve bir kare rezonatöre oranla daha küçük boyutlara sahip olmuştur. Sonrasında çift modlu mikroşerit rezonatörün fiziksel parametrelerindeki değişiminin frekans cevabına etkileri ve bu rezonatör kullanılarak tasarlanan minyatür çift modlu band geçiren filtre yapısının teorik modeli incelenmiştir. Çift-tek mod empedans analizi yapılarak filtrenin teorik modeli ortaya koyulmuştur. Teorik modeli sonucunun simülasyon ile uyduğu gözlemlenmiştir. Bunun yanında, filtreye elektronik ayarlanabilirlik katmak amacıyla varaktör diyotlar ve bobin elemanları kullanılmıştır. Üzerine bobin elemanları ve varaktör diyotların eklendiği rezonatöre yapısı Şekil 3.3’te gösterilmektedir. Rezonatörde bobin elemanlarının birinci ve ikinci dar bandı kontrol ederken, varaktör diyotların birinci ve ikinci geniş bandı kontrol ettiği gözlemlenmiştir. Devamında bu elektronik olarak ayarlanabilir filtreye örnek olacak farklı yan hatlara sahip sekizgen şeklinde bir rezonatör yapısı daha önerilmiştir. Bu çalışmalar başka birçok filtreye uygulanabilecek niteliktedir. Ayrıca tasarlanan rezonatörler birden fazla band ihtiyacı olan uygulama alanlarına çözüm sağlayan mevcut uygulamalara alternatif uygulamalardır. Haberleşme sektörünün Savunma Sanayi uygulamalarında yüksek seçiciliğe sahip, çok bantlı ayarlanabilir filtre yapılarına çokça ihtiyaç duyulmaktadır. Bu nedenle tez çalışmasında elde edilen yeni yapılar, savunma sanayi, haberleşme sistemleri ve filtre alanında yapılan çalışmalarda literatüre yeni ve önemli bir kazanç sağlayacaktır. Yapılan literatür araştırmalarında filtre konfigürasyonları incelendiğinde, yan hatlı filtre konfigürasyonlarına çok rastlanmaması nedeniyle yapılan bu tez çalışması ile literatüre yeni yapılar kazandırılmıştır.

Tezi son aşamasında tasarlanan açık devre sonlandırılmalı yan hatlara sahip sekizgen şeklindeki band geçiren filtre imal edilmiştir. İmal edilme aşamasında



serigrafi yöntemi kullanılmıştır. Filtrenin simülasyonları için Sonnet Project Editor 13.52 programı kullanılmıştır. Ölçüm sonuçları ise Network Analyzer HP8720C ile yapılmıştır. Simülasyon ve ölçüm sonuçlarının birbirini desteklediği gözlenmiştir. İmal edilen yapıya ait simülasyon sonuçları Bölüm 2’de detaylı bir biçimde açıklanmıştır. Basılan filtrenin fotoğrafları ise Bölüm 5’te verilmiştir.

## 7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında U şeklinde yeni bir pertürbasyon düzenlemesine sahip çift modlu rezonatör tasarlanmıştır. Önerilen yapı, açık devre sonlandırmalı yan hatlara sahip dıştan içe kuplajlı besleme hatlarıyla oluşturulmuş mikroşerit sekizgen çift mod rezonatördür. Rezonatöre enerji aktarımı  $90^\circ$  ve  $270^\circ$  olarak yerleştirilmiş bir çift ortogonal besleme hattı ile sağlanmıştır. Yapıda besleme hem içten hem dıştan yapılmıştır. Dıştan içe besleme yapılırken, iç tarafa beslemenin yapılabilmesi için kesilen noktalara hava bağlantı köprüleri kullanılmıştır. Yapıda dıştan içe besleme yapılmasının nedeni, dıştaki besleme kapasitesinin yetersiz kalması ve frekans cevabının optimizasyonunu sağlamaktır. Rezonatörde kullanılan açık devre sonlandırmalı iletim hatları (yan hatlar) sayesinde geçme bandı WLAN, WIMAX frekanslarına taşınmıştır ve bir kare rezonatöre oranla daha küçük boyutlara sahip olmuştur. Ayrıca, yan hatların uzunluklarına bağlı frekans cevabı ayrı ayrı incelenmiştir. Ölçüm sonuçlarının simülasyon sonuçlarıyla büyük oranda örtüştüğü gözlenmiştir. Önerilen rezonatörün teorik modeli çift-tek mod empedans analizi ile ortaya konmuştur.

Tasarlanan rezonatörde mod uyarımı simetri eksenine yerleştirilen bir adet pertürbasyon elemanı ile sağlanmıştır. Pertürbasyon elemanın boyutlarındaki değişikliklerle eliptik-lineer frekans cevabı elde edilebileceği gösterilmiştir.

