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

MODERN HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN ÇOK BANDLI AYARLANABİLİR MİKRODALGA FİLTRE TASARIMI VE İKİ/ÜÇ/DÖRT BANDLI BAND GEÇİREN FİLTRE UYGULAMALARI

DOKTORA TEZİ

ALİ KÜRŞAD GÖRÜR

DENİZLİ, ŞUBAT - 2016

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

MODERN HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN ÇOK BANDLI AYARLANABİLİR MİKRODALGA FİLTRE TASARIMI VE İKİ/ÜÇ/DÖRT BANDLI BAND GEÇİREN FİLTRE UYGULAMALARI

DOKTORA TEZİ

ALİ KÜRŞAD GÖRÜR

DENİZLİ, ŞUBAT - 2016

KABUL VE ONAY SAYFASI

Ali Kürşad Görür tarafından hazırlanan "**Modern Haberleşme Sistemleri için Çok Bandlı Ayarlanabilir Mikrodalga Filtre Tasarımı ve İki/Üç/Dört Bandlı Band Geçiren Filtre Uygulamaları**" adlı tez çalışmasının savunma sınavı 15.02.2016 tarihinde yapılmış olup aşağıda verilen jüri tarafından oy birliği ile Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Doktora Tezi olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri	İmza
Danışman Prof. Dr. Ceyhun KARPUZ	.....
Üye Prof. Dr. Hasan Hüseyin BALIK Yıldız Teknik Üniversitesi	.....
Üye Prof. Dr. Orhan KARABULUT Pamukkale Üniversitesi	.....
Üye Prof. Dr. İlhan TARIMER Muğla Sıtkı Koçman Üniversitesi	.....
Üye Yrd. Doç. Dr. Ahmet Özek Pamukkale Üniversitesi	.....

Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 2/3/2016 tarih ve ...09/17... sayılı kararıyla onaylanmıştır.

.....

Prof. Dr. Orhan KARABULUT

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Bu tez çalışması TÜBİTAK ve Pamukkale Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından sırasıyla 112E041 ve 2014FBE040 nolu projeler 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.



ALİ KÜRŞAD GÖRÜR

ÖZET

MODERN HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN ÇOK BANDLI AYARLANABİLİR MİKRODALGA FİLTRE TASARIMI VE İKİ/ÜÇ/DÖRT BANDLI BAND GEÇİREN FİLTRE UYGULAMALARI

DOKTORA TEZİ

ALİ KÜRŞAD GÖRÜR

PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

(TEZ DANIŞMANI:PROF. DR. CEYHUN KARPUZ)

DENİZLİ, ŞUBAT - 2016

Modern çok fonksiyonlu kablosuz haberleşme sistemlerinde çok bandlı ve ayarlanabilir mikrodalga filtreler önemli olduğundan geçme bandları birbirlerinden bağımsız biçimde ayarlanabilir çok bandlı band geçiren filtre tasarım ve uygulamalarına ihtiyaç doğmuştur.

Bu tezde çok bandlı ayarlanabilir mikroşerit band geçiren filtre tasarımları başta olmak üzere çeşitli mikroşerit filtre tasarımları sunulmuştur. Bu bağlamda filtre tasarımlarında ve analizlerinde kullanılabilecek teorik metotlar kuplaj matrisi sentez teknikleri ve çift-tek mod empedans analizleri başlıkları altında yeni yaklaşımlarla ele alınmaktadır. Önerilen teorik çalışmaların ışığında önce varaktör diyota sahip çift modlu kare halka rezonatör kullanılarak tek bandlı ayarlanabilir mikroşerit band geçiren filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Geleneksel çift modlu rezonatörlerde gerekli olan dejenere modların uyarım etkisi rezonatörün simetri eksenine yerleştirilen varaktör diyot ile sağlanmakta, dolayısıyla varaktör diyot pertürbasyon elemanı gibi davranmaktadır. Tasarlanan filtrenin hem band genişliğinin ayarlanması, hem de filtreleme karakteristiğinin değiştirilebilmesi tek ayarlama elemanı ile sağlanmaktadır. Diğer yandan, band genişliği ayarlanabilir, filtreleme karakteristiği değiştirilebilir ve aynı zamanda geçme bandları anahtarlanabilir yeni bir çift bandlı band geçiren filtre tasarımı varaktör diyotlara sahip iki çift modlu rezonatörün iç içe yerleştirilmesiyle gerçekleştirilmiştir. Benzer yaklaşımla üç ve dört bandlı ayarlanabilir mikroşerit band geçiren filtre tasarımları da gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan filtrelerin her bir geçme bandı varaktör diyotların kapasitansına bağlı olarak birbirlerinden bağımsız şekilde anahtarlanabilmektedir. Tez kapsamında ayarlanabilir filtrelerin yanı sıra, ayarlanabilir özelliğe sahip olmayan çeşitli band geçiren filtre tasarımları da sunulmuştur. Bu çalışmalar içerisinde iki bandlı mikroşerit band geçiren filtre tasarımı, dört bandlı (arzu edildiğinde üç bandlı olarak da kullanılabilir) mikroşerit band geçiren filtre tasarımı ve tek bandlı geniş bandlı mikroşerit band geçiren filtre tasarımı yer almaktadır. Tasarlanan tüm devreler, önerilen modelin geçerliliğinin ortaya koyulabilmesi için imal edilerek ölçümleri gerçekleştirilmiş, ölçüm sonuçlarının simülasyon ve teorik sonuçlarla oldukça iyi bir uyum içerisinde oldukları gözlenmiştir.

ANAHTAR KELİMELER: Mikroşerit, çok bandlı, ayarlanabilir, band geçiren, mikrodalga filtre, varaktör diyot.

ABSTRACT

MULTI-BAND TUNABLE MICROWAVE FILTER DESIGN FOR MODERN COMMUNICATION SYSTEMS AND DUAL/TRIPLE/QUAD BAND BANDPASS FILTER APPLICATIONS

PH.D THESIS

ALİ KÜRŞAD GÖRÜR

PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE

ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING

(SUPERVISOR: PROF. DR. CEYHUN KARPUZ)

DENİZLİ, FEBRUARY 2016

Since multi band and tunable microwave filters are important in the modern multifunction wireless communication systems, there is a great requirement to multi band tunable bandpass filter designs and applications having independently tunable passbands.

In this thesis, several microstrip filter designs are presented especially including multi band tunable microstrip bandpass filters. For this purpose, theoretical methods used in filter design and analyses are investigated with new approaches under the headlines of even-odd mode impedance analyses and coupling matrix synthesis techniques. Based on the proposed theoretical studies, single band tunable microstrip bandpass filter design is firstly realized by using a dual-mode square loop resonator having a varactor diode. Degenerate modes excitation effect required in conventional dual mode resonators is satisfied by the varactor diode located at the symmetry axis of the resonator, hence it can serve as a perturbation element. Thus, the designed filter allows both of tuning bandwidth and changing filtering characteristics of the designed filter can be satisfied by means of only one tuning element. Besides, a novel dual-band bandpass filter design with tunable bandwidths, reconfigurable filtering characteristics and also switchable passbands is achieved by using two nested dual-mode resonators having varactor diodes. Triple and quad band tunable microstrip bandpass filters are also designed with a similar approach. Passbands of the designed filters can be independently switched according to the capacitances of varactor diodes. As well as tunable filters, several bandpass filters including two microstrip bandpass filters, quad-band (can also be used as a triple-band) microstrip bandpass filter and a single wideband microstrip bandpass filter are also introduced in this thesis. All the designed filters have been fabricated for the experimental verification of the proposed models and measured results are in a good agreement with the simulated and theoretical results.

KEYWORDS: Microstrip, multi band, tunable, bandpass, microwave filter, varactor diode

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET ..... **i**
ABSTRACT ..... **ii**
İÇİNDEKİLER ..... **iii**
ŞEKİL LİSTESİ ..... **v**
TABLO LİSTESİ ..... **x**
SEMBOL LİSTESİ ..... **xi**
KISALTMALAR LİSTESİ ..... **xii**
ÖNSÖZ ..... **xiii**
1. GİRİŞ **1**
1.1 Literatür Özeti 2
1.2 Tezin Amacı 17
1.3 Tez Taslağı 18
2. FİLTRE TASARIMI **20**
2.1 Çift/Tek Mod Empedans Analizleri 21
2.1.1 Tek Bandlı Filtreler için Çift/Tek Mod Empedans Analizleri 21
2.1.2 Çok Bandlı Filtreler için Çift/Tek Mod Empedans Analizleri 24
2.2 Kuplaj Matrisi Sentez Teknikleri 26
2.2.1 Tek Bandlı Filtreler İçin Kuplaj Matrisi Sentezi 27
2.2.1.1 Çift Dereceli Filtreler 31
2.2.1.2 Tek Dereceli Filtreler 39
2.2.2 Çok Bandlı Filtreler için Kuplaj Matrisi Sentezi 42
3. AYARLANABİLİR TEK BANDLI BAND GEÇİREN FİLTRE TASARIM UYGULAMALARI **51**
3.1 Rezonatör Analizi 51
3.2 Filtre Tasarımı ve Simülasyon Sonuçları 56
3.3 Deneysel Çalışmalar 59
4. AYARLANABİLİR ÇOK BANDLI BAND GEÇİREN FİLTRE TASARIM UYGULAMALARI **63**
4.1 Rezonatör Analizi 63
4.2 İki Bandlı Ayarlanabilir Band Geçiren Filtre Tasarımı 68
4.2.1 Filtre Tasarımı 68
4.2.2 Geçme Bandlarının Ayarlanması 74
4.2.2.1 Lineer Faz ve Kuasi Eliptik Filtreleme Karakteristikleri için Band Genişliği Kontrolü 75
4.2.2.2 Geçme Bandlarının Anahtarlanması 78
4.2.3 Deneysel Çalışmalar 81
4.3 Üç Bandlı Ayarlanabilir Band Geçiren Filtre Tasarımı 87
4.4 Dört Bandlı Ayarlanabilir Band Geçiren Filtre Tasarımı 90
4.4.1 Filtre Tasarımı 90
4.4.2 Geçme Bandlarının Ayarlanması 95
4.4.3 Deneysel Çalışmalar 98
5. AYARLANABİLİR ÖZELLİĞE SAHİP OLMAYAN FİLTRE TASARIM UYGULAMALARI **105**

5.1 Dar Yarıkların Mikroşerit Kare Halka Rezonatörün Frekans Cevabına Etkisi ve Çift Modlu Filtre Tasarımı 105
5.2 Kompakt Çift Modlu Mikroşerit Rezonatör Konfigürasyonu ve İki Bandlı Band Geçiren Filtre Tasarımı 106
5.3 Eş Zamanlı Uyarılabilir Geçme Bandlarına Sahip Çok Bandlı Band Geçiren Filtre Tasarımı 108
5.4 Üç Modlu Band Durduran Filtre Tasarımı 109
5.5 Geniş Bandlı Çift Modlu Mikroşerit Band Geçiren Filtre Tasarımı 110
5.6 Çok Bandlı Filtreler İçin Çift-Tek Mod Analizi ve İki Bandlı Band Geçiren Filtre Uygulamaları 111
5.7 Dört Bandlı Band Geçiren Filtre Tasarımı 112
6. SONUÇ VE ÖNERİLER 113
7. KAYNAKLAR 116
8. EKLER 124
EK A 124
EK B 128
EK C 133
EK D 136
EK E 139
EK F 142
EK G 146
9. ÖZGEÇMİŞ 150

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1: a) Üç bandlı filtre yapısı, b) Frekans cevabı (Quendo ve diğ. 2005)....5
Şekil 1.2: a) Filtre yapısı, b) Simülasyon ve deneysel sonuçlar (Chu ve diğ. 2011)....5
Şekil 1.3: a) Filtre yapısı, b) Simülasyon ve deneysel sonuçlar (Zhang ve diğ. 2010)....6
Şekil 1.4: a) Meta malzemeler ile tasarlanmış filtre yapısı, b) Frekans cevabı (Studniberg ve Eleftheriades 2007)....6
Şekil 1.5: a) Eşdüzlemsel dalga kılavuzu beslemeli iki çift modlu rezonatörlü filtre yapısı, b) Ölçüm ve simülasyon sonuçları (Liu ve diğ. 2010)....7
Şekil 1.6: a) Seramik malzeme kullanılarak, dört farklı rezonatörün birleşimi ile oluşturulan filtre yapısı, b) Geri dönüş ve araya girme kayıplarına ait ölçüm ve simülasyon sonuçları (Cheng ve Yang 2010).....8
Şekil 1.7: a) Asimetrik basamak empedans tipi rezonatörler ile tasarlanmış dört bandlı filtre, b) Frekans cevabı (Wu ve Yang 2011)....9
Şekil 1.8: a) Açık devre sonlandırmalı iletim hatlarıyla oluşturulmuş filtre konfigürasyonu, b) Eşdeğer devre modeli, c) Frekans cevabı (Wu ve Tu 2011)....10
Şekil 1.9: a) Beş Bandlı Band Geçiren Filtre Yapısı, b) Frekans cevabı (Chen 2012)....11
Şekil 1.10:a) Ayarlanabilir filtre konfigürasyonu, b) Farklı DC beslemelere göre frekans cevabı değişimi (Huang ve diğ. 2012)....12
Şekil 1.11: a) Önerilen filtre yapısı, b) Sağ iletim sıfırlı ayarlama durumu, c) Sol iletim sıfırlı ayarlama durumu (Yang ve Rebeiz 2015)....13
Şekil 1.12: a) Ayarlanabilir filtre konfigürasyonu, b) Merkez frekans değişimi, c) Band genişliği değişimi (Zhu ve Abbosh 2015)....14
Şekil 1.13: a) Önerilen filtre yapısı, b) Merkez frekansın ayarlanması, c) İletim sıfırları ve band genişliğinin ayarlanması (Chi ve diğ. 2015)....15
Şekil 1.14: a)Ayarlanabilir çift bandlı band geçiren filtre konfigürasyonu, b) Birinci bandın kontrolü, c) İkinci bandın kontrolü (Chaudhary ve diğ. 2012)....16
Şekil 2.1: Geleneksel çift modlu band geçiren filtre konfigürasyonu....21
Şekil 2.2: Geleneksel çift modlu filtreye ait eşdeğer devre modelleri a) Çift mod, b) Tek mod....21
Şekil 2.3: Çift ve tek mod empedanslarından elde edilen tek-band çift-mod band geçiren filtre cevabı (l=7.6 mm, Z_0=65.85 Ω, C_s=0.4 pF, C_p= 0.29 pF, ε_r=10.2, ε_{eff}=6.4)....23
Şekil 2.4: n bandlı band geçiren filtre için eşdeğer devre modeli....24

Şekil 2.5: Çift-tek mod empedanslarından elde edilen frekans cevapları (K_N=1) a) n=2, b) n=3, c) n=4 25
Şekil 2.6: Eşitlik (2.7)'de önerilen katsayı formülünden faydalanılarak elde edilen frekans cevapları a) n=2, b) n=3, c) n=4 26
Şekil 2.7: Çift modlu tek bandlı filtreler için kuplaj diyagramları a) Asimetrik frekans cevapları için, b) Simetrik Frekans cevapları için (S: Kaynak (Source), L: Yük (Load)) 31
Şekil 2.8: Belirlenen sıfır ve kutup frekanslarından elde edilen saçılma parametreleri 33
Şekil 2.9: Önceden belirlenen karakteristik fonksiyondan ve kuplaj matrisinden elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması 35
Şekil 2.10: Kuplaj matrisinden elde edilen saçılma parametrelerinin gerçek frekanslara dönüştürülmüş hali 35
Şekil 2.11: İletim sıfırları ve kutuplarının kompleks düzlemdeki yerleşimi (Bkz. Tablo 2.1) 36
Şekil 2.12: Lineer faz filtreleme karakteristiği için elde edilen frekans cevabı (Eşitlik (2.18)'de M_{22} değeri -1.706 olarak alınmıştır.) 37
Şekil 2.13: Kuasi eliptik filtreleme karakteristiği ile lineer faz filtreleme karakteristiğinin karşılaştırılması (M_{22} değeri düz çizgiler için 0.4723 iken, kesikli çizgiler için -1.706'dır) 37
Şekil 2.14: Kuasi eliptik (Düz çizgiler) ve lineer faz (Kesikli çizgiler) filtreleme karakteristikleri için karşılaştırma a) S_{21} fazları, b) Normalize grup gecikmeleri 38
Şekil 2.15: Üç modlu tek bandlı filtre için kuplaj diyagramı 39
Şekil 2.16: Belirlenen sıfır ve kutup frekanslarından elde edilen saçılma parametreleri 40
Şekil 2.17: Başlangıç saçılma parametreleri ile kuplaj matrisinden elde edilen sonuçların karşılaştırılması 41
Şekil 2.18: Kuplaj matrisinden elde edilen saçılma parametrelerinin gerçek frekanslara dönüştürülmüş hali 42
Şekil 2.19: Normalize frekanslarda karakteristik fonksiyona bağlı olarak elde edilen frekans cevabı 45
Şekil 2.20: Kuplaj matrisinden elde edilen sonuç ile kuasi eliptik karakteristik fonksiyondan elde edilen sonuçların karşılaştırılması a) İletim katsayısına ait, b) Yansıma katsayısına ait 47
Şekil 2.21: Kuplaj matrisinden elde edilen sonuçların gerçek frekanslardaki görünümü 47
Şekil 2.22: Lineer fazlı filtreler için uygun kuplaj matrisinden elde edilen normalize frekans cevabı (Kaynak yük kuplajının işaretinin negatif olması durumu) 48
Şekil 2.23: Her bir geçme bandının bireysel olarak kontrolü (a, b) Birinci geçme bandı (M_elp_{11}=0.898); (c, d) İkinci geçme bandı (M_elp_{33}=0.363); (e, f) Üçüncü geçme bandı (M_elp_{55}= -0.317); (g, h) Dördüncü geçme bandı (M_elp_{77}=-1.07) 49
Şekil 3.1: Önerilen rezonatör konfigürasyonu 51
Şekil 3.2: Önerilen rezonatöre ait eşdeğer devre modelleri (a) çift mod, (b) tek mod 52