Tasarlanan rezonatörün çift-tek mod empedans analizi yapılırken, öncelikle filtrenin eşdeğer devre modeli çıkarılmış ve simetri ekseninden ikiye bölünerek çift ve tek mod empedans formülleri türetilmiştir. Açık devre sonlandırmalı iletim hatlarının her biri farklı birer elektriksel uzunlukla tanımlanmıştır.

Daha sonrasında bu önerilerle filtreye bir elektronik ayarlama sağlamak için varaktör diyotlar ve bobinler eklenmiştir. Bu elektronik elemanların bir iletim hattına oranla daha fazla etki ettiği ve bu nedenle rezonatörün boyutları arttırılmadan geçme bandının daha alçak frekanslara taşındığı gözlemlenmiştir. Ayrıca burada bobin elemanın dar bandları kontrol ederken varaktör diyodunda geniş bandları kontrol ettiği gözlemlenmiştir. Bu elektronik ayarlama için başka bir yan hat

konfigürasyonlu yapı daha önerilmiştir. Bu yapının simülasyon sonuçları verilmiştir. Simülasyon sonuçları neticesinde L1, L2 bobinlerinin değişiminin geniş bandları kontrol ettiği, L3, L4 bobinlerinin değişiminin birinci dar bandı kontrol ettiği gözlemlenmiştir.

Bu tez çalışmasında önerilen filtre yapısının sahip olduğu yeni yan hat düzenlemeleri ve kullanılan elektronik elemanlarla ileride yapılabilecek çalışmalara ışık tutabilecek niteliktedir. Çünkü yapılan konfigürasyonlarla yapının frekansları WLAN, WIMAX frekanslarına ayarlanmıştır. Kullanılan yan hatlar sayesinde dar bandlar geniş bandlara göre dış kısımlarda ya da iç kısımlarda yer alabilmektedir. Ayrıca yapıda kullanılan elektronik eleman varaktör diyod ve bobinler sayesinde ekstra bir pertürbasyon elemanı kullanılmadan bandların kontrolü sağlanmıştır. Bu uygulama başka rezonatör çeşitlerine de uygulanabilecek niteliktedir.

## 8. KAYNAKLAR

Abdul Latip, M.A., Salleh, M.K.M., Wahab, N.A., "Tuning circuit based on varactor for tunable filter", *RF and Microwave Conference (RFM)*, Malaysia, (12-14 Dec), 26-28, doi: 10.1109/RFM.2011.6168687 (2011).

Brown, A.R. and Rebeiz, G.M., "A Varactor-tuned RF filters", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 48 (7), 1157-1160, (2000).

Burdin, F.; Pistono, E.; Ferrari, P., "Tunable compact filters based on stub-loaded parallelcoupled resonators", *Microwave Symposium (MMS)*, Turkey, (25-27 Aug ), 110-113, (2010).

Chen, P.-W., Ho, H.-H., Ho, M.-H., "Dual-band bandpass filter using the combined  $\lambda/2$  and  $\lambda/4$  SIRS for WLAN applications", *TENCON Taiwan*, (Oct. 30-Nov. 2), 1-3, (2007).

Chi-Feng Chen, "A compact reconfigurable microstrip dual-band filter using varactor-tuned stub-loaded stepped-impedance resonators", *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 23 (1), 16-18, (2013).

Djoumessi, E.E., Marsan, E.; Caloz, C., Chaker, M., Ke Wu, "Varactor-tuned dual-band quadrature hybrid coupler" ,*Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 16 (11), 603-605, (2006).

Djoumessi, E.E., M. Chaker and K. Wu, "Varactor-tuned quarterwavelength dual-bandpass filter", *Microwaves, Antennas & Propagation, IET.*, 3 (1), 117-124, (2009).

Elelimy, A.M., El-Tager, A.M., Sobih, A.G., Abdel-Azeem, M.H., "Novel compact dual-mode tri-band bandpass filter for WiMAX & GSM applications", *Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, Netherlands, (29-30 Oct), 739-742, (2012).

El-Tanani, M. A., "A two-pole two-zero tunable filter with improved linearity", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 7 (4), 830 -839, (2009).

El-Tanani, M. A., "Corrugated microstrip coupled lines for constant absolute bandwidth tunable filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 58 (4), 956 -963, (2010).

Fathelbab, W.M. and Steer, M.B., "A reconfigurable bandpass filter for RF/Microwave multifunctional systems", *IEEE Trans Microw. Theory Tech.*, 53 (3), 1111-1116, (2005).

Fei Cheng, Xianqi Lin, Yiyao Hu, Yong Fan, "Tunable bandpass filter using varactor-loaded quarter-wavelength resonator", *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), International Conference, China, (5-8 May)*, 5, 1-3, (2012).

Fu-Chang Chen, Jin Yin, Qing-Xin Chu, "Tri-band filter using single stub loaded resonator", *Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC), Taiwan, (23-27 July)*, 96-99, (2012).