Şekil 3.3: Çift-tek mod empedans formüllerinden elde edilen frekans cevapları (l=7.1 mm, ε_{eff}=4.4, C_s=0.6 pF, C_r=1 pF, Z_0=50 ohm) a) C_p=0.74 pF, b) C_p=1.38 pF, c) C_p=1.05 pF. 54
Şekil 3.4:Çift ve tek mod empedanslarının frekansa göre değişimi..... 55
Şekil 3.5: a) Önerilen ayarlanabilir tek bandlı band geçiren filtre yapısı, b) Filtreye ait kuplaj şeması 56
Şekil 3.6: Besleme hattı uzunluğunun mod frekansları ve harici kalite faktörü üzerindeki etkisi..... 57
Şekil 3.7: Varaktör diyot kapasitansının değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisine ait simülasyon sonuçları a) lineer faz filtreleme karakteristiği için, b) kuasi eliptik filtreleme karakteristiği için..... 57
Şekil 3.8:Varaktör diyot kapasitansının a) mod frekansları ve harici kalite faktörüne etkisi, b) iletim sıfırı frekanslarına etkisi 58
Şekil 3.9: Üretilen filtre prototipinin fotoğrafı..... 59
Şekil 3.10: Ölçüm ve simülasyon sonuçları arasındaki karşılaştırma..... 59
Şekil 3.11: Kuasi eliptik filtreleme karakteristiğinde band genişliğinin ayarlanabilmesi a) S_{21}, b) S_{11} 60
Şekil 3.12: Lineer faz filtreleme karakteristiği için band genişliğinin ayarlanması (İç şekil: S_{11}) 61
Şekil 3.13: a) Grup gecikmesi, b) Farklı güçler altında devrenin frekans cevabındaki değişim..... 61
Şekil 4.1: Çok bandlı ayarlanabilir filtreler için tasarlanan çift modlu rezonatör konfigürasyonu..... 64
Şekil 4.2: Önerilen rezonatöre ait eşdeğer yarı devre modelleri a) Çift mod b) Tek mod 65
Şekil 4.3:Çift-tek mod empedanslarından elde edilen saçılma parametreleri a) S_{21}, b) S_{11}. 67
Şekil 4.4: Kuasi Eliptik, lineer faz ve iletimin olmadığı durumlarda iletim katsayısına ait faz değişimleri 67
Şekil 4.5: Pertürbasyon kapasitansının frekans cevabı üzerindeki etkisi a) Lineer faz S_{21}, b) Lineer faz S_{11}, c) Kuasi eliptik S_{21}, d) Kuasi eliptik S_{11}..... 68
Şekil 4.6: İki bandlı ayarlanabilir filtre tasarımında kullanılan rezonatör yapısı 69
Şekil 4.7: İki bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre yapısı..... 70
Şekil 4.8: İki bandlı ayarlanabilir band geçiren filtreye ait kuplaj şeması..... 71
Şekil 4.9: İki bandlı band geçiren filtre için kuplaj matrisi ve simülasyonlardan elde edilen sonuçların karşılaştırılması..... 72
Şekil 4.10: Kuplaj matrisi eleman değişimleriyle her üç filtreleme karakteristiğinin gösterimi a) Birinci band S_{11}, a) Birinci band S_{21}, a) İkinci band S_{11}, a) İkinci band S_{21}..... 73
Şekil 4.11: Varaktör diyot kapasitansları ile kuplaj matrisi elemanları arasındaki ilişki 74
Şekil 4.12: Birinci geçme bandına ait band genişliğinin varaktör diyot kapasitansına bağlı olarak farklı filtreleme karakteristikleri için kontrolü a) Kuasi-eliptik filtreleme karakteristiği için, b) Lineer faz filtreleme karakteristiği için..... 76
Şekil 4.13: İkinci geçme bandına ait band genişliğinin varaktör diyot kapasitansına bağlı olarak farklı filtreleme karakteristikleri

için kontrolü a) Kuasi-eliptik filtreleme karakteristiği için, b) Lineer faz filtreleme karakteristiği için 77
Şekil 4.14: Geçme bandlarının varaktör diyot kapasitanslarına bağlı olarak birbirlerinden bağımsız biçimde anahtarlanma işlemi 78
Şekil 4.15: İki bandlı ayarlanabilir filtrenin mod frekanslarındaki yük dağılımları a-b) Eliptik birinci geçme bandı, c-d) Eliptik ikinci geçme bandı, e-f) Lineer faz birinci geçme bandı, g-h) Lineer faz ikinci geçme bandı 79
Şekil 4.16: Her iki geçme bandının lineer faz filtreleme karakteristiğindeki faz ve grup gecikmeleri 80
Şekil 4.17: İmal edilen iki bandlı ayarlanabilir filtrenin fotoğrafı 81
Şekil 4.18: Birinci geçme bandının kuasi-eliptik filtreleme karakteristiği için kontrolü a) Geniş band görünümü, b) Dar band görünümü (V_1 değişimi) 82
Şekil 4.19: Birinci geçme bandının lineer faz filtreleme karakteristiği için kontrolü a) Geniş band görünümü, b) Dar band görünümü (V_1 değişimi) 83
Şekil 4.20: İkinci geçme bandının kuasi-eliptik filtreleme karakteristiği için kontrolü a) Geniş band görünümü, b) Dar band görünümü (V_2 değişimi) 84
Şekil 4.21: İkinci geçme bandının lineer faz filtreleme karakteristiği için kontrolü a) Geniş band görünümü, b) Dar band görünümü 85
Şekil 4.22: İki bandlı ayarlanabilir filtrede geçme bandlarının anahtarlanma karakteristikleri 86
Şekil 4.23: İki bandlı ayarlanabilir filtrede grup gecikmeleri 86
Şekil 4.24: Üç bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre yapısı a) Rezonatörlerin bulunduğu katman b) İkinci ve üçüncü kapasitörlerin bulunduğu üst katman c) Tasarlanan filtrenin 3D görünümü 87
Şekil 4.25: Üç bandlı ayarlanabilir band geçiren filtrede geçme bandlarının kontrolü a) Birinci geçme bandı b) İkinci geçme bandı c) Üçüncü geçme bandı 88
Şekil 4.26: Üç bandlı ayarlanabilir band geçiren filtrenin geçme bandlarının anahtarlanması 90
Şekil 4.27: a) Dört bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımı, b) Rezonatörleri beslemek için kullanılan besleme hattı, c) Tek bir rezonatör konfigürasyonu (l_{f1}= 2.0 mm, l_{f2}= 2.8 mm, l_{f3}= 2.2 mm, l_{f4}= 2.2 mm, l_{f5}= 0.6 mm, w_f= 0.3 mm) 91
Şekil 4.28: Dört bandlı band geçiren filtreye ait kuplaj şeması 93
Şekil 4.29: Dört bandlı band geçiren filtre için kuplaj matrisi ve simülasyonlardan elde edilen sonuçların karşılaştırılması 94
Şekil 4.30: Dört bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre için geçme bandlarının kuplaj matrisi üzerinden anahtarlanması a) Band 1, b) Band 2, c) Band 3, d) Band 4. 95
Şekil 4.31: Dört bandlı ayarlanabilir band geçiren filtrenin her bir geçme bandının ayarlama işlemi a) Band 1, b) Band 2, c) Band 3, d) Band 4 96
Şekil 4.32: Dört bandlı ayarlanabilir band geçiren filtrenin anahtarlanma karakteristikleri 98

Şekil 4.33: İmal edilen ayarlanabilir dört bandlı band geçiren filtrenin fotoğrafı 99
Şekil 4.34: Birinci geçme bandının bias gerilimlerine bağlı olarak kontrolü a) S_{21}, b) S_{11}, c) Geniş band görünümü 100
Şekil 4.35: İkinci geçme bandının bias gerilimlerine bağlı olarak kontrolü a) S_{21}, b) S_{11}, c) Geniş band görünümü 101
Şekil 4.36: Üçüncü geçme bandının bias gerilimlerine bağlı olarak kontrolü a) S_{21}, b) S_{11}, c) Geniş band görünümü 102
Şekil 4.37: Dördüncü geçme bandının bias gerilimlerine bağlı olarak kontrolü a) S_{21}, b) S_{11}, c) Geniş band görünümü 103
Şekil 4.38: Dört bandlı ayarlanabilir band geçiren filtrede geçme bandlarının anahtarlama karakteristikleri (Simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması) a) Birinci geçme bandı iptal, b) İkinci geçme bandı iptal, c) Üçüncü geçme bandı iptal, d) Dördüncü geçme bandı iptal. 104
Şekil 5.1: a) Dar yarıklara sahip çift modlu band geçiren filtre yapısı b)Deneysel sonuçlarla simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması 106
Şekil 5.2: a) Tasarlanan kompakt çift bandlı mikroşerit band geçiren filtre yapısı b) Ölçüm sonuçlarıyla simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması 107
Şekil 5.3: a) İmal edilen filtrenin fotoğrafı b) Ölçümle simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması 108
Şekil 5.4: a) İmal edilen üç modlu band durduran filtrenin fotoğrafı b) Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması 109
Şekil 5.5: a) İmal edilen geniş bandlı band geçiren filtrenin fotoğrafı b) Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması 110
Şekil 5.6: a) Tasarlanan iki bandlı dar yarık yüklemelere sahip band geçiren filtre, b) İmal edilen devrenin fotoğrafı, c) Simülasyon, ölçüm ve teorik sonuçların karşılaştırılması. 111
Şekil 5.7: a) Dört bandlı band geçiren filtrede kullanılan rezonatör, b) İmal edilen devrenin fotoğrafı, c) Simülasyon, ölçüm ve teorik sonuçların karşılaştırılması. 112

TABLO LİSTESİ

Sayfa

Tablo 2.1: Başlangıç değerlerinden elde edilen veriler.....33
Tablo 2.2: Özdeğerler ve Rezidüler.....34
Tablo 2.3: Başlangıç değerlerinden elde edilen veriler.....40
Tablo 2.4: Özdeğerler ve Rezidüler.....41
Tablo 4.1: İki bandlı ayarlanabilir band geçiren filtreye ait boyut ve eleman değerleri (Tüm boyutlar mm, kapasitanslar pF ve direnç Ω cinsinden verilmiştir.).....70
Tablo 4.2: Dört bandlı ayarlanabilir band geçiren filtrede rezonatörlere ait boyutlar (Tüm boyutlar mm cinsinden verilmiştir.).....92

SEMBOL LİSTESİ

f	**:**	Frekans.
ω	**:**	Açısal frekans.
Ω	**:**	Normalize açısal frekans.
ε	**:**	Dielektrik sabiti
ε_0	**:**	Serbest uzayın dielektrik sabiti
ε_r	**:**	Bağıl dielektrik sabiti
ε_{eff}	**:**	Efektif dielektrik sabiti
ε_{21}	**:**	Kuplaj matrisinde S_{21} parametresi için normalizasyon katsayısı
ε_{11}	**:**	Kuplaj matrisinde S_{11} parametresi için normalizasyon katsayısı
τ	**:**	Grup gecikmesi.
θ	**:**	Elektriksel uzunluk.
λ	**:**	Dalga boyu.
β	**:**	Faz sabiti.
f_c	**:**	Merkez frekans.
S_{11}	**:**	Geri dönüş kaybı (Saçılma parametresi)
S_{21}	**:**	Araya girme kaybı (Saçılma parametresi)
RL	**:**	Geri dönüş kaybı (Kuplaj matrisi hesaplamalarında)
IL	**:**	Araya girme kaybı (Kuplaj matrisi hesaplamalarında)
C	**:**	Kapasitans.
L	**:**	İndüktans.
Z	**:**	Empedans.
b	**:**	Süseptans.

KISALTMALAR LİSTESİ

CPW	**:**	Eş düzlemsel dalga kılavuzu (Coplanar waveguide)
DGS	**:**	Bozulmuş toprak düzlemli yapı (Defected ground structure)
SIW	**:**	Malzeme entegreli dalga kılavuzu (Substrate integrated waveguide)
RF	**:**	Radyo frekans
MEMS	**:**	Mikro elektromekanik sistem
FBW	**:**	Kesirsel band genişliği (Fractional bandwidth)
DMR	**:**	Çift modlu rezonatör (Dual-mode resonator)
Tzs	**:**	İletim Sıfırları (Transmission zeros)

ÖNSÖZ

Bu tez kapsamında, modern haberleşme sistemlerinde kullanılabilecek çeşitli mikroşerit filtre tasarımları gerçekleştirilmektedir. Bu filtre tasarımları içerisinde geçme bandları birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilir ve anahtarlanabilir çok bandlı mikroşerit filtreler tezin temel odak noktasıdır. Ayarlanabilir filtrelerin dışında geniş bandlı, iki/dört bandlı band geçiren filtre tasarımları ve özellikle çok bandlı filtrelere yönelik teorik analizleri tez içerisinde ele alınan diğer çalışmalardır. Deneysel çalışmaların, teorik ve simülasyon çalışmalarıyla oldukça iyi bir uyum içerisinde oldukları ortaya konmaktadır.

Öncelikle, bu alanda çalışmama vesile olan babama en derin şükranlarımı büyük bir minnettarlık içerisinde sunarım. Ayrıca, hayatın her aşamasında yanımda olan, beni her an destekleyen anneme sonsuz teşekkürü bir borç bilirim.

Sadece bu tez için değil, benimle paylaştığı saygıdeğer hayat görüşleriyle beni aydınlattığı için danışmanım Prof. Dr. Ceyhun Karpuz'a teşekkür ederim.

Hazırlanan teze yaptıkları katkılardan dolayı değerli jüri üyelerine şükranlarımı sunarım. Doktora çalışmalarım süresince her konuda benden yardımını esirgemeyen Yrd. Doç. Dr. Ahmet Özek'e ayrıca teşekkür ederim.

Tez kapsamında yapılan deneysel çalışmalarda, devre imalatlarında önemli yardımlarda bulunan Hakan Bilge'ye teşekkürü bir borç bilirim.

Son olarak, doktora tez çalışmalarımın tamamında her an bana destek olan ve en zor zamanlarımı kolaya çeviren eşim Aysen Görür'e büyük bir teşekkürle bu çalışmamı ithaf ederim.

1. GİRİŞ

Mikrodalga filtreler kablosuz modern haberleşme sistemleri, uzay haberleşme sistemleri, radar sistemleri, RF alıcı/verici devreleri ön uç modülleri gibi günümüz ileri haberleşme teknolojilerinde oldukça geniş bir kullanım sahasına sahiptir. Bu nedenle, mikrodalga filtrelere olan ihtiyaç gün geçtikçe artmakta, özellikle arzu edilen frekans bölgesinde enerji iletimine izin veren band geçiren filtrelere, band durduran, alçak/yüksek geçiren, kırmık bandlı filtrelere oranla çok daha yoğun bir ihtiyaç duyulmaktadır. Son yıllarda çok fonksiyonlu mikrodalga haberleşme sistemlerinin popülaritesinin artmasına bağlı olarak tek bir bandda rezonansa sahip bir filtreden ziyade daha geniş frekans spektrumuna hitap eden tasarımlar ön plana çıkmaktadır. Çok bandlı filtre tasarımları ve ayarlanabilir filtre tasarımları bu ihtiyaçlara büyük ölçüde cevap verebilmektedir.

Filtre tasarımları için dalga kılavuzları, eş düzlemsel dalga kılavuzları, eş düzlemsel şerit hatlar, mikroşerit hatlar ve tüm devre elemanları sıklıkla başvurulan temel teknolojilerdir. Bu teknolojiler içerisinde tüm devre elemanları özellikle düşük frekanslardaki filtre tasarımları için avantajlı olup, yüksek frekanslarda yüksek ışıma kayıplarına sahip olduklarından tercih edilmemektedir. Diğer teknolojilerin tamamı (dalga kılavuzları, eş düzlemsel dalga kılavuzları, eş düzlemsel şerit hatlar, mikroşerit hatlar) 300 MHz-30 GHz arasındaki mikrodalga frekans sahasındaki devre tasarımları için önemli avantajlara sahiptir. Dalga kılavuzları yüksek kalite faktörü, düşük kayıp gibi özelliklere sahip olması istenen mikrodalga filtre tasarımlarında kullanılırken, mikroşerit hatların düşük maliyet, düşük kayıp, minyatürizasyon gibi önemli getirileri mevcuttur. Mikroşerit hatların diğer teknolojilere göre en önemli üstünlüğü ise devre tasarımı sürecinde sağladığı kolaylıklardır. Çünkü kullanılacak rezonatörün mikroşerit yapılarda kolayca tasarlanabilmesi, arzu edilen frekansa ayarlanabilmesi tasarımcıya önemli esneklikler sağlamakta olup, bu nedenle çok bandlı filtre tasarımlarında da en fazla tercih edilen teknolojidir. Yine ayarlanabilir filtre tasarımlarında mikroşerit yapılar, üzerine ayarlama elemanının yerleştirilebilmesi açısından önemli fabrikasyon avantajlarına sahiptir. Öyle ki, pin diyot, varaktör diyot, RF MEMS, trimmer kapasitörler gibi ayarlama elemanlarının

mikroşerit hatlar üzerine yerleştirilmesi diğer teknolojilere göre oldukça kolaydır. Bu kolaylık, geniş bir frekans spektrumuna hitap edebilecek ayarlanabilir filtre tasarımlarını da beraberinde getirmektedir.

Mikroşerit yapılar kullanılarak tasarlanacak filtrelerde rezonatör topolojisi büyük öneme sahiptir. Parmaklık kapasitörler (Interdigital capacitors), indüktif yarıklar (inductive slits) kullanılarak oluşturulmuş yavaş dalga rezonatör yapılarının yanı sıra, keskin geçişli rezonatörler (Hairpin resonators), kıvrım rezonatörler (Meander resonators), çift modlu halka rezonatörler (Dual-mode loop resonators), basamak empedans tipi rezonatörler (Stepped impedance resonators), açık halka rezonatörler (Open loop resonators) gibi konfigürasyonlara filtre tasarımlarında sıklıkla başvurulmaktadır. Bir filtre tasarımındaki ayarlanabilirlik işlemi ise, kullanılan rezonatörün elektriksel uzunluğunun harici bir elektriksel veya mekanik etkiye bağlı olarak değiştirilebilmesidir. Mekanik etki devre üzerindeki konfigürasyonun değişimine, elektriksel etki ise harici bir besleme gerilimindeki değişime bağlı olduğundan elektronik olarak ayarlanabilir mikrodalga filtre tasarımları bu noktada ön plana çıkmaktadır. Elektronik olarak ayarlanabilir filtre tasarımlarında ayarlama elemanı olarak varaktör diyotlar, pin diyotlar, RF MEMSler, trimmer kapasitörler göze çarpmaktadır.

1.1 Literatür Özeti

Literatürdeki mikrodalga filtreler ele alındığında, çalışmaların teorik, simülasyon ve deneysel olmak üzere üç ana başlıkta toplandığı görülmüştür. Filtre tasarım ve sentez metodları arasında çift/tek mod empedans analizleri (Hong ve Lancaster 2001, Pozar 2005), kuplaj matrisi sentez teknikleri (Cameron 1999 ve 2003), kuplajlı hatlar teorisi (Pozar 2005) gibi birçok teorik metod yer alır. Simülasyon ve deneysel çalışmalar başlığı altında ise tasarlanan filtrenin konfigürasyonu ve filtrenin türü üzerinden incelenmesi gerekir.

Çift/tek mod empedans analizleri, tasarlanan devrenin eşdeğer devre modeli üzerinden gerçekleştirilerek filtrenin çift mod ve tek mod rezonans frekanslarının belirlenmesine imkan verir. Literatürdeki birçok çalışmada, tasarlanan filtrelerin çift/tek mod empedans/admittans formülleri ortaya konmuş olup, bu yöntem özellikle

rezonatör analizlerinin gerekli olduğu devre tasarımlarında kullanılır. Çok bandlı band geçiren filtre tasarımları için çift/tek mod empedans analizlerine uyarlanabilecek bir yaklaşım bu tez kapsamında ele alınmaktadır. Kuplajlı hatlar teorisi de yine çift/tek mod empedans analizleri ile benzerlik gösterir. Ancak rezonatörlerin birbirleriyle veya giriş/çıkış portlarıyla kuplajının, eşdeğer devre modeli üzerinde kapasitör veya indüktör gibi belirli bir devre elemanıyla tanımlanmasının zor olduğu durumlarda kullanılabilir. Bu yöntemde iki iletim hattı arasındaki kuplaja dair çift/tek mod karakteristik empedans tanımlamaları yapılmıştır (Pozar 2005).

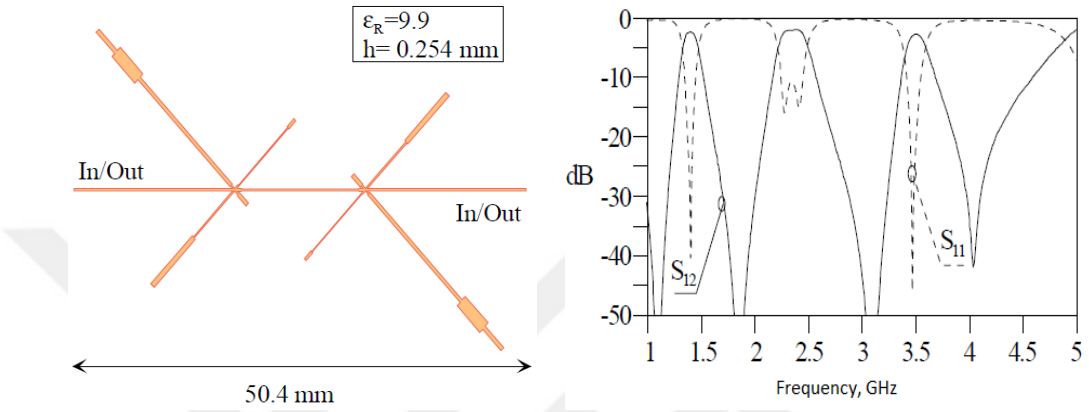
Bir filtrenin kuplaj şemasının çıkarılması suretiyle kuplaj matrisinin elde edilmesi mikrodalga filtre literatüründe yoğun olarak çalışılan bir teorik modeldir. Çünkü bir filtreye ait kuplaj matrisi filtreyi oluşturan rezonatörler arasındaki kuplajlar, frekans cevabındaki sıfırlar ve kutuplar hakkında bilgi verdiğinden tasarım hakkında kullanıcıya ışık tutmaktadır. Ancak literatürdeki çalışmalar genelde tek bandlı filtreler üzerine olduğundan (Atia 1972 ve 1974, Cameron ve Rhodes 1981, Levy 1995, Cameron 1999 ve 2003, Amari 2001, Amari ve Rosenberg 2003 ve 2004, Hong ve Lancaster 2000, Hong ve Lancaster 2001), çok bandlı filtrelerin kuplaj matrisi sentezinde önemli bazı eksikliklerin olduğu göze çarpmaktadır (Lenoir ve diğ. 2006, Kuo ve diğ. 2010). Bu eksikliklerin giderilmesi için Kuo ve arkadaşlarının (2010) yaptığı çalışmada geliştirilen bir karakteristik (rasyonel) fonksiyon tipi oldukça yararlıdır. Bu çalışmada tek bandlı filtrelere ait karakteristik fonksiyonların tek bir formülle birleştirilmesi suretiyle çok bandlı filtreler için genel bir fonksiyon türetilmektedir. Bu formül türetildikten sonra kuplaj matrisi sentezi Cameron'un (1999 ve 2003) çalışmalarındaki yöntem vasıtasıyla gerçekleştirilmektedir. Ancak bu aşamadaki işlemlere değinilmemiş olup, geçme bandlarının sıfır veya kutuplar bakımından asimetrik olma durumu (imajiner/reel) veya yansıma kaybındaki farklılıklar konularında bir eksiklik söz konusudur. Kuplaj matrisi sentez teknikleri literatürde bugüne dek doğrudan ve dolaylı sentez metodu olmak üzere iki türde incelenmiştir (Atia 1972 ve 1974, Cameron ve Rhodes 1981, Levy 1995, Cameron 1999 ve 2003, Amari 2001, Amari ve Rosenberg 2003 ve 2004, Hong ve Lancaster 2000 ve 2001, Lenoir ve diğ. 2006, Kuo ve diğ. 2010). Bunlardan doğrudan sentez metodu önceden belirlenmiş sıfır ve kutuplardan yola çıkılarak matris sentezine imkân verdiği için çok daha yaygın bir şekilde ele alınmaktadır (Cameron 1999 ve

2003, Lenoir ve diğ. 2006, Kuo ve diğ. 2010). Çok bandlı filtrelerin kuplaj matrisi sentezi üzerine yine çeşitli metotlar literatürde yerini almış olsa da, asimetrik kuasi-eliptik çok bandlı mikrodalga filtrelerin kuplaj matrisi sentezinde özellikle her banddaki band içi yansıma kaybının ayarlanabilmesi ve band genişlikleri açısından bazı iyileştirmelerin gerekliliği göze çarpmaktadır. Ayrıca her bir geçme bandının birbirlerinden bağımsız olarak matris değişimleri üzerinden gerçekleştirilebilmesi de yine incelenmesi gereken bir diğer önemli husustur. Böylece, tek bandlı filtrelerde olduğu gibi bir filtrenin filtreleme karakteristiği de her bir band için karakteristik fonksiyon sabit kalarak değiştirilebilecektir.

Literatürde çok bandlı mikrodalga filtre tasarımı üzerine olan çalışmalar iki/üç/dört/beş bandlı band geçiren filtre tasarımlarını içermektedir (Quendo ve diğ. 2005, Studniberg ve Eleftheriades 2007, Eleftheriades 2007, Singh ve diğ. 2008, Zhang ve diğ. 2010, Ren 2010[a, b], Liu ve diğ. 2010, Cheng ve Yang 2010, Chu ve diğ. 2011, Wu ve Yang 2011, Chen 2012, Hsu ve diğ. 2013, Xu ve diğ. 2013, Wei ve diğ. 2014, Wei ve Shi, 2014, Weng ve diğ. 2014, Xiao ve diğ. 2014, Zhang ve diğ. 2015, Yan ve diğ. 2015). Ancak band sayısı arttıkça, düşük frekanslardaki geçme bandlarının harmoniklerinden kaynaklanan sorunlar sebebiyle üç, dört veya beş bandlı band geçiren filtre tasarımlarını gerçekleştirebilmek oldukça zorlaşır. Bu nedenle literatürdeki çalışmalar içerisinde iki ve üç bandlı filtre tasarımı sayısı dört veya beş bandlı filtrelere kıyasla oldukça fazladır. Literatürdeki bazı çok bandlı band geçiren filtre tasarımları aşağıda detaylı bir şekilde verilmiştir.

Literatürdeki tek ve çift bandlı filtre tasarımları, üç veya dört bandlı filtrelerde birleştirilerek kullanılabilmekte, bunun yanında farklı yaklaşımlarla üç ve dört bandlı filtre tasarımları da ortaya koyulabilmektedir. Mikrodalga devrelerde üç ve dört band yaklaşımı 2000'li yılların başlarından itibaren başlamış olup günümüze kadar hızla artarak devam etmiştir. Üç bandlı filtre tasarımı ilk kez C. Quendo ve arkadaşları (2005) tarafından Şekil 1.1'de gösterildiği gibi gerçekleştirilmiştir (Quendo ve diğ. 2005). Bu çalışmanın ardından üç bandlı filtre tasarımlarına ilgi her geçen gün artmış ve çeşitli yaklaşımlar ortaya koyulmuştur (Quendo ve diğ. 2005, Chu ve diğ. 2011, Zhang ve diğ. 2010, Ren 2010, Singh ve diğ. 2008). Q. X. Chu tarafından yapılan bir diğer üç bandlı band geçiren filtre tasarımı 2011 yılında gerçekleştirilmiş olup, geçme bandlarının band genişlikleri kontrol altına alınmıştır.

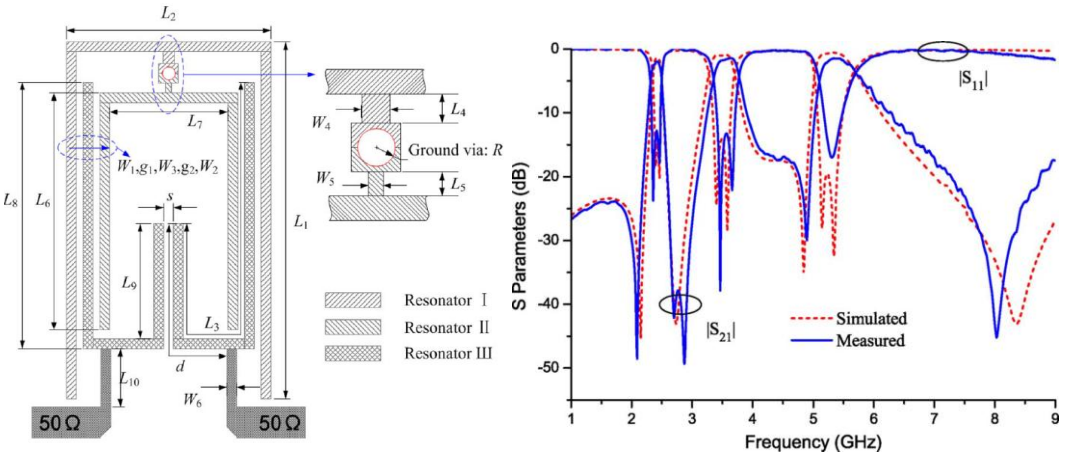
Tasarım, Şekil 1.2'de görüldüğü gibi, üç rezonatörün birleştirilmesiyle gerçekleştirilmiş, bu rezonatörlerden ikisi kısa devre sonlandırmalı yapılarla yüklenmiş çift modlu rezonatörler (Birinci ve ikinci geçme bandları), diğeri ise yarım dalga boyu rezonatördür (Üçüncü geçme bandı). Her üç geçme bandı için çalışma frekansları ve band genişlikleri birbirlerinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir.



(a) (b)

Şekil 1.1: a) Üç bandlı filtre yapısı, b) Frekans cevabı (Quendo ve diğ. 2005)

X. Y. Zhang ve arkadaşları (2010) tarafından yapılan bir başka üç bandlı band geçiren filtre tasarımında dört rezonatör çeşidi uygun kuplaj altında birleştirilmiştir. İç rezonatörlerde parmaklıklı yapılar kullanılmıştır. Filtre yapısı ve frekans cevabı Şekil 1.3'te gösterilmiştir. 23.4x25.1 mm^2 gibi minyatür bir yüzey alanına sahip filtrenin geçme bandları 1.84 GHz, 2.45 GHz ve 2.98 GHz'dedir.

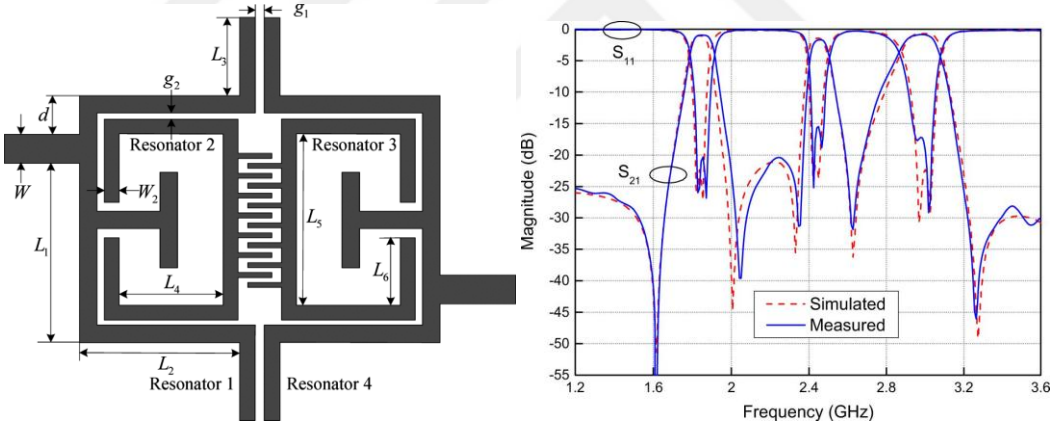


(a) (b)

Şekil 1.2: a) Filtre yapısı, b) Simülasyon ve deneysel sonuçlar (Chu ve diğ. 2011)

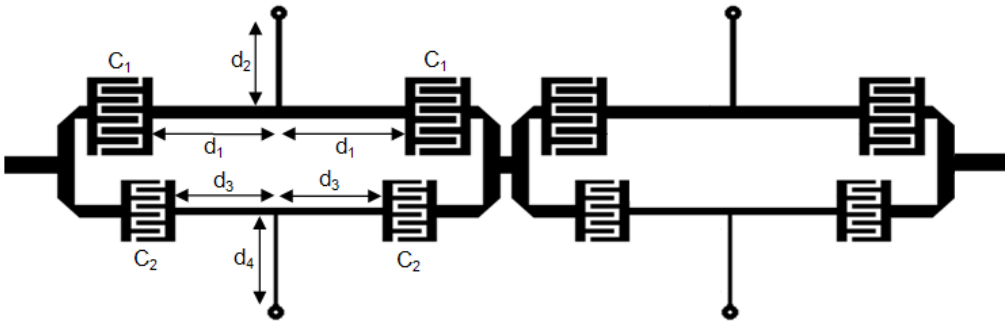
Dört bandlı mikrodalga filtrelerdeki ilk çalışma 2007 yılında negatif kırılma indisli meta malzemeler kullanılarak Studniberg tarafından gerçekleştirilmiştir. Bunun yanında, 2010 yılından itibaren, mikroşerit iletim hatlarının kullanılmasına dayalı olarak, eş düzlemsel dalga kılavuzları (Coplanar waveguides-CPW), basamak empedans rezonatörleri, bozulmuş toprak düzlemli yapılar, vb. ile dört bandlı band geçiren filtre tasarımları gerçeklenmiştir (Studniberg ve Eleftheriades 2007, Liu ve diğ. 2010, Cheng ve Yang 2010, Wu ve Yang 2011, Chen 2012, Hsu ve diğ. 2013, Xu ve diğ. 2013, Zhang ve diğ. 2015, Xiao ve diğ. 2014, Yan ve diğ. 2015).

Şekil 1.4 (a)'da gösterilen yapı, 2007'de Studniberg tarafından negatif kırılma indisli iletim hattı meta malzemeler kullanılarak ortaya koyulmuş ve frekans cevabı Şekil 1.4 (b)'deki gibi elde edilmiştir. Bu çalışmada birinci ve ikinci bandların iyi bir seçiciliği bulunurken üçüncü ve dördüncü bandlarda bu durum söz konusu değildir. Tasarlanan filtrenin yüzey alanı 54.7 mm x 20.9 mm olup, geçme bandları 870 MHz, 1055 MHz, 1775 MHz ve 2 GHz'de elde edilmiştir.



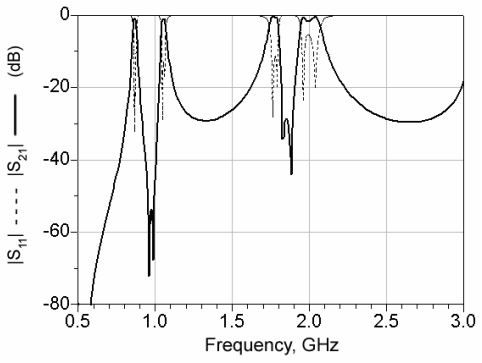
(a) (b)

Şekil 1.3: a) Filtre yapısı, b) Simülasyon ve deneysel sonuçlar (Zhang ve diğ. 2010)



(a)

Şekil 1.4: a) Meta malzemeler ile tasarlanmış filtre yapısı, b) Frekans cevabı (Studniberg ve Eleftheriades 2007)

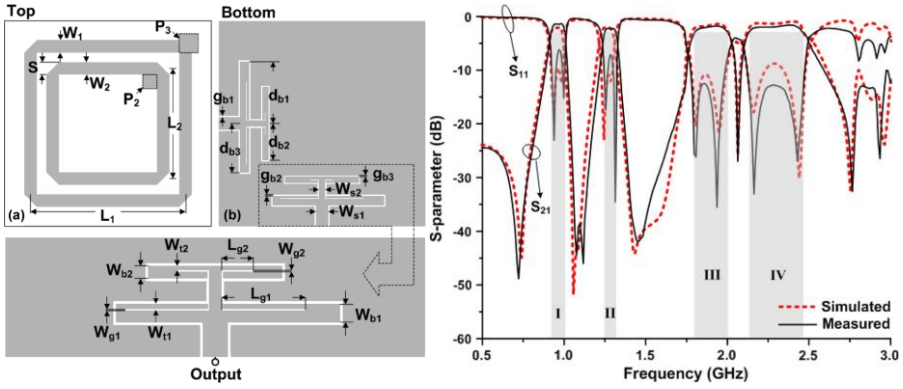


(b)

Şekil 1.4 (devam): a) Meta malzemeler ile tasarlanmış filtre yapısı, b) Frekans cevabı (Studniberg ve Eleftheriades 2007)

2010 yılında J. C. Liu ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada CPW kullanılarak dört geçme bandı oluşturulmuştur. Bu çalışmada çift modlu çift kare halka rezonatör CPW ile beslenmiştir. Dört bandlı band geçiren filtreler için ortaya koyulan rezonans frekansı bilgileri çok bandlı filtre tasarım teknikleri için alternatif bir çözüm yolu olarak (1.1) eşitliğinde önerilmiştir. 0.95, 1.26, 1.89, ve 2.29 GHz frekanslarındaki geçme bandları, 196 mm, 150 mm, 96 mm ve 75 mm kılavuzlanmış dalga boylarına sahip bir yapı ile elde edilmiştir. Ayrıca, tasarlanan filtre Şekil 1.5 (b)'deki frekans cevabından da görüldüğü gibi dördüncü band sonrasında iyi bir performans sergilememektedir. Bunun yanında, üçüncü bandın seçiciliği iyi olmayıp her bir geçme bandının ayrı ayrı kontrol edilebilmesine imkân verememektedir.

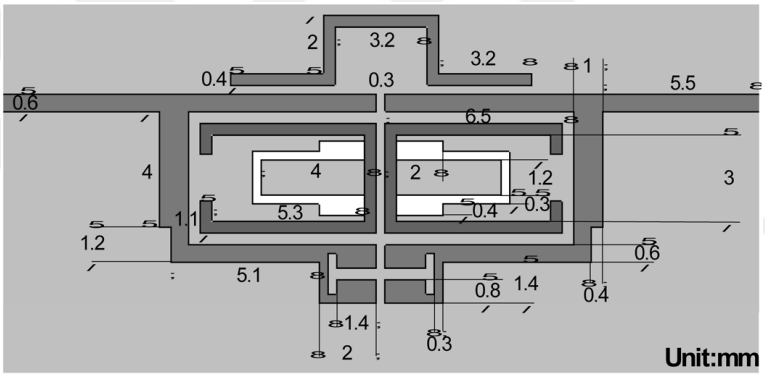
$$f_1 = \frac{c}{4L_1\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$
$$f_2 = \frac{c}{4L_2\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$
$$f_3 = \frac{c}{2L_1\sqrt{\epsilon_{eff}}} \qquad (1.1)$$
$$f_4 = \frac{c}{2L_2\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$



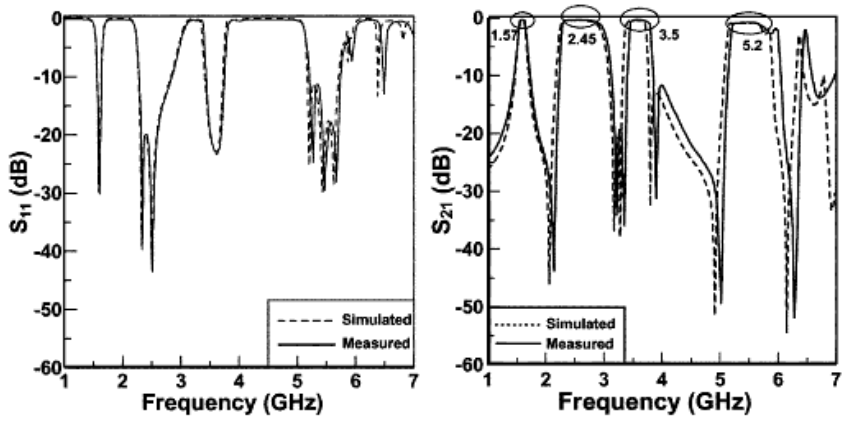
(a) (b)

Şekil 1.5: **a)** Eşdüzlemsel dalga kılavuzu beslemeli iki çift modlu rezonatörlü filtre yapısı, b) Ölçüm ve simülasyon sonuçları (Liu ve diğ. 2010)

Seramik malzeme kullanılarak tasarlanmış bir başka dört bandlı filtre, Cheng ve Yang tarafından 2010 yılında ortaya koyulmuştur (Şekil 1.6). Bu çalışmada, geçme bandlarının çalışma frekansları GPS (1.57 GHz), WiMAX (3.5 GHz) ve WLAN (2.45/5.2 GHz) sistemleri için uyarlanmıştır. Ayrıca, tasarlanan filtre dört basit mikrodalga filtre yapısının (dış çerçeve, U-tipi rezonatör, modifiye edilmiş sonlu kuplajlı mikroşerit hat ve bozulmuş toprak düzlemli yapı) uygun bir biçimde birleştirilmesiyle ortaya çıkarılmıştır (Bkz. Şekil 1.6 (a)). 26.3 mm x 9.9 mm gibi bir alana hitap eden filtre kompakt bir yapıya sahip olması açısından da önemlidir. Seçicilik açısından iyi bir performans sergileyen filtredeki en önemli sorun, bandlardaki mod frekanslarının kontrol edilememesidir. Öyle ki, Şekil 1.6 (b)'den de görüleceği gibi birinci ve üçüncü geçme bandları tek kutuplu olup, dördüncü geçme bandı üç kutupludur. Diğer yandan, bu çalışma seramik malzemelerin mikrodalga uygulamalar için uygun olabileceği konusunda da tasarımcılara yol göstermektedir.



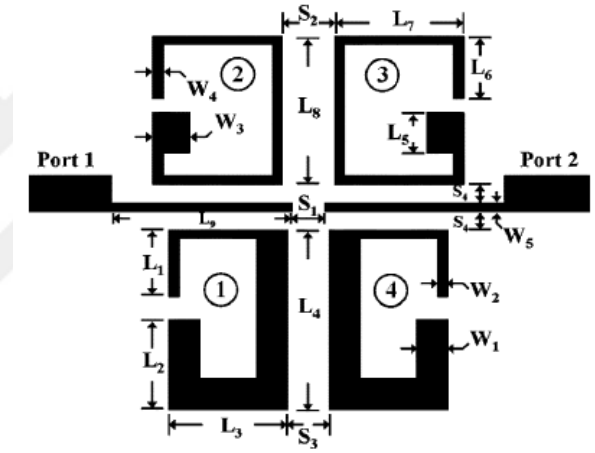
(a)



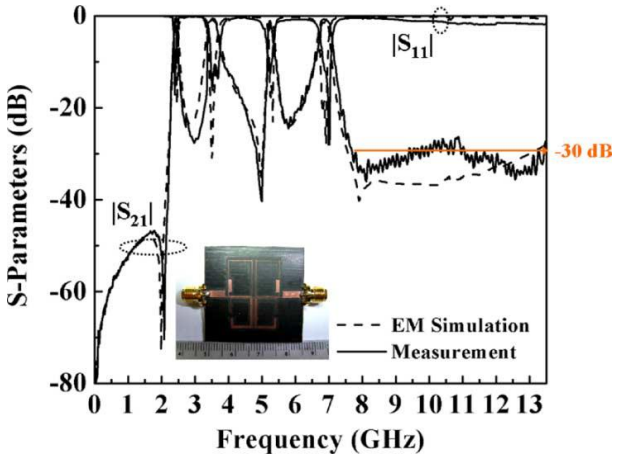
(b)

Şekil 1.6: a) Seramik malzeme kullanılarak, dört farklı rezonatörün birleşimi ile oluşturulan filtre yapısı, b) Geri dönüş ve araya girme kayıplarına ait ölçüm ve simülasyon sonuçları (Cheng ve Yang 2010).