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

Gorur, A., Karpuz, C., "Reduced-size wideband bandstop filter using two open-circuited shunt stubs spaced by a double-length transmission-line element", *Microwave and Optical Technology Letters -Part II*, 15 (1), 79-85, (2005).

Gorur, A.K.; Karpuz, C., "Design of compact multi-band microstrip bandpass filter having simultaneously excited passbands by using open-circuited stubs", *Microwave Symposium Digest (IMS), Seattle, (2-7 June)*, 1-3, (2013).

Hong, J. S., Lancaster, M.J., "Transmission lines and components", *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley&Sons Inc., 77-107, (2001).

Jiang Long, Changzhi Li, Wanzhao Cui, Jiangtao Huangfu, Lixin Ran, "A tunable microstrip bandpass filter with two independently adjustable transmission zeros", *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 21 (2) 74- 76, (2011).

Kai, C., Martin, S., Fuchen, W., and Klein, J. L., "On the Study of Microstrip Ring and Varactor-Tuned Ring Circuits", *Microwave Theory and Techniques, IEEE*, 35 (12), 1288-1295, (1987).

Karpuz, C., Görür, A.K., "Dual-mode dual-band bandpass microstrip filter design", *Electrical, Electronics and Computer Engineering (ELECO), Bursa, (2-5 Dec)*, 493-496, (2010).

Park, J. D., Sung, Y. J., Lee, S. H., Kim, Y. S., "Tunable bandstop filters using defected ground structure with active devices", *Asia-Pacific Microwave Conference APMC*, China, (4-7 Dec),, 1.1, 3, (2005).

Sanchez-Renedo, M. , Gomez-Garcia, R., Alonso J. I. and Briso-Rodriguez, C., "Tunable combline filter with continuous control of center frequency and bandwidth", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 53, 191, (2005).

Seung-Un, C., Moon-Seok, C., Sang-Won, Y., "Hairpin tunable bandpass filter with improved selectivity and tunability", *Asia-Pacific Microwave Conference*, Thailand, (2007).

Sevgi, L., "EM Uyumluluk (EMC) ve iletim (transmisyon) hatları modeli" *Endüstriyel & Otomasyon*, Doğu Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü (2004).

Sevgi, L., "EMC ve dağılmış parametrelili devre analizi" *Endüstri Ve Otomasyon Dergisi* (2006).

Tang, W., Hong, J.-S., "Varactor-Tuned Dual-Mode Bandpass Filters", *Microwave Theory and Techniques, IEEE*, 58 (8), 2213-2219, (2010).

Tsai L.-C. and Huse, C.-W., "Dual-band bandpass filters using equallength coupled-serial-shunted lines and Z-transform techniques", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 52 (4), 1111–1117, (2004).

Xiu Yin Zhang, Jian-Xin Chen, Quan Xue, Si-Min Li, "Dual-band bandpass filter using stub loaded resonators", *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 17(8), (2007).

Yangping Zhao, Taijun Liu, Xu, Tiefeng, Qiuhua Nie, Yinshui Xia, Rangding Wang, Gangyi Jiang, Yan Ye, "Varactor-tuned dual-band filter with constant absolute bandwidth", *Microwave Symposium Digest (MTT)*, Montreal, (17-22 June), 1-3, (2012).

Young-Hoon Chun, Jia-Sheng Hong, Peng Bao, Timothy J. Jackson, Michael J. Lancaaster, "An Electronically Tuned Bandstop Filter Using BST Varactors", *European Wireless Technology Conference*, Amsterdam. 278-281, (2008.)

## 9. ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Zühra ÇİMEN  
Doğum Yeri ve Tarihi : KAŞ/17.08.1990  
Lisans Üniversitesi : Pamukkale Üniversitesi  
Elektronik posta : karaca1932@hotmail.com  
İletişim Adresi : Aşağı Kayabaşı Mah. Kızılelma Konutları  
C blok No:37 NİĞDE/51000

### **Yayın Listesi :**

• A. K. Gorur, C. Karpuz, A. Ozek, P. Ozdemir and Z. Karaca, "A novel compact microstrip dual-mode wideband bandpass filter design using tuning stubs", Microwave and Optical Technology Letters, vol.56 no.1 pp.47–49, (2014).

### **Konferans listesi :**

• C. Karpuz, A. K. Gorur, A. Ozek, Z. Karaca, "Design of Quad-Band Bandpass Filter Using Nested Dual-Mode Square Loop Resonators", European Microwave Conference (EUMC 2014), Rome, Italy, October 2014 (Accepted) , (2014).

• Gorur A.K., Karpuz C., Ozdemir P. and Karaca Z., "A Novel Compact Triple-Mode Microstrip Bandstop Filter with Adjustable Reflection Zeros", Asia-Pacific Microwave Conference 2013 (APMC 2013), Seoul, Güney Kore, (Kasım 2013 ).