H. W. Wu ve R. Y. Yang'ın 2011'deki çalışmalarında ise asimetrik basamak empedans tipi rezonatörler kullanılmıştır. İki çeşit basamak empedans tipi rezonatörün oluşturduğu konfigürasyonda birinci tür rezonatör birinci ve üçüncü geçme bandlarını 2.4 GHz ve 5.2 GHz'de oluştururken, ikinci ve dördüncü geçme bandları diğer rezonatör vasıtasıyla 3.5 GHz ve 6.8 GHz'de oluşturulmuştur. Rezonatörlerdeki empedans ve uzunlukların değişimleriyle çok bandlı filtrelerin basit bir biçimde tasarlanabileceği gösterilmiştir. Geçme bandlarından sonra yaklaşık 14 GHz'e kadar geniş bir tutma bandı elde edilerek filtrenin band dışı performansı çok iyidir. Tasarlanan filtre minyatür bir yapıya sahip olup, 2.2 dielektrik sabitinde bir malzemeyle üretilmiş 20 mm x 22 mm gibi bir yüzey alanına sahiptir. Tasarlanan filtre ve frekans cevabı Şekil 1.7'de verilmiştir.



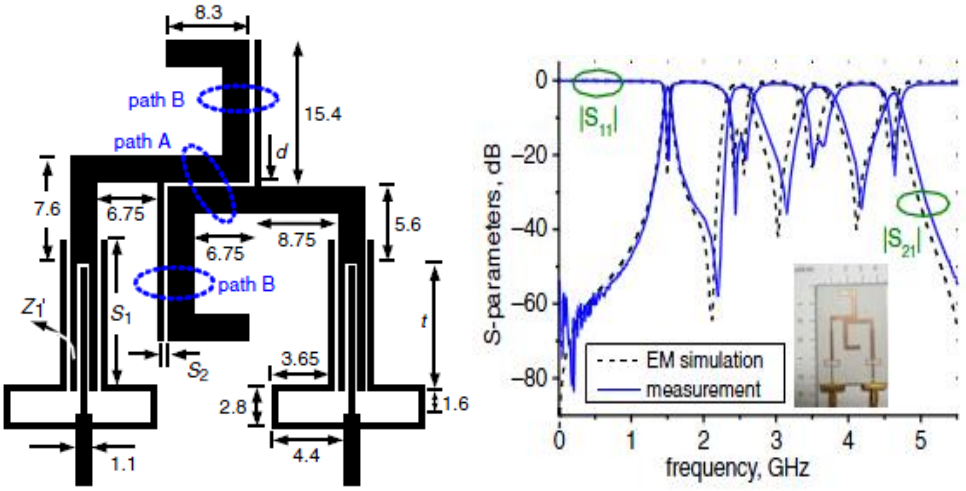
(a)



(b)

Şekil 1.7: a) Asimetrik basamak empedans tipi rezonatörler ile tasarlanmış dört bandlı filtre, b) Frekans cevabı (Wu ve Yang 2011)

Dört bandlı band geçiren filtre tasarımlarına bir başka alternatif de 2011 yılında J. Y. Wu ve W. H. Tu tarafından getirilmiştir. İlgili çalışma Şekil 1.8'de gösterilmiştir. Bu çalışmada, açık devre sonlandırmalı yüklere sahip rezonatörler kullanılarak 1.5 GHz, 2.5 GHz, 3.6 GHz ve 4.6 GHz'de dört ayrı geçme bandı elde edilmiştir. Band içi araya girme kayıpları (S_{21}) sırasıyla 1.98, 1.74, 3.58 ve 3.4 dB olarak hesaplanmıştır.



(a) (b)

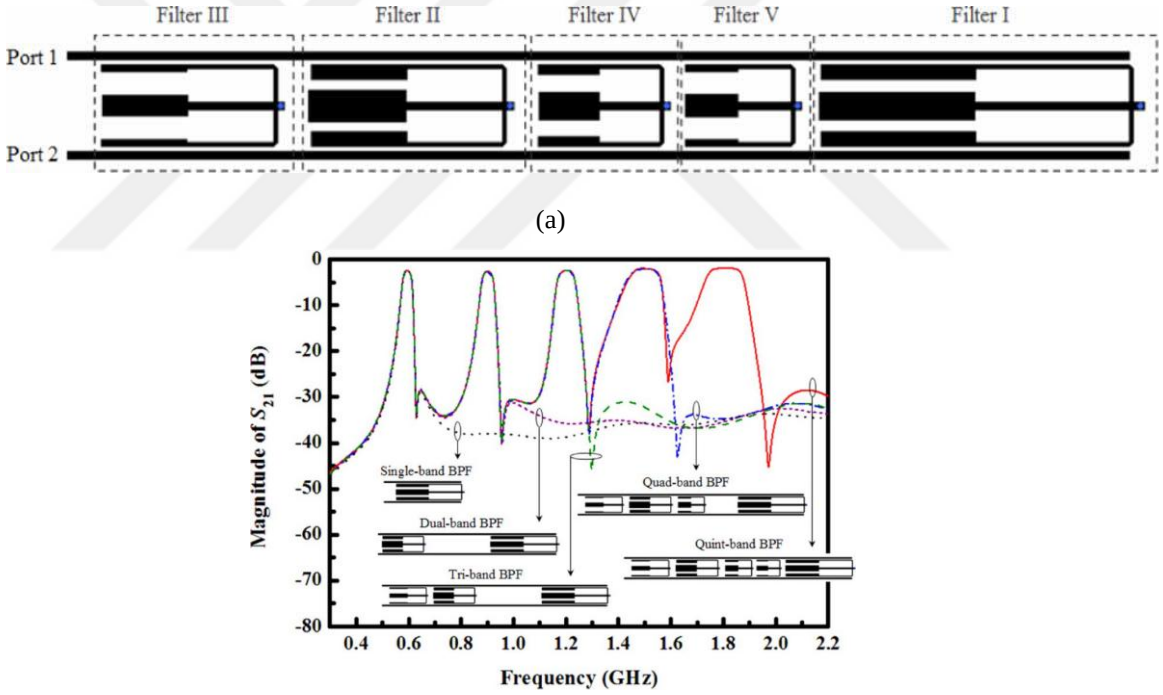
Şekil 1.8: a) Açık devre sonlandırmalı iletim hatlarıyla oluşturulmuş filtre konfigürasyonu, b) Eşdeğer devre modeli, c) Frekans cevabı (Wu ve Tu 2011)

Wei ve arkadaşları (2014) tarafından yapılan çalışmada yine yan hat yüklü basamak empedans tipi rezonatörlere yer verilmiştir. 1.5 GHz, 2.5 GHz, 3.5 GHz ve 5.2 GHz merkez frekanslarında tasarlanmış filtrenin tüm geçme bandları dolaylı yoldan bireysel olarak kontrol edilebilmektedir. Örneğin, dördüncü band bireysel olarak kontrol edilebilirken, üçüncü bandın kontrolü dördüncü bandla birlikte sağlanabilmektedir. Böylece, tasarımcının öncelikle üçüncü bandı arzu edilen frekansa ayarlaması daha sonra tekrar dördüncü banda dönerek bu bandı da arzu edilen frekansa ayarlaması gereklidir.

1.57, 2.8, 5.2, and 5.9 GHz frekanslarında çalışmak üzere Wei ve Shi (2014) tarafından yapılan bir başka çalışmada ise yan hat yüklü çiftli halka rezonatör giriş/çıkış portlarına kuplajlanmıştır. Kuplajın başarılabilmesi için mikroşeritin her iki yüzü de kullanılmış, her yüze farklı rezonatörler yerleştirilmiştir. Çift/tek mod yöntemi kullanılarak teorik olarak analizi de yapılan çalışmada her bir geçme bandı için sırasıyla 8.7/12.8/5.6/3.0 % kesirsel band genişliği elde edilmiştir.

Bir başka dört bandlı band geçiren filtre tasarımı da Weng ve arkadaşları (2014) tarafından dört modlu yan hat yüklü rezonatör kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Böylece dört modlu rezonatörün rezonans frekansları 1.8, 2.4, 3.5 ve 5.2 GHz gibi GSM/Bluetooth/Wifi/WiMax frekanslarına ayarlanmış ve bu rezonatörün bir özdeşi de çıkış portu tarafında kullanılarak her bir geçme bandı için iki kutup elde edilmiştir.

Beş bandlı filtre tasarımına ait bir çalışma ise Chi-Feng Chen (2012) tarafından yapılmıştır. Bu çalışmada üç modlu beş geçme bandı Şekil 1.9'da gösterildiği gibi yan hat yüklemelerine sahip farklı boyutlardaki rezonatörler ile elde edilmiştir. 0.52 λ_g x 0.045 λ_g gibi kompakt bir devre alanına sahip olup en düşük rezonans frekansı 0.6 GHz'dir. Tasarlanan filtrenin frekans cevabı Şekil 1.9 (b)'de gösterilmektedir.



(a)

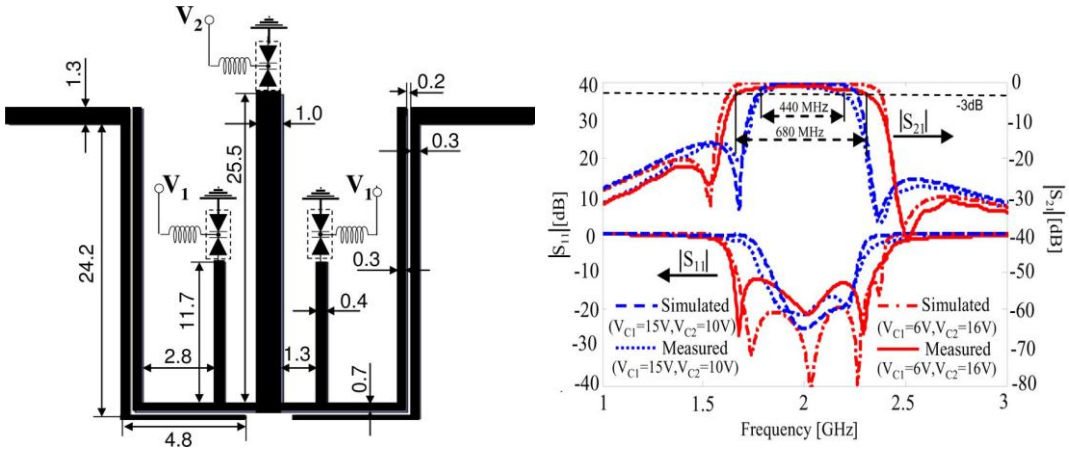
(b)

Şekil 1.9: a) Beş Bandlı Band Geçiren Filtre Yapısı, b) Frekans cevabı (Chen 2012)

Ayarlanabilir mikrodalga filtre tasarımı konusunda literatürde birçok çalışma olmasına rağmen (Lei ve Wang 2005, Hong 2009, Tang ve Hong 2010, Lee ve diğ. 2011, Serrano ve diğ. 2012, Athukorala ve Budimir 2012, Zhao ve diğ. 2012, Huang ve diğ. 2012, Xia ve diğ. 2012, Huang ve diğ. 2013, Chaudhary ve diğ. 2013, Zhang ve diğ. 2013, Chiou ve Rebeiz 2013, Huang ve diğ. 2014, Ni ve Hong 2014, Tsai ve

diğ. 2014, Zhang ve diğ. 2014, Yang ve Rebeiz 2015, Zhu ve Abbosh 2015, Chi ve diğ. 2015), çok bandlı mikrodalga filtre tasarımına tek bandlı filtrelere göre nispeten daha az rastlanmaktadır. Araştırmalar doğrultusunda literatürde sadece birkaç adet çift-bandlı ayarlanabilir mikrodalga filtre tasarımına rastlanılmıştır (Serrano ve diğ. 2012, Xia ve diğ. 2012, Zhao ve diğ. 2012, Chaudhary ve diğ. 2013, Zhang ve diğ. 2013, Zhang ve diğ. 2014, Garcia ve Guyette 2015). Literatürdeki ayarlanabilir mikrodalga filtreler içerisinde band genişliği ve geçme bandlarının merkez frekansının elektronik olarak kontrolü sıklıkla karşılaşılan bir durumdur. Elektronik ayarlama için en çok kullanılan metot ise varaktör diyotların rezonatörde uygun yerlerde kullanılmasıdır. Bilindiği gibi varaktör diyotlar değişken DC gerilime göre farklı kapasitans değeri almakta, bu da rezonatörde bir elektriksel uzunluk değişimine sebebiyet vermektedir (Skyworks, 2008). Böylece frekans cevabında geçme bandının merkez frekansının veya band genişliğinin değişimi gerçekleştirilebilmektedir. Bu çalışmaların yanı sıra, yeniden yapılandırılabilir ve anahtarlanabilir geçme bandlarına sahip çeşitli filtre tasarımları da literatüre sunulmuştur (Lin ve diğ. 2008, Hong 2009, Dai ve Xia 2009, Kim ve Chang 2010, Du ve diğ. 2015, Deng ve diğ. 2014).

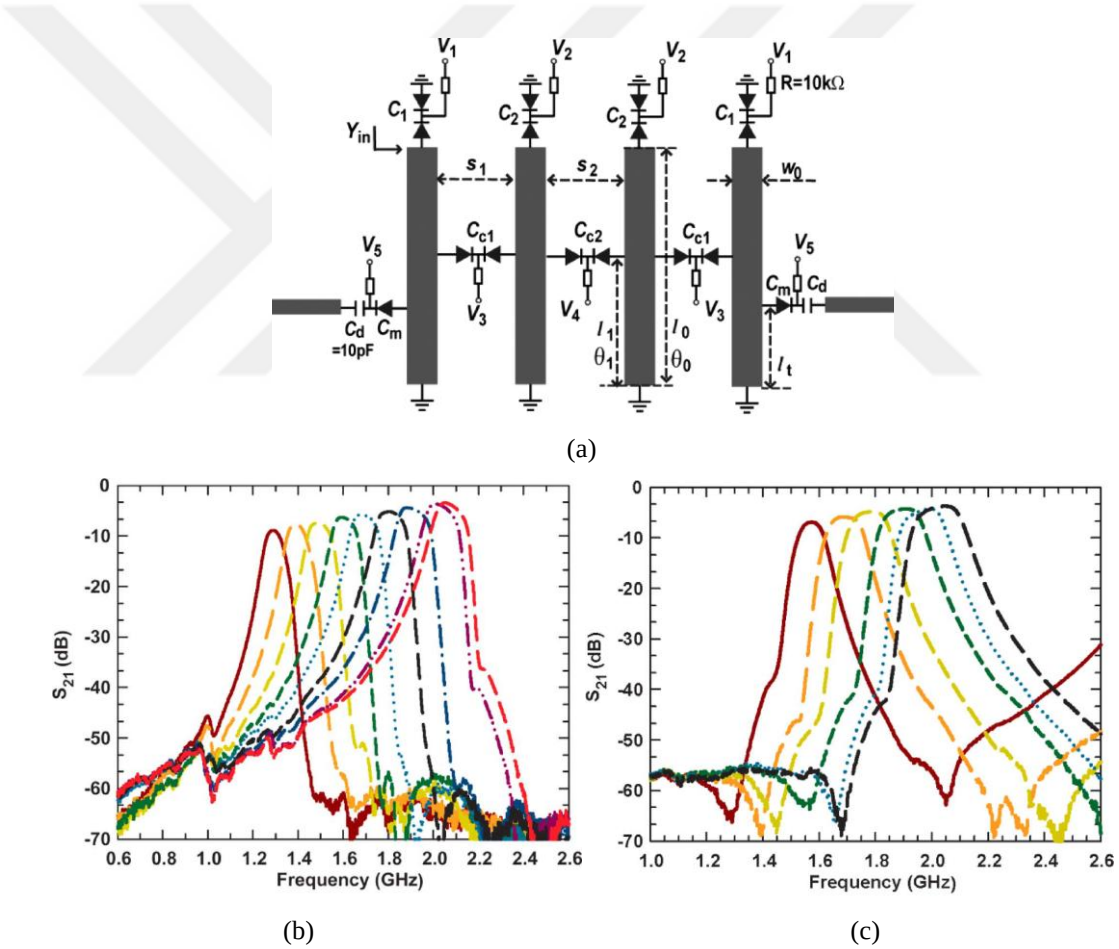
Huang ve arkadaşları (2012) tarafından yapılan çalışmada dört modlu rezonatöre varaktör diyotlar yerleştirilerek kesirsel band genişliği %22 ile %34 arasında elektronik olarak ayarlanabilen 2 GHz merkez frekansında band geçiren filtre tasarımı yapılmıştır (Şekil 1.10).



(a) (b)

Şekil 1.10:a) Ayarlanabilir filtre konfigürasyonu, b) Farklı DC beslemelere göre frekans cevabı değişimi (Huang ve diğ. 2012)

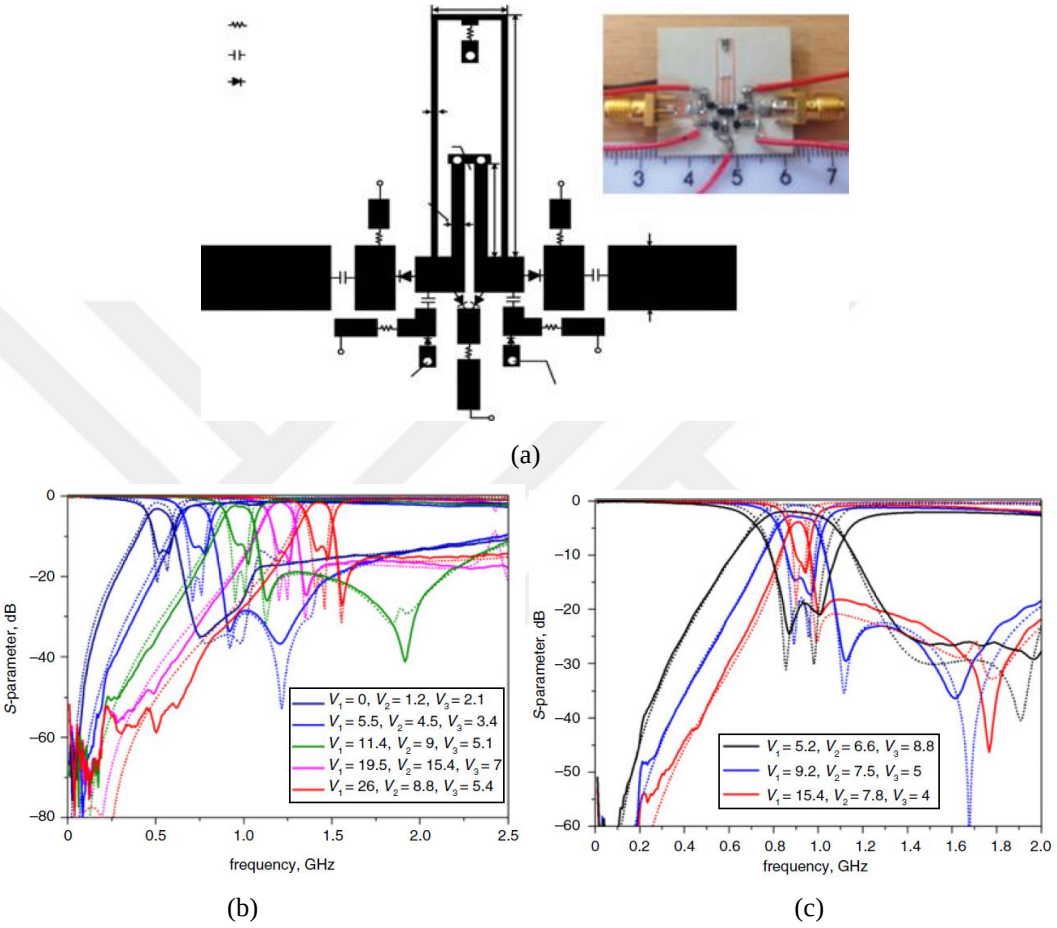
Yang ve Rebeiz (2015) tarafından ortaya koyulan çalışmada iletim sıfırları ve merkez frekansı 1.25-2.1 GHz arasında ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan filtre Şekil 1.11a'da gösterildiği üzere dört kutuplu şerit hat topolojisine sahiptir. Her bir şerit hattın arasında ve üzerinde ayarlama elemanları yer almaktadır. Böylece, bu ayarlama elemanlarının uygun değerlere ayarlanması sayesinde band genişliği, iletim sıfırları ve merkez frekansı ayarlanabilmektedir. İletim sıfırlarının ayarlanması işlemi ile band genişliği ayarlama işleminin birbiriyle ilişkili olduğu belirtilen çalışmada, band genişliğinin değiştirilebilmesi sayesinde geçme bandının solundaki iletim sıfırlarının sağ tarafına geçirilebildiği ortaya koyulmuştur. Şekil 1.11b ve 1.11c'de iletim sıfırlarının her iki durumu için de merkez frekansının nasıl ayarlandığı gösterilmiştir.



Şekil 1.11: a) Önerilen filtre yapısı, b) Sağ iletim sıfırlı ayarlama durumu, c) Sol iletim sıfırlı ayarlama durumu (Yang ve Rebeiz 2015)

Bir diğer ayarlanabilir filtre tasarımı da Zhu ve Abbosh tarafından ortaya konmuş olup, geniş bir ayarlama aralığı kare halka rezonatör ve kısa devre

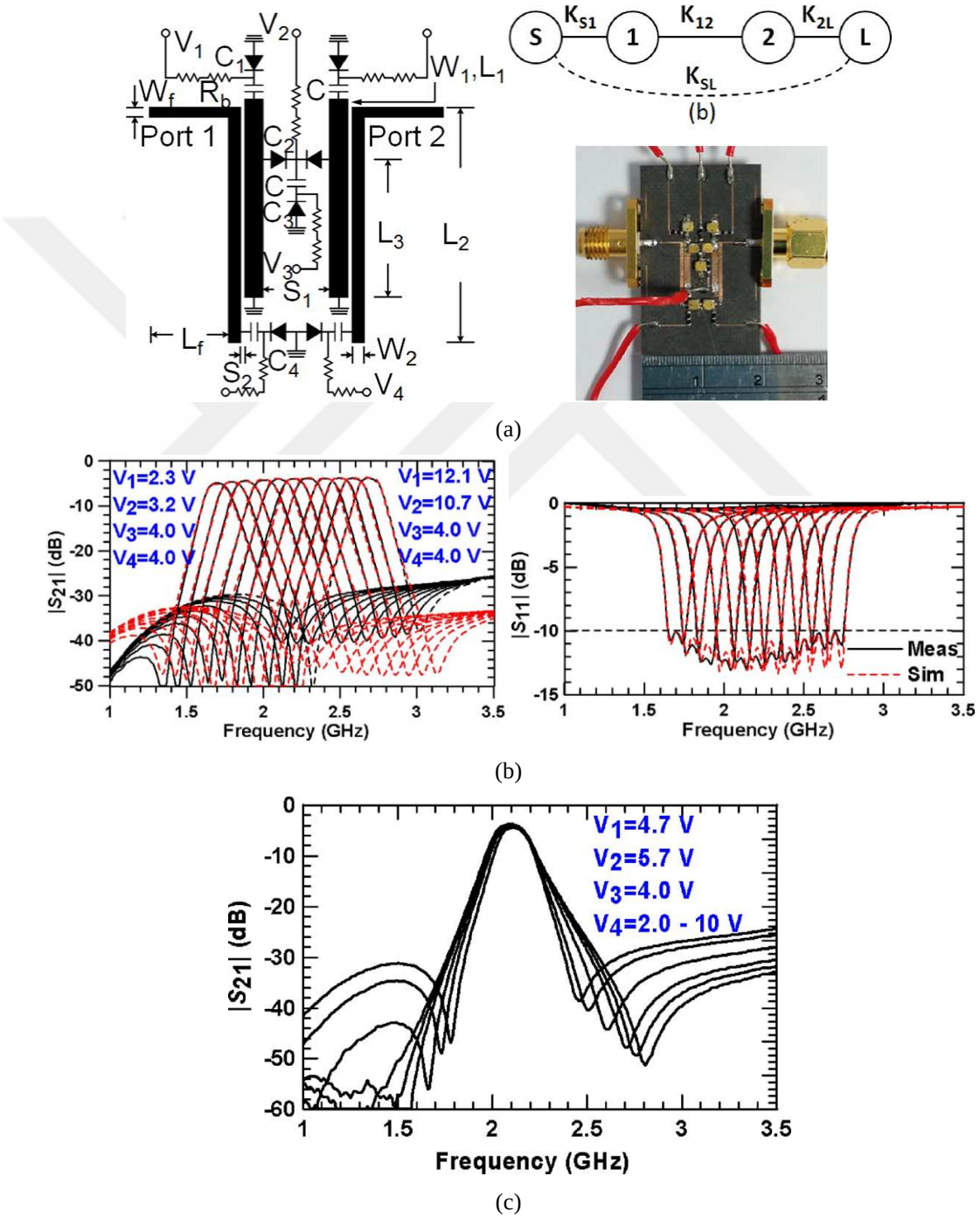
sonlandırılmış iletim hatları yardımıyla elde edilmiştir (Zhu ve Abbosh 2015). Şekil 1.12'de bu çalışmada önerilen filtre konfigürasyonu ve imal edilen devrenin fotoğrafı gösterilmiştir. Tasarlanan filtre 0.52-1.42 GHz arasında geniş bir merkez frekans ayarlamasına izin verebilirken, band genişliği açısından da 90-320 MHz arasında bir ayarlama kapasitesine sahiptir.



Şekil 1.12: a) Ayarlanabilir filtre konfigürasyonu, b) Merkez frekans değişimi, c) Band genişliği değişimi (Zhu ve Abbosh 2015)

Chi ve arkadaşları tarafından tasarlanan bir başka filtre tasarımı ise iki kutuplu tam ayarlanabilir (iletim sıfırları, merkez frekansı ve band genişliği ayarlanabilir) filtre olarak adlandırılmıştır (Chi ve diğ. 2015). Bu çalışmada iki adet şerit hat giriş-çıkış portlarına kuplajlanmış ve aynı zamanda aralarında bir ayarlama elemanı bulunmaktadır. Önerilen konfigürasyon Yang ve Rebeiz tarafından geliştirilen, yukarıda da bahsedilen filtre konfigürasyonuna önemli ölçüde benzerlik göstermekte olup, kutup sayısı açısından farklılık göstermektedir. 1.7-2.7 GHz arasında bir merkez frekans ayarlanabilirliğine izin veren çalışmada, 50-110 MHz

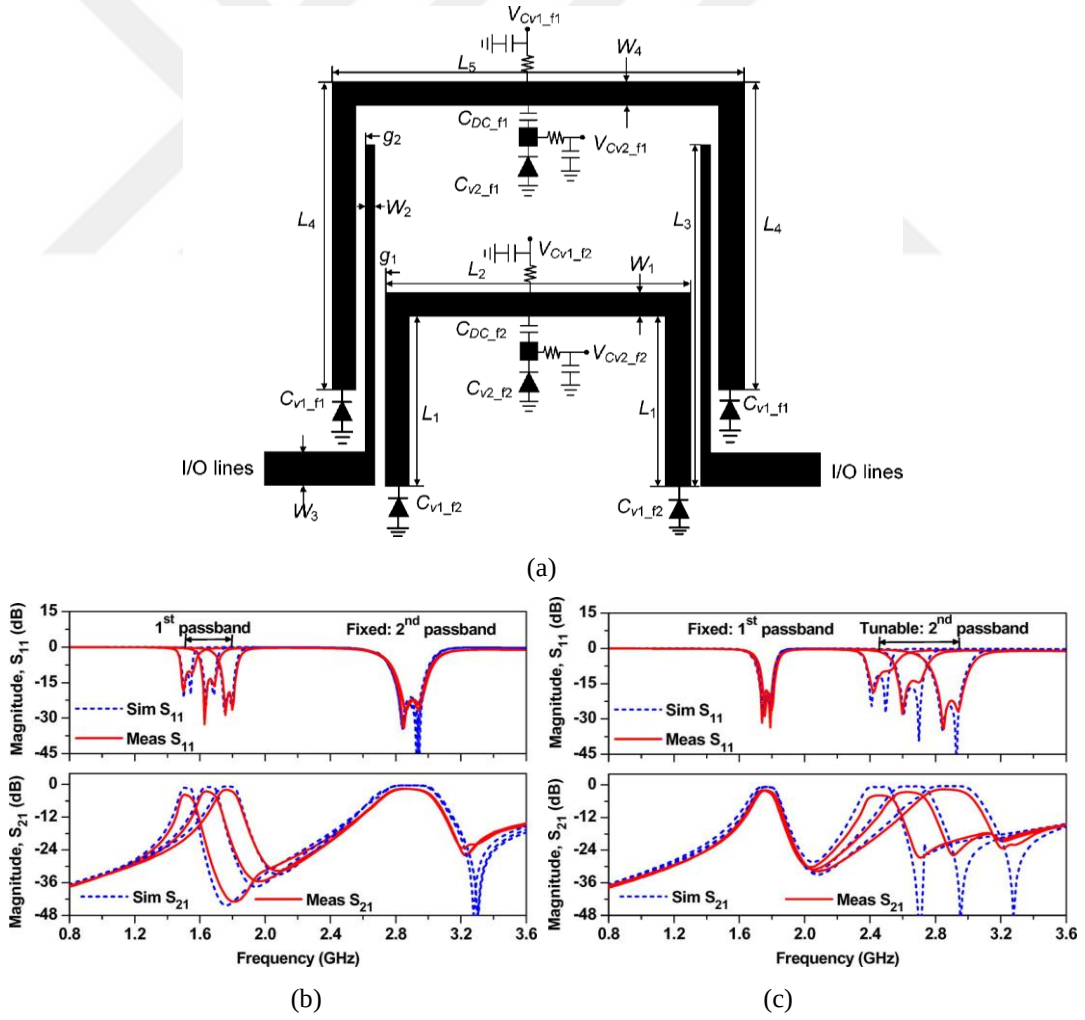
arasında bir band genişliği ayarlanabilirliğinden söz edilmektedir. Merkez frekans ve band genişliği şerit hatlar üzerindeki ve aralarındaki ayarlama elemanları vasıtasıyla gerçekleştirilirken, iletim sıfırları kaynak-yük kuplajının ayarlanması sayesinde başarılmaktadır. Kaynak-yük kuplajı sayesinde geçme bandının her iki yanında iletim sıfırları oluşturulmaktadır. Önerilen filtre konfigürasyonu ve frekans cevabı Şekil 1.13'de gösterilmiştir.



Şekil 1.13: a) Önerilen filtre yapısı, b) Merkez frekansın ayarlanması, c) İletim sıfırları ve band genişliğinin ayarlanması (Chi ve diğ. 2015)

Huang ve arkadaşlarının (2014) çalışmasında sabit band genişliğine sahip filtre tasarımı J/K invertörleri kullanılarak gerçekleştirilmiş ve varaktör diyotlar sayesinde merkez frekansının ayarlanabilmesi sağlanmıştır. Yine tek bandlı ayarlanabilir filtre tasarımı alanında, Ni ve Hong (2014) tarafından varaktör diyot yüklü paralel kuplajlı hatlar ve kısa devre sonlandırılmış yan hatlar kullanılarak ayarlanabilir filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada tasarlanan devrelerin imalatı için sıvı kristal polimer bağlı çok katmanlı baskı devre teknolojisi kullanılmıştır.

Çift bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımına Chaudhary ve arkadaşlarının (2012) yaptığı çalışma örnek gösterilebilir. Bu çalışmada geçme bandlarının merkez frekansları ve band genişlikleri birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilen filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan filtre ve frekans cevapları Şekil 1.14'de gösterilmiştir.



Şekil 1.14: a)Ayarlanabilir çift bandlı band geçiren filtre konfigürasyonu, b) Birinci bandın kontrolü, c) İkinci bandın kontrolü (Chaudhary ve diğ. 2012)

Zhang ve arkadaşları (2014) tarafından yapılan çalışmada ise, ikinci geçme bandı varaktör diyotlarla kontrol edilebilen ayarlanabilir filtre tasarımı yan hat yüklü basamak empedans tipi rezonatörlerle gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada birinci geçme bandının ayarlanabilmesi mümkün olmamakla birlikte ikinci geçme bandı merkez frekans bazında 1.58 GHz ile 2.21 GHz arasında değiştirilebilmektedir. Birinci geçme bandı ise 0.98 GHz'e sabitlenmiştir. Ayrıca, birinci geçme bandının merkez frekansının yaklaşık olarak 6.7 katına kadar temiz bir üst tutma bandı elde edilebilmektedir.

Literatürdeki çok bandlı ayarlanabilir filtre tasarımı alanındaki en önemli çalışmalardan biri ise Garcia ve Guyette tarafından gerçekleştirilen yeniden yapılandırılabilir çok bandlı filtre tasarımıdır (Garcia ve Guyette 2015). Bu çalışmada trimmer kapasitörler kullanılarak arzu edilen sayıda geçme bandı elde edilebilmektedir.

1.2 Tezin Amacı

Tezin temel amacı çok bandlı ayarlanabilir filtre tasarımlarını teorik analizler, simülasyon ve deneysel çalışmalarla ortaya koymaktır. Bu kapsamda, düşük kayıp, düşük maliyetli ve çok bandlı filtre tasarımına müsait olmasından dolayı mikroşerit teknolojisi kullanılarak, ayarlama elemanları sayesinde geçme bandlarının band genişlikleri birbirlerinden bağımsız şekilde ayarlanabilir filtre tasarımları hedeflenmiştir. Literatürdeki mikroşerit filtre tasarımlarında sıklıkla ele alınan çift modlu kare halka rezonatörlerde pertürbasyon elemanları yerine varaktör diyot kullanılarak geçme bandlarının band genişlikleri ayarlanabilmektedir. Çok bandlı ayarlanabilir filtre tasarımları kapsamında özellikle iki ve dört bandlı band genişliği ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımları teorik analiz, simülasyon ve deneysel çalışma bazında tüm hatlarıyla hedeflenmekte olup, üç bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımlarına yönelik çalışmalar ise simülasyonlar bazında ortaya konmaktadır. Bunun sebebi, dört bandlı ayarlanabilir filtre tasarımının özellikleri içerisinde üç bandlı filtre tasarımının özellikleri mevcut olmasındandır. Tasarlanan filtrelerdeki geçme bandlarının anahtarlanabilir özellikte olması da tezin bir diğer önemli amacıdır. Tasarlanan filtrelerin teorik analizleri ise çift/tek mod

empedans/admittans analizleri ve filtrenin kuplaj matrisi sentezlenerek gerçekleştirilebilir. Her bir geçme bandı birbirinden bağımsız olarak hem filtreleme karakteristiği açısından hem de band genişliği açısından kontrol edilebilir çok bandlı filtrelerin kuplaj matrisinin sentezlenmesi ve tasarlanan filtrelerin kuplaj şemalarıyla ortaya koyulması da ana hedeflerden bir diğeridir.

Tez süresince yukarıda belirlenen ana hedefler doğrultusunda tasarlanan ayarlanabilir band geçiren filtrelerin yanı sıra, çok bandlı filtre tasarımları ve çok bandlı filtreler için teorik geliştirmelerin literatüre kazandırılması da ara hedefler arasındadır. İki ve dört bandlı mikroşerit band geçiren filtre tasarımları ve geniş bir durdurma bandı içerisinde ayarlama yan hatlarının kullanılmasıyla tasarlanan geniş bandlı band geçiren filtre tasarımı yan hedefler doğrultusunda ele alınan konulardandır.

1.3 Tez Taslağı

Tez süresince yapılan çalışmalar giriş bölümü dahil altı ana başlık altında incelenmektedir.

- İkinci bölümde teorik olarak filtre tasarımı metotları ele alınmaktadır. Bu bölümde tek ve çok bandlı filtreler için çift/tek mod empedans analizleri ve kuplaj matrisi sentez teknikleri yer almaktadır. Literatürdeki kuplaj matrisi sentez teknikleri doğrudan ve dolaylı olmak üzere iki türde yer almakta olup, bu bölümde sadece doğrudan sentez tekniklerine değinilmektedir. Bu teknikte, filtrenin sıfır ve kutupları girilerek kuplaj matrisinin devre modelinden bağımsız olarak doğrudan sentezi yer alır. Böylece devrenin kuplaj şemasına uygun olacak şekilde matris sentezlenerek devredeki tüm elemanlar arasındaki kuplaj tanımlanabilmektedir.

- Üçüncü bölümde tek bandlı ayarlanabilir mikroşerit filtre tasarımı yer almaktadır. Çift modlu kare halka rezonatör ve bu rezonatörde pertürbasyon elemanı yerine varaktör diyot kullanılarak filtrenin band genişliğinin ayarlama işlemi gerçekleştirilmektedir. Bu bölümde

tasarlanan rezonatör ve filtre sonraki bölümlerde ele alınacak olan çok bandlı filtrelerin de altyapısını oluşturmaktadır.

- Dördüncü bölümde çok bandlı ayarlanabilir mikroşerit band geçiren filtre tasarımlarına değinilmektedir. İki, üç ve dört bandlı, geçme bandlarına ait band genişlikleri birbirinden bağımsız biçimde ayarlanabilir ve geçme bandları anahtarlanabilir band geçiren filtrelerin teorik, simülasyon ve deneysel sonuçları incelenmektedir. Deneysel çalışmalar, iki ve dört bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımları üzerine gerçekleştirilmiştir.

- Beşinci bölümde tez kapsamında gerçekleştirilen diğer filtre tasarımları tartışılmaktadır. Bu bölümdeki filtre tasarımları ayarlanabilir özelliğe sahip olmamakla birlikte, geniş bandlı, iki ve dört bandlı band geçiren filtre tasarımları gibi çeşitli mikrodalga filtre yapıları sunulmaktadır.

- Altıncı ve son bölümde ise tez süresince yapılan tüm çalışmalara genel bir bakış ve aynı zamanda gelecekte yapılabilecek çalışmalara dair tartışma ve öneriler yer almaktadır.

2. FİLTRE TASARIMI

Mikrodalga filtre tasarımlarında deneysel çalışmalara geçmeden önce teorik çalışmalar ve bu çalışmalardan yola çıkılarak simülasyon çalışmaları yapılır. Çünkü, tasarımın teorik analizi, aynı konfigürasyon kullanılarak farklı frekanslardaki tasarımlara da izin vermektedir. Teorik çalışmalardan sonraki simülasyon çalışmaları ise özellikle Tam-Dalga Elektromanyetik Simülatörler kullanılarak gerçekleştirilmektedir (Sonnet, 2011). Bunun sebebi, tasarımda kullanılan iletim hatları arasında teorik çalışmalar esnasında ele alınmayan kuplajların ve sınır şartlarının frekans cevabı üzerindeki kayda değer etkilerinden kaynaklanmaktadır. Özellikle iki farklı teorik modelleme biçimi mikrodalga filtre tasarımlarında yaygın biçimde kullanılmaktadır. Bunlardan birincisi, özellikle filtreyi oluşturan rezonatörlerin elektriksel ve manyetik özelliklerinin incelendiği çift-tek mod analizleridir. Bu analizler, rezonatörün hangi rezonans frekansında, nasıl bir araya girme veya yansıma kaybıyla çalışacağına ışık tutmaktadır. İkincisi ise, filtrenin tüm elemanlarının kuplaj değerlerinin tanımlandığı kuplaj matrisidir. Öyle ki, kuplaj matrisi verilen ve matris elemanlarıyla fiziksel parametreleri ilişkilendirilen bir mikrodalga filtrenin kullanıcı tarafından tam olarak betimlenebilmesi mümkündür.

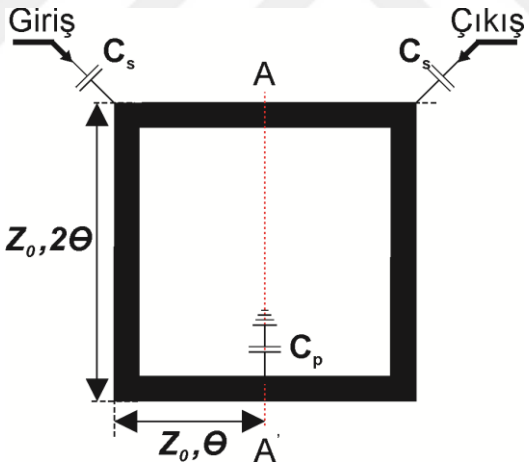
Bu bölümde tez kapsamındaki teorik çalışmalar iki başlık altında incelenmektedir. İlkinde tasarlanan filtrenin eşdeğer devre modeli ve bu modele bağlı olarak iletim hattı teorisine göre çift ve tek mod empedans formülleri elde edilmektedir. Ayrıca, çift modlu rezonatörler kullanılarak tasarlanan çok bandlı band geçiren filtrelerin S-Parametreleri'nin elde edilmesi esnasında karşılaşılan bir probleme yeni bir çözüm önerilmektedir. Diğerinde ise kuplaj matrisi sentez işlemi gerçekleştirilmektedir. Bu kısımda kuplaj matrisi sentezine yönelik yeni önermeler yer almakta olup, özellikle her bir geçme bandı birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilir çok bandlı band geçiren filtrelerin kuplaj matrisi sentez yöntemi Doğrudan Sentez Metodu'na dayalı olarak ortaya koyulmaktadır. Bu bölümdeki çalışmalar tamamen teorik olarak ele alınmış olup, tezin ilerleyen (üçüncü, dördüncü ve beşinci) bölümlerinde somut devre tasarımları incelenecektir.

2.1 Çift/Tek Mod Empedans Analizleri

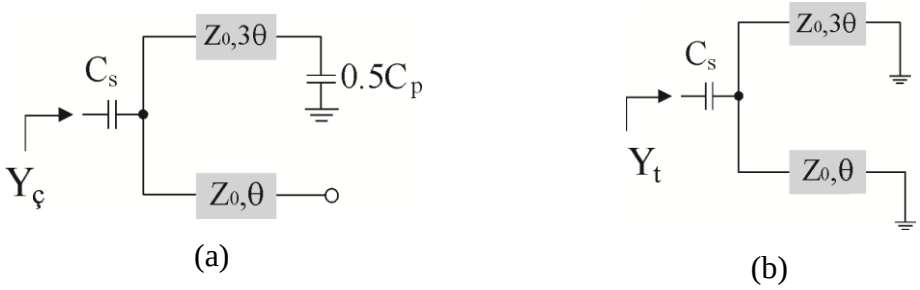
Literatürde çift modlu halka rezonatörlerin çift-tek mod empedans analizi birçok kez ortaya koyulmuştur (Cheng 1998, Yang ve diğ. 2010, Hong ve Lancaster 2001). Bu bölümde öncelikle literatürdeki mevcut teknikler ve formüller ele alınacak, daha sonra ise çok bandlı filtre tasarımları için eşdeğer devre modelleri ve çift-tek mod analizlerine yer verilecektir. Tez kapsamındaki ayarlanabilir filtre tasarımlarında çift modlu rezonatörler kullanılacağı için çift-tek mod analizleri çift modlu rezonatörler üzerinden anlatılacaktır.

2.1.1 Tek Bandlı Filtreler için Çift/Tek Mod Empedans Analizleri

Şekil 2.1'de geleneksel çift modlu band geçiren filtre yapısı gösterilmektedir. Şekil 2.1'deki devreye ait çift ve tek mod eşdeğer devre modelleri de Şekil 2.2'de gösterilmektedir.



Şekil 2.1: Geleneksel çift modlu band geçiren filtre konfigürasyonu



Şekil 2.2: Geleneksel çift modlu filtreye ait eşdeğer devre modelleri a) Çift mod, b) Tek mod

Şekil 2.2a'da verilen çift mod eşdeğer yarı devre modeli, devrenin AA' ile gösterilen simetri eksenine manyetik duvar yerleştirildiği durumda elde edilirken, Şekil 2.2b'de verilen tek mod eşdeğer yarı devre modeli ise, simetri eksenine elektrik duvar yerleştirildiği durumda elde edilir. Bir başka deyişle, çift mod eşdeğer devre modelinde simetri ekseni açık devre olurken, tek mod eşdeğer devre modelinde ise simetri ekseni kısa devre olmaktadır. Dikkat edilmelidir ki, bu eşdeğer devre modelleri sadece buradaki rezonatör konfigürasyonu için değil, farklı rezonatör yapıları için de kullanılabilir. Şekillerden görüldüğü gibi kare halka rezonatör, C_s kapasitanslarıyla giriş ve çıkış portlarına kuplajlanmış ve simetri eksenine pertürbasyon kapasitansı, C_p yerleştirilmiştir. Ayrıca, Z_0 karakteristik empedansı, θ ise elektriksel uzunluğu ifade etmektedir. Elektriksel uzunluk θ, $\frac{\pi f}{4f_r}$ şeklinde ifade edilebilir. Burada f_r rezonans frekansını ifade etmekte olup, 3 dB kesim frekanslarında geçerliliği bilinen aşağıdaki analitik açıklamadan yararlanılarak bulunabilir (Hong ve Lancaster 2001).

$$\frac{\sqrt{-\left(Z_{ç}-Z_t\right)^2 {Z_0}^2}}{\sqrt{\left(Z_{ç}Z_t+{Z_0}^2\right)^2-\left(Z_{ç}+Z_t\right)^2 {Z_0}^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \qquad (2.1)$$

Bu eşitlikteki $Z_ç$ ve Z_t empedansları sırasıyla çift ve tek mod empedanslarını belirtmektedir. Ayrıca, elektriksel uzunluk, faz sabiti (β) ve fiziksel uzunluğun (*l*) çarpımı biçiminde de, $\theta = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda} l$, elde edilebilir. Burada λ dalga boyunu temsil etmekte olup $\frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_{eff}}}$ ile ifade edilirken, l ise ilgili elektriksel uzunluğa ait fiziksel uzunluğa karşılık gelmektedir..

Şekil 2.2a'da gösterilen çift mod eşdeğer devre modelinde pertürbasyon elemanının bulunduğu koldaki elektriksel uzunluk giriş ve çıkış portlarının arasındaki kola ait elektriksel uzunluğun üç katı kadardır. Literatürde bu eşdeğer devre modellerinin analizleri yapılmış olup çift mod empedans formülü aşağıda verilen eşitlik (2.2)'de gösterilmiştir. (Cheng 1998).

$$Z_{ç} = \frac{1}{Y_{ç}} = -jZ_0 \left[\frac{1}{y_S} - \left(\frac{y_p+\tan 3\theta}{y_p \tan 3\theta - 1} - \tan\theta\right)^{-1}\right] \qquad (2.2)$$

Buradaki y_s ve y_p terimleri sırasıyla $2\pi f C_s Z_0$ ve $\pi f C_p Z_0$'dir. Şekil 2.2b'de verilen tek mod eşdeğer devre modelinde ise, pertürbasyonu temsil eden kapasitans simetri ekseni kısa devre sonlandırıldığı için kısa devre olacaktır. Bu eşdeğer devre modeline göre, tek mod empedans formülü (2.3) eşitliğindeki gibi ifade edilebilir (Cheng 1998).

$$Z_t = \frac{1}{Y_t} = -jZ_0\left(\frac{1}{y_S} - \frac{1}{\cot\theta + \cot 3\theta}\right) \qquad (2.3)$$

Elde edilen çift ve tek mod empedans formüllerinden bir mikrodalga devrenin S parametreleri (2.4) eşitliği ile hesap edilebilir (Hong ve Lancaster 2001).

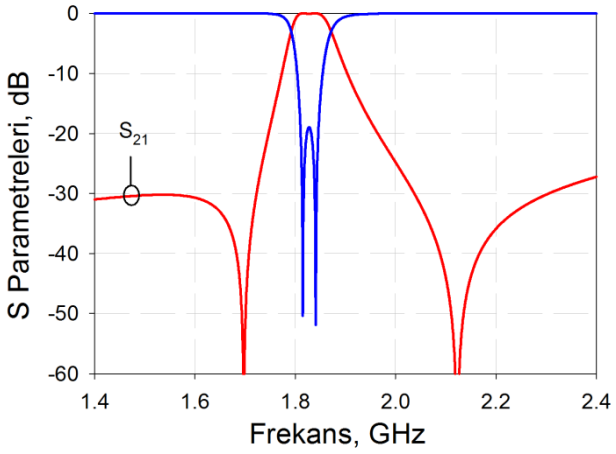
$$S_{21} = \frac{(Z_ç - Z_t)Z_0}{\left(\frac{Z_ç + Z_t}{2} + Z_0\right)^2 - \left(\frac{Z_ç - Z_t}{2}\right)^2} \qquad (2.4a)$$

$$S_{11} = \frac{Z_ç Z_t - {Z_0}^2}{\left(\frac{Z_ç + Z_t}{2} + Z_0\right)^2 - \left(\frac{Z_ç - Z_t}{2}\right)^2} \qquad (2.4b)$$

Eşitlik (2.4a)'da $Z_ç$ ve Z_t empedanslarının eşit olduğu durumda iletim katsayısının sıfır olduğu görülmektedir. Dolayısıyla çift ve tek mod empedanslarını birbirine eşitleyerek iletim sıfırı frekanslarını (2.5) eşitliği vasıtasıyla hesaplanabilir (Cheng 1998).

$$\frac{\sin 4\theta(f_z)\cos 2\theta(f_z)}{(\sin 3\theta(f_z))^2} - \pi f_z C_p Z_0 = 0 \qquad (2.5)$$

Tek bandlı çift modlu filtre için elde edilen örnek bir frekans cevabı Şekil 2.3'te gösterilmiştir.



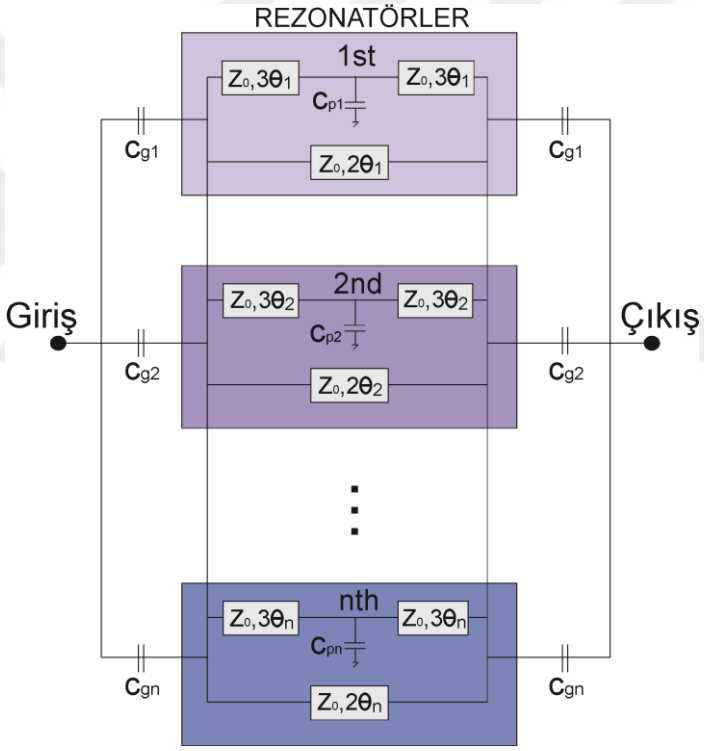
Şekil 2.3: Çift ve tek mod empedanslarından elde edilen tek-band çift-mod band geçiren filtre cevabı (l=7.6 mm, Z_0=65.85 Ω, C_s=0.4 pF, C_p= 0.29 pF, ε_r=10.2, ε_{eff}=6.4)

2.1.2 Çok Bandlı Filtreler için Çift/Tek Mod Empedans Analizleri

Şekil 2.4'te n bandlı bir filtreye ait eşdeğer devre modeli verilmiştir. Bu devrede, her bir rezonatör için kuplaj kapasitansı olan C_g kapasitörleri ayrı ayrı temsil edilmiştir. Böylece her bir rezonatörün çift ve tek mod empedansları kendi geçme bandlarında analiz edilebilir ve son olarak elde edilen çift ve tek mod empedans formülleri (2.6a) ve (2.6b) eşitliklerinde olduğu gibi düzenlenebilir.

$$\frac{1}{Z_ç} = \frac{1}{Z_{ç1}}K_1 + \frac{1}{Z_{ç2}}K_2 + \cdots + \frac{1}{Z_{çN}}K_N \tag{2.6a}$$

$$\frac{1}{Z_t} = \frac{1}{Z_{t1}}K_1 + \frac{1}{Z_{t2}}K_2 + \cdots + \frac{1}{Z_{tN}}K_N \tag{2.6b}$$

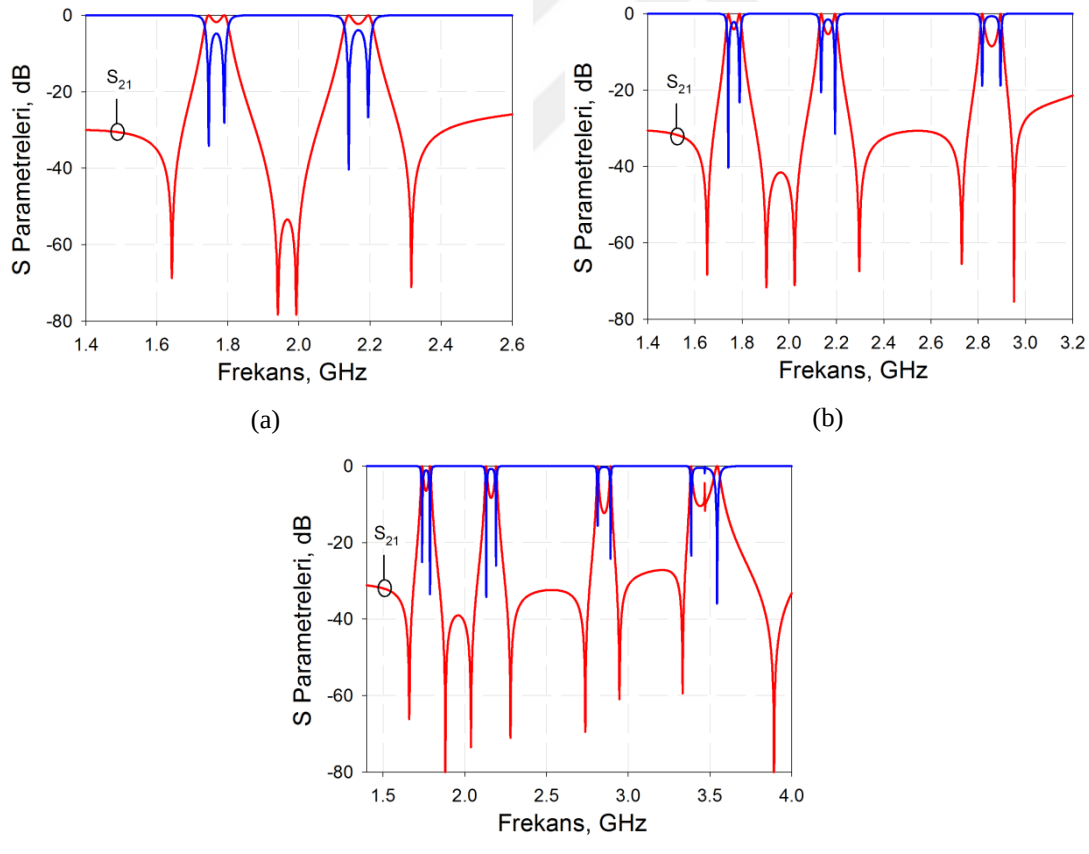


Şekil 2.4: n bandlı band geçiren filtre için eşdeğer devre modeli

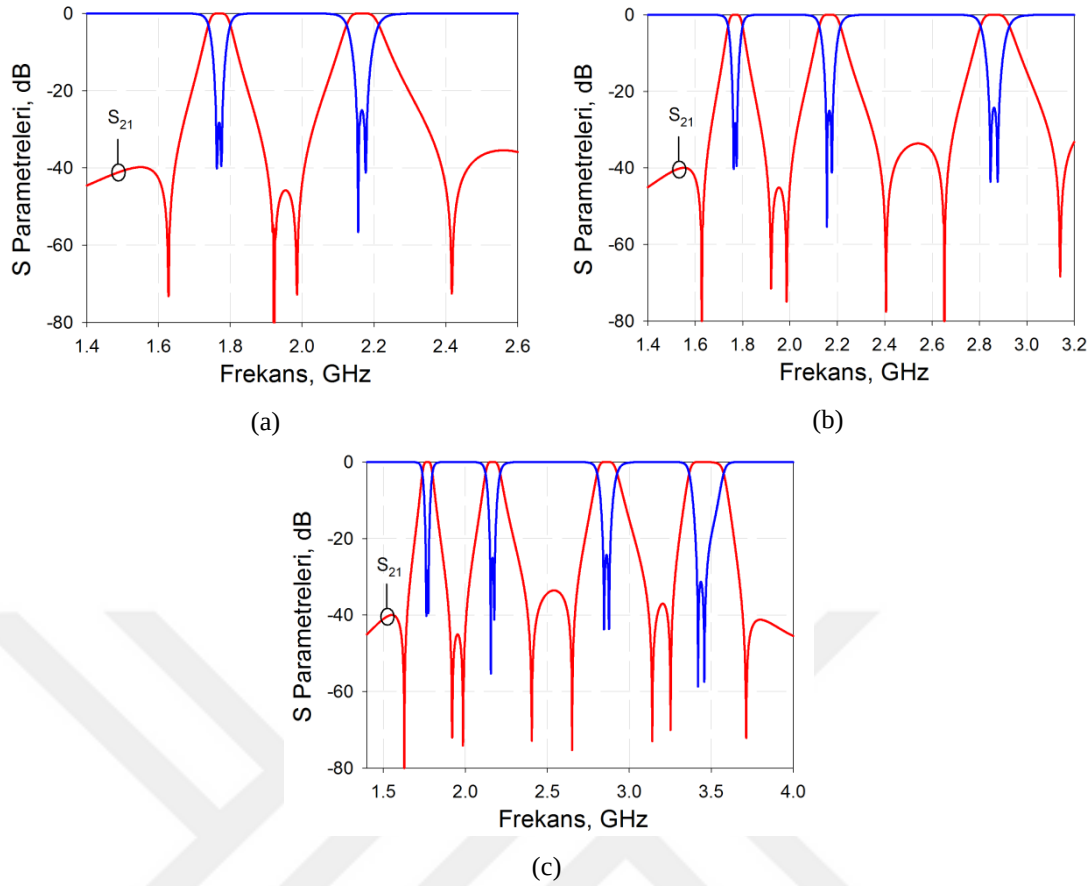
Bu eşitliklerdeki K katsayıları genelleştirilen çift ve tek mod empedans formüllerinin normalizasyonu için geçerlidir. Çünkü klasik devre teorisinden faydalanarak Şekil 2.4'teki eşdeğer devre modeline göre çift ve tek mod empedans formülleri elde edildiğinde, rezonatörlerin çift ve tek mod empedansları diğer rezonatörlerin formüllerine etki edecektir. Dolayısıyla her bir rezonatöre ait mod empedansını bir katsayı kullanarak diğer rezonatörlere olan etkisini yok etmek gerekir. Tez kapsamında önerilen bu katsayılar eşitlik (2.7)'deki gibi tanımlanabilir.

$$K_R = \left[\prod_{i=1}^{N} \frac{(f - f_{ci})}{(f_{cR} - f_{ci})}\right] \qquad (i \neq R) \qquad (2.7)$$

Önerilen katsayıdaki R indisi rezonatör numarasını ifade etmekle beraber aynı zamanda o rezonatörün oluşturduğu bandı temsil etmektedir. Burada, eşitlik yazılırken i indisinin R indisine eşit olmamasına dikkat edilmelidir. Diğer yandan, f_c frekansları her bir banda ait merkez frekansını temsil etmektedir. Eşitlik (2.7)'de tanımlanan K katsayıları (2.6) eşitliğinde 1 alındığında ortaya çıkabilecek olumsuz durumlara bir örnek olarak iki, üç ve dört bandlı filtre cevapları Şekil 2.5'te gösterilmektedir. K katsayılarının (2.7) eşitliğindeki formüle göre yazılması durumunda elde edilen frekans cevapları Şekil 2.6'da verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi yansıma katsayısı seviyeleri her cevapta K katsayılarına bağlı olarak ayrı ayrı ayarlanabilmekte ve kabul edilebilir seviyelere çekilebilmektedir. Bir başka deyişle, her bir banda ait çift-tek mod empedansı, diğer bandların çift-tek mod empedanslarından, kullanılan formül yardımıyla ayrılabilmektedir.



Şekil 2.5: Çift-tek mod empedanslarından elde edilen frekans cevapları (K_N=1) a) n=2, b) n=3, c) n=4



Şekil 2.6: Eşitlik (2.7)'de önerilen katsayı formülünden faydalanılarak elde edilen frekans cevapları a) n=2, b) n=3, c) n=4

Eşitlik (2.7)'de önerilen formül birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilen geçme bandlarına sahip çift modlu çok bandlı filtreler için kullanılabilir. Çünkü bu tarz filtrelerde kaynak-yük kuplajı rezonatörler arası kuplajı kesmektedir. Bu nedenle, bir geçme bandı kendine ait pertürbasyon düzenlemesiyle band genişliği ve geri dönüş kaybı bazında kontrol edilirken, diğer geçme bandlarında herhangi bir değişim olmamaktadır. Dolayısıyla bir bandın geri dönüş kaybı pertürbasyona göre değişirken diğer bandlar sabit kalmalıdır.

2.2 Kuplaj Matrisi Sentez Teknikleri

Literatürdeki kuplaj matrisi sentez teknikleri doğrudan (direct) ve dolaylı (indirect) sentez metodları olmak üzere iki farklı türde incelenmiştir (Atia 1972 ve 1974, Cameron ve Rhodes 1981, Levy 1995, Cameron 1999 ve 2003, Amari 2001, 2003 ve 2004, Hong ve Lancaster 2000, Hong ve Lancaster 2001, Lenoir ve diğ.

2006, Kuo ve diğ. 2010). Dolaylı sentez metodunda kuplaj matrisi, eşdeğer devre modelinden devre eleman değerlerinin bulunması yoluyla elde edilir. Doğrudan sentez metodunda ise, filtrenin frekans cevabı normalize frekanslara dönüştürüldükten sonra (alçak geçiren filtre prototipi elde edildikten sonra), uygun bir karakteristik fonksiyon yardımıyla admittans matrisi elde edilir ve buradan kuplaj matrisi sentezlenir. Bu metotlardan doğrudan sentez metodu bir mikrodalga filtrenin analizini gerçekleştirmek için tasarım çalışmalarında oldukça yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Çünkü kuplaj matrisi filtrenin frekans cevabındaki önceden belirlenmiş sıfır ve kutuplardan doğrudan elde edilmekte, bu nedenle de tasarımcıya önemli derecede kolaylık sağlamakta; kuplaj matrisi sentezlendikten sonra matris elemanları dönüşüm formülleri kullanılarak devre yapısına uygun forma getirilebilmekte ve buradan devrenin ilgili değeri değiştirilerek arzu edilen frekans cevabına geçiş yapılabilmektedir. Bu bölümde özellikle doğrudan sentez metodu üzerinden kuplaj matrisi sentezine değinilmekte ve çok bandlı filtreler için genel bir sentez yöntemi ele alınmaktadır. Kuplaj matrisi sentez işlemleri esnasında karakteristik fonksiyon seçimi önemli bir yere sahiptir. Seçilen karakteristik fonksiyon frekans cevabının türünü gösterdiği için filtreleme fonksiyonu olarak da adlandırılmaktadır. Literatürdeki çalışmalarda Butterworth, Chebyshev, eliptik ve lineer fazlı filtreler için karakteristik fonksiyonlar mevcuttur (Hong ve Lancaster 2001, Pozar 2004). Ancak, asimetrik cevaplı çok bandlı filtreler için kuplaj matrisi sentezi birçok problemi de beraberinde getirmektedir. Örneğin, geçme bandlarının yanında iletim sıfırlarının mevcut olduğu bir frekans cevabı, sıfır ve kutuplar arasındaki oranın uyumsuzluğundan dolayı tam bir eliptik filtre olarak nitelendirilemeyebilir. Bu oran Hong ve Lancaster'ın 2001'deki çalışmasında (Hong ve Lancaster 2001) belirlenmiş olup, aksi durumda frekans cevabı kuasi-eliptik olarak adlandırılır. Dolayısıyla iletim sıfırlarına sahip bir filtrenin kuplaj matrisi için en genel sentez yöntemi aslında asimetrik kuasi-eliptik filtreler üzerinedir.

2.2.1 Tek Bandlı Filtreler İçin Kuplaj Matrisi Sentezi

Kuplaj matrisi sentez işlemlerinde karakteristik fonksiyonun seçimi oldukça önemlidir. Çünkü, seçilen fonksiyonun asimetrik frekans cevabına sahip filtreler için geçerli olması ve aynı zamanda araya girme kaybı (*IL*) ve yansıma kaybının (*RL*)

ayarlanabilmesi önem arz etmektedir. Bu sayede teorik, simülasyon ve deneysel çalışmalar birbiriyle uyum içerisinde olabilecek ve önerilen teorik modele uygun filtre tasarımlarının ortaya konması mümkün olacaktır. Tez kapsamında yapılan çalışmalarda, eliptik filtreleme karakteristiğine sahip filtreler için uygun olan karakteristik fonksiyon türü, kuasi-eliptik filtreler için yansıma kaybının ayarlanabileceği şekilde yenilenmiştir. Bilindiği gibi, kuasi-eliptik filtreleme karakteristiğinde sıfır ve kutup frekansları uygun değerlere ayarlanarak eliptik filtreleme karakteristiği elde edilebilir. İki kapılı bir mikrodalga devresinde saçılma parametreleri arasında eşitlik (2.8a) ve (2.8b)'de verilen bağıntılar bulunmaktadır (Hong ve Lancaster 2001),

$$\left|S_{11}{}^2\right| + \left|S_{21}{}^2\right| = 1 \tag{2.8a}$$

$$S_{11} = S_{22},\ S_{21} = S_{12} \tag{2.8b}$$

bağıntıları bulunmaktadır. Araya girme kaybı (S_{21}) ve yansıma kaybı (S_{11}) bir F karakteristik fonksiyonuna bağlı olarak aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\epsilon^2 F^2(\Omega)} \tag{2.9a}$$

$$|S_{11}(j\Omega)|^2 = \frac{\epsilon^2 F^2(\Omega)}{1+\epsilon^2 F^2(\Omega)} \tag{2.9b}$$

Burada Ω normalize frekansları temsil etmektedir. Mikrodalga filtreler, başlangıçta alçak geçiren filtre prototipine göre tasarlanarak daha sonra gerekli frekans ve empedans dönüşümleriyle gerçek frekanslara aktarılır. Bu nedenle kuplaj matrisi sentezi normalize frekanslara göre yapılmalıdır. Band içi dalgalanma faktörü ε, verilen bir *IL* (araya girme kaybı) veya *RL* (yansıma kaybı) ile hesaplanabilir. Ancak verilecek *IL* ve *RL* değerleri sadece tek bir frekanstaki değeri gösterir. Eşitlik (2.10)'daki karakteristik fonksiyon sıfır ve kutupları önceden verilmiş bir filtre için (Hong ve Lancaster, 2001);

$$F(\Omega) = M\frac{\prod_{i=1}^{N}(\Omega-\Omega_{zi})}{\prod_{i=1}^{N}(\Omega-\Omega_{pi})} \tag{2.10}$$

$$S_{11}(f_c) = RL \text{ veya } S_{21}(f_c) = IL \tag{2.11}$$

şeklinde olacaktır. Burada, Ω_z ve Ω_p değişkenleri karakteristik fonksiyonun sıfır ve kutup noktalarını, N filtrenin derecesini temsil etmektedir. f_c *ise* arzu edilen *IL* ve *RL*

değerlerinin bulunduğu merkez frekansını göstermektedir. M katsayısı ise Hong ve Lancaster'ın çalışmasında (Hong ve Lancaster 2001) verilen formüller vasıtasıyla eliptik filtreler için bulunabilmektedir. Ayrıca, bu tezde yapılan çalışmalar sonucu, M katsayısının arzu edilen yansıma kaybında (*RL*) veya arzu edilen araya girme kaybında (*IL*) Eşitlik (2.11)'in çözümü ile hesaplanabilmesi mümkün olacağı görülmüştür. Hesaplanan M katsayısı ile yazılacak olan karakteristik fonksiyon kuasi-eliptik filtreler için kullanılabilecektir. Filtre derecesini gösteren N sayısı, birçok filtrede kutuplar ve sıfırlar için aynıdır. Ancak, bazı sıfırların sonsuzda olması veya kutupların çakışık olması gibi sebeplerden dolayı frekans cevabında eksik sıfır veya kutup sayısı göze çarpabilir. Diğer yandan karakteristik fonksiyonun sıfır ve kutuplarını gösteren Ω_z ve Ω_p değerleri gerçek frekanslardan normalizasyon yapılarak bulunabilecektir. Normalizasyon işlemi (2.12) eşitliğine göre gerçekleştirilir (Hong ve Lancaster 2000);

$$\Omega = \frac{1}{FBW}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{2.12}$$

Bu eşitlikteki FBW ifadesi kesirsel band genişliğini (Band genişliğinin merkez frekansa oranı), ω_0 frekansı ise merkez frekansı temsil etmekte olup (2.13a), (2.13b) ve (2.13c) eşitliklerinde olduğu gibi hesaplanabilirler.

$$FBW = \frac{\Delta f}{\omega_0} \tag{2.13a}$$

$$\Delta f = \omega_{3dB2} - \omega_{3dB1} \tag{2.13b}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{3dB1}.\omega_{3dB2}} \tag{2.13c}$$

ω_{3dB1} ve ω_{3dB2} ifadeleri sırasıyla geçme bandının sol ve sağındaki 3 dB kesim frekanslarını gösterir. Kuplaj matrisi sentezi için gerekli işlemler ise bu aşamadan sonra başlamaktadır. Bilindiği gibi S_{11} ve S_{21}, uygulanacak Hurwitz faktörizasyonuyla Eşitlik (2.14)'te verilen polinomlara $s=j\Omega$ olmak üzere ayrılabilir (Cameron 1999 ve 2003).

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)}{\epsilon_{21}\,E(s)} \tag{2.14a}$$

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)}{\epsilon_{11}E(s)} \tag{2.14b}$$

Buradaki ε_{11} ve ε_{21} katsayıları normalizasyon katsayıları olup daha sonra ele alınacaktır. Elimizde eğer asimetrik sıfır ve kutuplara sahip bir karakteristik fonksiyon varsa, bu durumda Hurwitz faktörizasyonu problem teşkil edecektir. Bunun sebebi, Hurwitz faktörizasyonu yapıldığında kompleks düzlemin sol yarı düzleminde yer alan sıfır ve kutupların sağ yarı düzlemde de (veya tam tersi) oluşmasından dolayıdır. Bir başka deyişle Eşitlik (2.14)'teki gibi yazılması gereken saçılma parametreleri polinomlarının, sol taraftaki sıfırın sağ tarafta da oluşmasından dolayı yanlış ifade edilmesi önemli bir problem oluşturacaktır. Bu doğrultuda, E(s), F(s) ve P(s) polinomları Hurwitz faktörizasyonu yapılmadan doğrudan elde edilmelidir. Eşitlik (2.10)'da verilen karakteristik fonksiyonu $F(\Omega)=F_N(\Omega)/F_D(\Omega)$ şeklinde numeratör ve denominatör kısımları ayrı ayrı ifade edilebilecek şekilde eşitlik (2.9)'da yerine koyduğumuzda (2.15a) ve (2.15b) eşitlikleri elde edilir.

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{{F_D}^2(\Omega)}{{F_D}^2(\Omega)+\epsilon^2{F_N}^2(\Omega)} \tag{2.15a}$$

$$|S_{11}(j\Omega)|^2 = \frac{\epsilon^2{F_N}^2(\Omega)}{{F_D}^2(\Omega)+\epsilon^2{F_N}^2(\Omega)} \tag{2.15b}$$

Eşitlik (2.15a)'daki numeratör kısmından (2.14a) eşitliğindeki iletim katsayısının numeratör polinomu (P(s)), eşitlik (2.15b)'deki numeratör kısmından da (2.14b) eşitliğindeki yansıma katsayısının numeratör polinomu (F(s)) türetilebilecektir. Dikkat edileceği üzere, (2.15a) ve (2.15b) eşitliklerindeki denominatör polinomları birbirine eşit olup (2.14a) ve (2.14b) eşitliklerinde E(s) polinomuyla ifade edilmiştir. Ayrıca ε_{11} ve ε_{21} katsayıları, eşitlik (2.15)'ten elde edilen köklerin eşitlik (2.14)'e yerleştirilerek polinom halinde yazılan saçılma parametreleriyle, karakteristik fonksiyona bağlı olarak yazılan saçılma parametrelerinin (bkz. Eşitlik (2.9)) aynı olmasını sağlamak için eklenmelidir. Bu katsayılar (2.16) eşitliğinde verildiği gibi yazılabilir.

$$\varepsilon_{21} = \sqrt{\varepsilon^2 M^2 + 1} \tag{2.16a}$$

$$\varepsilon_{11} = \frac{\sqrt{\varepsilon^2 M^2 + 1}}{\varepsilon M} \tag{2.16b}$$

Bu eşitliklerdeki ε dalgacık faktörünü temsil etmekte ve aşağıdaki gibi geri dönüş kaybından elde edilebilmektedir (Eşitlik (2.17)).

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{-0.1RL} - 1}} \tag{2.17}$$

Gerçekleştirilecek kuplaj matrisi sentez işlemleri Cameron'un 1999 ve 2003'teki çalışmalarında verilen prosedüre göre, saçılma parametreleri polinomlara ayrıldıktan sonra önce admittans matrisi bu polinomlardan elde edilir, sonra bu admittans matrisinin denominatör fonksiyonunun özdeğer ve rezidülerinden kuplaj matrisi hesaplanabilir. Elde edilen kuplaj matrisi, tasarlanan filtrenin eşdeğer devre modeline uygun bir kuplaj şemasına sahip olmalıdır.

Asimetrik sıfır ve kutup dağılımına sahip kuasi-eliptik filtreler tek bandlı band geçiren filtreler için kuplaj matrisi sentezi aşağıdaki bölümlerde çift ve tek dereceli filtreler için örneklerle açıklanmaktadır. Simetrik tek bandlı filtreler için kuplaj matrisi sentez işlemlerine literatürdeki birçok çalışmada değinilmiş olduğundan bu tez çalışmasında ele alınmamakta, ancak burada ayrıntılarıyla açıklanan metot simetrik frekans cevaplı filtreler için de kullanılabilmektedir. Kuplaj matrisi sentezi çift ve tek dereceli filtreler için hesaplamalarda farklılık içerdiğinden çift dereceli filtreler için çift-modlu filtre örneği, tek dereceli filtreler içinse üç modlu filtre örneği üzerinden hareket edilecektir. Daha yüksek dereceli filtrelerde kuplaj matrisi sentezi için yöntemde hiçbir değişiklik yapmadan sadece kutup ve sıfır sayıları arttırılmalıdır.

2.2.1.1 Çift Dereceli Filtreler

Çift modlu filtreler için Şekil 2.7'de gösterildiği üzere iki çeşit kuplaj diyagramı ele alınabilir.



(a) (b)

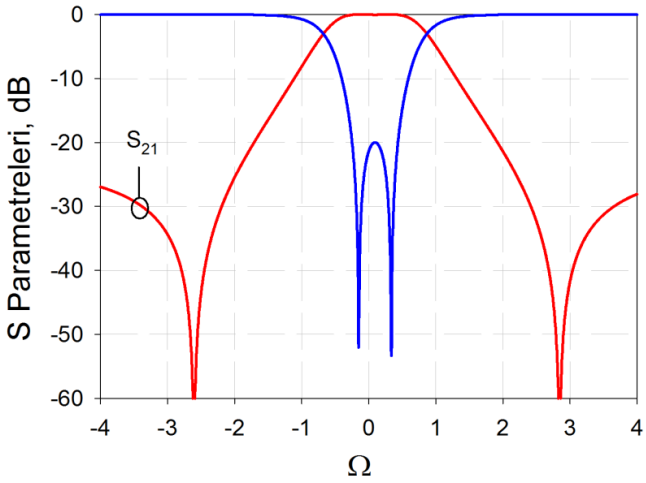
Şekil 2.7: Çift modlu tek bandlı filtreler için kuplaj diyagramları a) Asimetrik frekans cevapları için, b) Simetrik Frekans cevapları için (S: Kaynak (Source), L: Yük (Load))

Şekil 2.7a'daki kuplaj diyagramında modlar arası kuplaj tanımlanmazken, Şekil 2.7b'deki kuplaj diyagramında ise modlar arası kuplaj tanımlanmaktadır (Amari 2004). Bu iki kuplaj diyagramı farklı türdeki çift modlu filtrelere uygun olup, birbirinden farkı aslında tek bir rezonans frekansının diğerinden bağımsız bir biçimde kontrolüne dayalıdır. Bir başka deyişle, Şekil 2.7a'da verilen kuplaj diyagramına sahip bir filtrenin mod frekansı ayrı ayrı kontrol edilebildiğinden modlar arası kuplajı tanımlamak gereksiz olacaktır. Şekil 2.7b'deki kuplaj diyagramında ise mod frekanslarının devredeki bir parametreye bağlı olarak birlikte hareketi söz konusudur. Ayrıca bu kuplaj diyagramlarına sahip bir devre kaynak-yük kuplajına sahip olacağı için filtre derecesi N olmak üzere (N+2)x(N+2) boyutunda bir kuplaj matrisi ile temsil edilebilir. Bu tür filtrelerde kaynak ve yük rezonatöre kuplajlı olduğundan filtre derecesinden daha büyük bir matris boyutu mevcut olur. Kaynak ve yükün rezonatöre doğrudan bağlı olduğu bir mikrodalga filtre ise yine filtre derecesi N olmak üzere NxN boyutunda bir kuplaj matrisi ile temsil edilir. Bir başka deyişle, çift modlu filtre (N=2) üzerinden düşünüldüğünde 4x4 boyutunda bir kuplaj matrisi ile temsil edilmelidir. Şekil 2.7a'daki devreye ait matriste, $M_{0,1}$, $M_{0,2}$, $M_{0,3}$, $M_{1,0}$, $M_{1,1}$, $M_{1,3}$, $M_{2,0}$, $M_{2,2}$, $M_{2,3}$, $M_{3,0}$, $M_{3,1}$, $M_{3,2}$ değerlerinin mevcut olması gerekir. Matris diyagonal simetrik olduğundan bu değerler, diyagonalindeki değerlerle birbirine eşit olacaktır. Şekil 2.7b'deki devrenin kuplaj matrisinin elde etmek için ise dönüşüm formülleri kullanmak gerekir. Çünkü başlangıçta elde edilecek matris Şekil 2.7a'daki diyagrama uygun olup, daha sonra $M_{1,2}$ ve $M_{2,1}$ değerlerinin elde edilebilmesi için matris dönüşüm formülleri kullanılmalıdır (Cameron 1999 ve 2003).

Çift dereceli filtreler için kuplaj matrisi sentezi (2.14) eşitliğinde gösterilen polinomlar kullanılarak (Cameron 2003)'te önerilen metot vasıtasıyla gerçekleştirilebilir.

Tasarım Örneği: Önceden belirlenmiş sıfır ve kutup frekansları w_{z1}=1.746 GHz, w_{z2}=1.836 GHz, w_{p1}=1.786 GHz, w_{p2}=1.794 GHz, w_{3dB1}=1.772 GHz, w_{3dB2}=1.805 GHz olsun. Bu değerlere göre FBW=1.845 ve w_0=1.788 GHz olarak hesaplanır. Bu frekanslardan (2.12) eşitliği kullanılarak elde edilen normalize frekanslar Ω_{z1}= -2.602, Ω_{z2}=2.846, Ω_{p1}=-0.147, Ω_{p2}=0.337, Ω_{3dB1}=-1 ve Ω_{3dB2}=1 şeklinde elde edilebilir. Dikkat edileceği üzere, 3 dB noktalarına ait normalize frekanslar ±1 şeklinde elde edilmiştir. Ayrıca, kutuplar ve sıfırlar arasında Hong ve

Lancaster'ın (Hong ve Lancaster, 2001) çalışmasında gösterilen eliptik filtreler için geçerli oran olmadığından filtrenin kuasi-eliptik olduğu söylenebilir. Arzu edilen yansıma kaybı ise R_L=-20 dB olsun. Normalize sıfır ve kutup frekanslarından elde edilen frekans cevabı Şekil 2.8'de gösterilmektedir. (Tezdeki tasarım örneklerinde kullanılan w notasyonu açısal frekanslara karşılık gelmemekte, gerçek frekansları göstermektedir.)



Şekil 2.8: Belirlenen sıfır ve kutup frekanslarından elde edilen saçılma parametreleri

Başlangıç değerlerinden, (2.9)-(2.17) eşitlikleri kullanılarak edilen değerler Tablo 2.1'de verilmiştir.

Tablo 2.1: Başlangıç değerlerinden elde edilen veriler

ε	0.101	**S_{21} ve S_{11} kutupları**	-0.488-0.491j
f_c	0.095	**S_{21} ve S_{11} kutupları**	-0.492+0.682j
M	285.61	**S_{21} sıfırları**	-2.602j
ε_{11}	1.003	**S_{21} sıfırları**	2.846j
ε_{21}	12.752	**S_{11} sıfırları**	-0.147j
R_L	-20	**S_{11} sıfırları**	0.337j

Tablo 2.1'de elde edilen değerler kullanılarak saçılma parametreleri (2.14) eşitliğinde olduğu gibi polinomlarına ayrılabilir. Daha sonra (Cameron 2003)'de önerilen metodla sırasıyla admittans fonksiyonları, özdeğerler ve rezidüler hesaplanarak kuplaj matrisi sentezi başarıyla tamamlanabilir. Dikkat edileceği üzere, bu değerler hesap edilirken artık M katsayısından yola çıkılarak hesaplanan ε_{11} ve ε_{21}

değerleri kullanılmaktadır. Dolayısıyla elde edilecek admittans fonksiyonları $F(w)/\varepsilon_{11}$, $P(w)/\varepsilon_{21}$ ve $E(w)$ polinomları baz alınarak ifade edilmelidir.

Admittans fonksiyonlarına ait katsayılar aşağıda verilmiştir.

$$y_{21_nümeratör} = \begin{pmatrix} 0.5808j \\ -0.0191 \\ 0.0784j \end{pmatrix} \quad y_{21_nümeratör} = \begin{pmatrix} -0.09109j \\ -0.98074j \end{pmatrix} \quad y_{21_nümeratör} = \begin{pmatrix} 0.62521 \\ 0.38058j \\ 1.99692 \end{pmatrix}$$

Buradaki katsayılardan elde edilen özdeğerler ve rezidüler Tablo 2.2'de gösterilmektedir.

Tablo 2.2: Özdeğerler ve Rezidüler

λ (Özdeğerler)	**Rezidüler (r_{21})**	**Rezidüler (r_{22})**
-0.663	-0.247	0.247
0.472	0.245	0.245

Bu değerler kullanılarak sentezlenen kuplaj matrisi (2.18) eşitliğinde verilmiştir.

$$M = \begin{pmatrix} 0 & 0.49659 & -0.49449 & 0.03927 \\ 0.49659 & -0.66289 & 0 & 0.49659 \\ -0.49449 & 0 & 0.4723 & 0.49449 \\ 0.03927 & 0.49659 & 0.49449 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.18)$$

Sentezlenen kuplaj matrisine ait frekans cevabı (2.19) eşitliğinde açıklanan yöntemle elde edilebilir. Kuplaj matrisine ait saçılma parametreleri Şekil 2.9'da gösterilmiştir.

$$S_{21} = 2\frac{1}{\sqrt{q_{11}q_{1N}}}[A]_{N1}{}^{-1} \quad (2.19a)$$

$$S_{11} = 1 - \frac{2}{q_{11}}[A]_{11}{}^{-1} \quad (2.19b)$$

$$[A] = [q] + p[I] - j[M] \quad (2.19c)$$

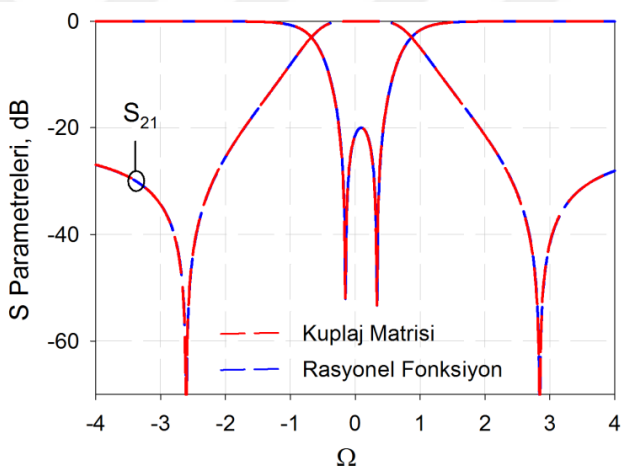
Bu eşitliklerdeki, [q] matrisi $q_{11}=1/q_{e1}$ ve $q_{NN}=1/q_{eN}$ dışında tüm elemanları sıfır olan bir kare matris, p elemanı jw ile tanımlı frekans değişkeni ve [I] ilk ve son elemanı sıfır olan birim matrisi temsil etmektedir. Burada q_{e1} ve q_{e1} ifadeleri ölçeklenmiş normalize kalite faktörleri olup, harici kalite faktörü (Q_{ei}) ile kesirsel band genişliğinin çarpımından elde edilir. Kuplaj matrisinin boyutu *NxN* olup filtre derecesi *N-2*'dir. Dolayısıyla Şekil 2.7'deki gibi bir kuplaj diyagramına sahip filtre 2.

derecedendir ve 4x4'lük bir kuplaj matrisine sahiptir. Aynı zamanda, kuplaj matrisi alçak geçiren filtre prototipine ait olduğundan tekrar alçak geçiren frekanslardan gerçek frekanslara dönüşüm yapılmalıdır. Gerçek frekanslara geçiş (2.20) eşitliğine göre yapılabilir (Hong ve Lancaster 2000).

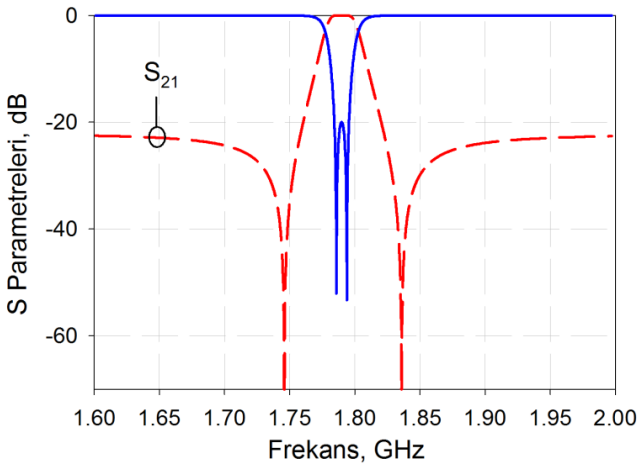
$$\omega_{a1} = \omega_0 \frac{-\Omega_a FBW + \sqrt{(\Omega_a FBW)^2 + 4}}{2} \quad (2.20a)$$

$$\omega_{a2} = \omega_0 \frac{\Omega_a FBW + \sqrt{(\Omega_a FBW)^2 + 4}}{2} \quad (2.20b)$$

Bu formüllerdeki FBW, kesirsel band genişliğini, Ω_a normalize frekansları ve ω_0 da gerçek frekanslardaki geçme bandına ait merkez frekansını temsil etmektedir. Buna göre gerçek frekanslarda kuplaj matrisinden elde edilen sonuçlar Şekil 2.10'da gösterilmektedir.

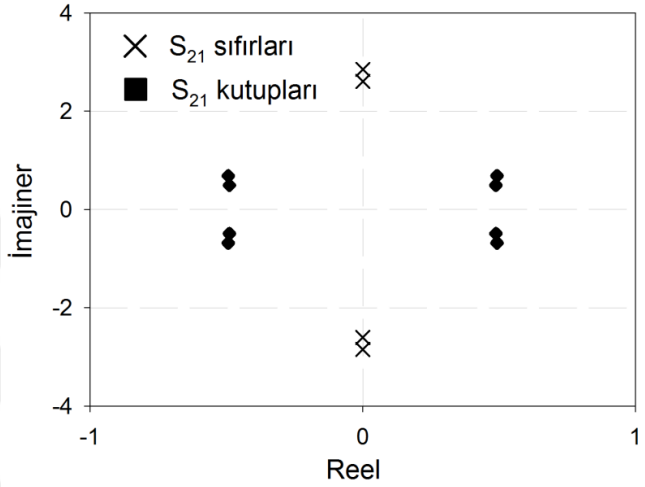


Şekil 2.9: Önceden belirlenen karakteristik fonksiyondan ve kuplaj matrisinden elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması



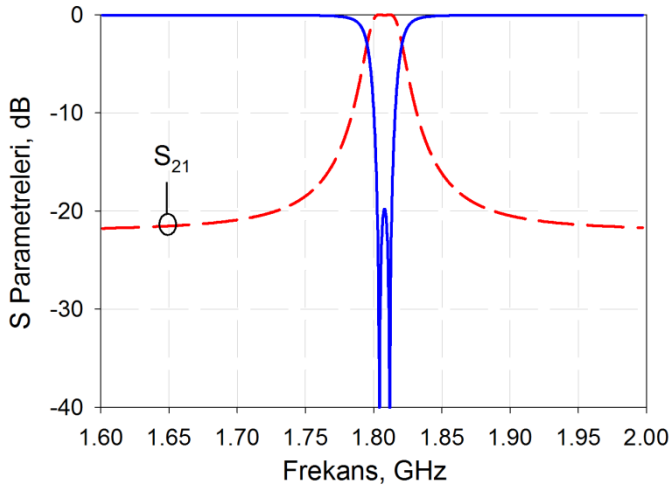
Şekil 2.10: Kuplaj matrisinden elde edilen saçılma parametrelerinin gerçek frekanslara dönüştürülmüş hali

Şekil 2.11'de şu ana kadar sentezlenen kuplaj matrisine ait sıfır ve kutupların kompleks düzlemdeki yerleşimi gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi iletim sıfırları kompleks düzlemin imajiner ekseni üzerindeyken, iletim kutuplarının hem reel hem de imajiner frekans bileşenlerine sahip olduğu gözlenmektedir. Bir başka deyişle, saçılma parametrelerinde gördüğümüz iletim sıfırları aslında kompleks düzlemin imajiner eksenindeki sıfırlara karşılık gelirken, bu sıfırların reel eksen üzerine kaymasıyla birlikte filtreleme karakteristiği de değişmektedir. Böylece, filtreleme karakteristiği kuasi eliptikten lineer faza geçiş yapmaktadır.

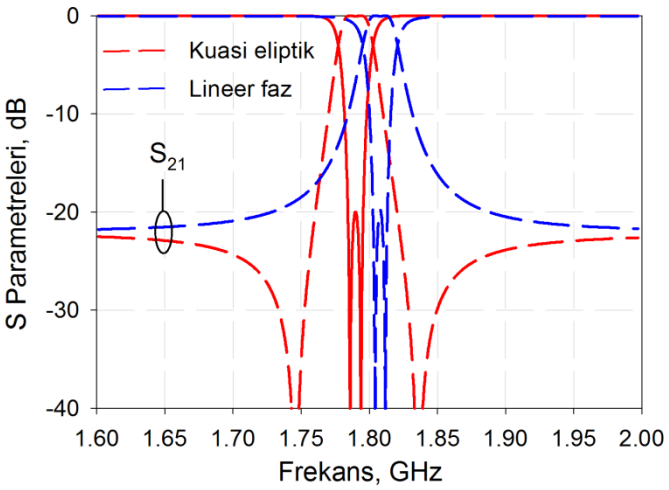


Şekil 2.11: İletim sıfırları ve kutuplarının kompleks düzlemdeki yerleşimi (Bkz. Tablo 2.1)

Çift modlu filtrelerde ayrıca reel frekanslı iletim sıfırları imajiner frekanslara iki yöntemle kaydırılabilir. Bunlardan birincisi Şekil 2.7a'daki kuplaj diyagramına göre modlar arası kuplaj olmadığı için, mod frekanslarının hareketiyle sağlanabilir. İkinci durumda ise Şekil 2.7b'de olduğu gibi modlar arası kuplajın mevcut olduğu durumda, bu kuplajın işaret değişimiyle sağlanabilir. İlk duruma örnek verecek olursak, (2.18) eşitliğindeki kuplaj matrisinde $M_{2,2}$ elemanını 0.4723'ten -1.706'ya kaydırdığımızda lineer fazlı filtreleme karakteristiğine geçiş yapılabilir. Bir başka deyişle, iletim sıfırları reel frekanslardan imajiner frekanslara kaydırılabilir. Eşitlik (2.19)'a göre elde edilen lineer faz filtreleme karakteristiğine sahip frekans cevabı Şekil 2.12'de gösterilmiştir. Kuplaj matrisindeki bu değişikliğe bağlı olarak kuasi eliptik ve lineer faz filtreleme karakteristiklerinin karşılaştırılması Şekil 2.13'te gösterilmektedir.



Şekil 2.12: Lineer faz filtreleme karakteristiği için elde edilen frekans cevabı (Eşitlik (2.18)'de M_{22} değeri -1.706 olarak alınmıştır.)



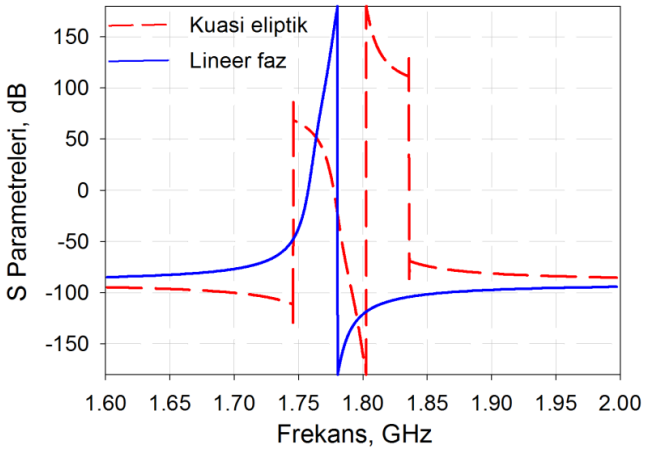
Şekil 2.13: Kuasi eliptik filtreleme karakteristiği ile lineer faz filtreleme karakteristiğinin karşılaştırılması (M_{22} değeri düz çizgiler için 0.4723 iken, kesikli çizgiler için -1.706'dır)

Lineer faz filtreleme karakteristiğine sahip mikrodalga filtreler özellikle düz bir grup gecikmesine ihtiyaç duyan haberleşme sistemlerinde kullanılmaktadır. Grup gecikmesi birim frekanstaki faz değişimi olarak tanımlanır ve (2.21a) ve (2.21b) eşitliklerindeki gibi ifade edilebilir.

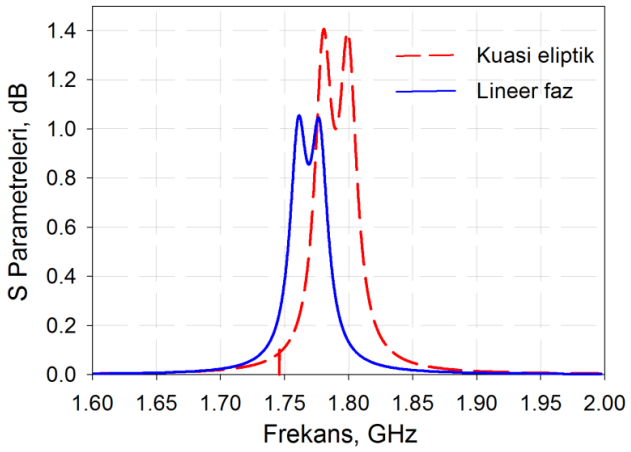
$$S_{mn} = |S_{mn}|e^{j\varphi_{mn}} \qquad (m,n = 1,2) \tag{2.21a}$$

$$\tau_d = \frac{-d\varphi_{21}}{d\omega} \tag{2.21b}$$

Eşitlik (2.21a)'da saçılma parametreleri verilmiştir. Saçılma parametrelerinin genel olarak genlik ve faz biçiminde iki parametre ile ifade edilmesi göz önünde bulundurulduğunda, (2.21b) eşitliğinde olduğu gibi fazın açısal frekansa göre türevi ile grup gecikmesi hesaplanabilmektedir. φ_{21} ile gösterilen araya girme kaybının fazı radyan biriminde olup, ω ise rad/s birimine sahiptir. τ_d ise grup gecikmesini göstermekte ve birimi yine saniyedir. Şekil 2.14a'da kuasi eliptik ve lineer fazlı filtreleme karakteristiklerine sahip filtrenin iletim katsayısına ait faz cevapları frekansa bağlı olarak gösterilmektedir. Şekil 2.14b'de ise her iki filtreleme karakteristiği için normalize grup gecikmeleri gösterilmektedir. Şekilden görüleceği üzere, lineer faz filtreleme karakteristiğindeki filtrenin daha düz bir grup gecikmesine sahip olduğu görülmektedir.



(a)

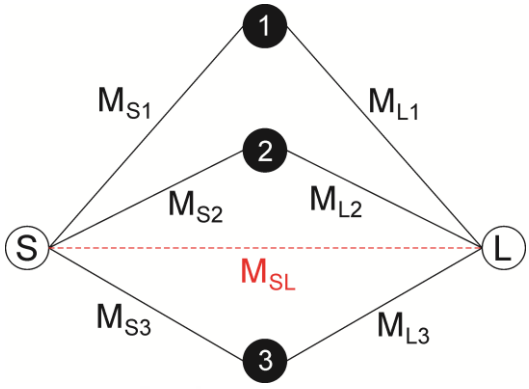


(b)

Şekil 2.14: Kuasi eliptik (Düz çizgiler) ve lineer faz (Kesikli çizgiler) filtreleme karakteristikleri için karşılaştırma a) S_{21} fazları, b) Normalize grup gecikmeleri

2.2.1.2 Tek Dereceli Filtreler

Tek dereceli filtrelerdeki kuplaj matrisi sentez işlemleri Şekil 2.15'te gösterilen üç modlu bir kuplaj diyagramı üzerinden hareket edilmektedir.



Şekil 2.15: Üç modlu tek bandlı filtre için kuplaj diyagramı

Bu aşamada, çift dereceli filtreler için kuplaj matrisi sentez metodu üzerinde bazı küçük değişiklikler yapılması gereklidir. Bunlardan ilki karakteristik fonksiyon seçiminde çift dereceli filtreler için iki kutup frekansının aritmetik ortalaması olan f_c frekansının seçimi konusundadır. Yansıma kaybı seviyesinin arzu edilen değere ayarlanması için kuasi-eliptik çift modlu filtrelerde kullanılan M katsayısının seçiminde artık aritmetik ortalama yerine band içerisinde herhangi bir frekans seçilmelidir. Dolayısıyla bu frekansa karşılık gelen yansıma kaybı arzu edilen değere ayarlanabilecek, diğer frekanslara tekabül eden saçılma parametreleri değerleri bu değere göre otomatik olarak şekillenecektir. Ayrıca, (Cameron 2003)'deki çalışma göz önünde bulundurulduğunda, tek dereceli filtreler için admittans matrisi de değişecektir. Şekil 2.15'te verilen üç modlu bir filtre için kuplaj diyagramı kaynak-yük kuplajına sahip olduğu için 5x5 boyutunda bir matris sentezlenecektir. Bu matriste $M_{1,1,}$ $M_{2,2}$ ve $M_{3,3,}$ değerleri ilgili moda ait öz kuplajı (self-coupling) temsil etmektedir.

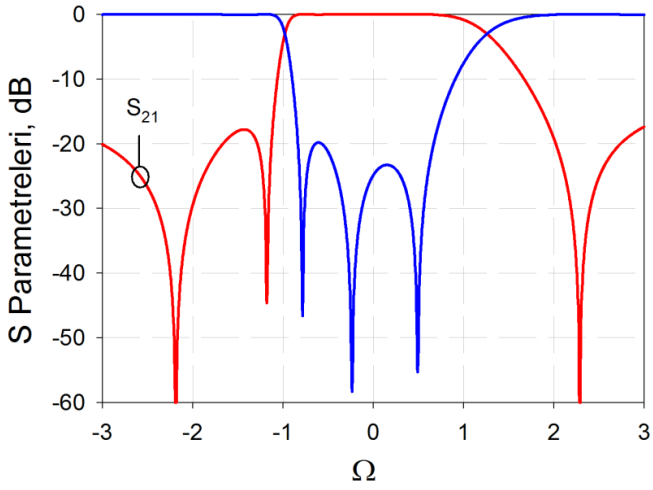
Tasarım Örneği: Önceden belirlenmiş sıfır ve kutup frekansları w_{z1}=1.6 GHz, w_{z2}=1.71 GHz, w_{z3}= 2.15 GHz, w_{p1}=1.755 GHz, w_{p2}=1.82 GHz ve w_{p3}=1.82 GHz'de olsun. 3 dB noktaları 1.73 GHz ve 1.975 GHz'de ve böylece FBW= 0.13254 olarak hesaplanır. Bu değerlerden geçme bandının merkez frekansı 1.848 GHz olarak hesaplanır. (2.12) eşitliği kullanılarak normalize sıfır ve kutup frekansları ise Ω_{z1}= -1.176, Ω_{z2}=2.289, Ω_{z3}=-2.186, Ω_{p1}=-0.783, Ω_{p2}=-0.234 ve Ω_{p3}=-0.494 olarak

hesaplanabilir. Dikkat edileceği gibi üç adet sıfıra karşılık üç adet kutup mevcuttur ve tüm normalize frekanslar kompleks frekans düzleminde asimetrik olarak yerleşmiştir. Diğer yandan, 1.8 GHz'de (normalize frekans değeri -0.401) -25 dB'lik bir yansıma kaybı elde edilebilecek bir filtreye ait kuplaj matrisi hesaplaması için yukarıda anlatılan metot kullanıldığında Tablo 2.3'teki değerler hesaplanabilecektir.

Tablo 2.3: Başlangıç değerlerinden elde edilen veriler

ε	0.056	**S_{21} ve S_{11} kutupları**	-0.13762-0.97504j
f_c	-0.401	**S_{21} ve S_{11} kutupları**	-0.91529-0.74656j
M	65.504	**S_{21} ve S_{11} kutupları**	-0.63887+1.16122j
ε_{11}	1.036	**S_{21} sıfırları**	-2.18559j
ε_{21}	3.822	**S_{21} sıfırları**	2.28904j
R_L	-25 dB	**S_{21} sıfırları**	-1.17592j
f_c	1.8 GHz	**S_{11} sıfırları**	-0.78313j
Ω_{fc}	-0.401	**S_{11} sıfırları**	-0.23402j
FBW	0.1325	**S_{11} sıfırları**	0.49439j

Başlangıç değerlerinden (2.9) eşitliği vasıtasıyla elde edilen saçılma parametreleri Şekil 2.16'da gösterilmiştir.



Şekil 2.16: Belirlenen sıfır ve kutup frekanslarından elde edilen saçılma parametreleri

Tablo 2.3'teki değerlerden faydalanarak tek dereceli filtreler için admittans matrisi, özdeğerler ve rezidüler türetilebilir. Admittans matrisindeki fonksiyonların numeratör ve denominatörlerine ait katsayılar;

$$y21_numeratör = \begin{pmatrix} 1.53902 \\ 1.34061j \\ 0.28056 \\ 0.26161j \end{pmatrix} \quad y22_numeratör = \begin{pmatrix} -1.42226j \\ 2.37834 \\ -1.06493j \\ 1.96517 \end{pmatrix} \quad y22_denominatör = \begin{pmatrix} -0.77105 \\ 0.87241j \\ -1.69178 \end{pmatrix}$$

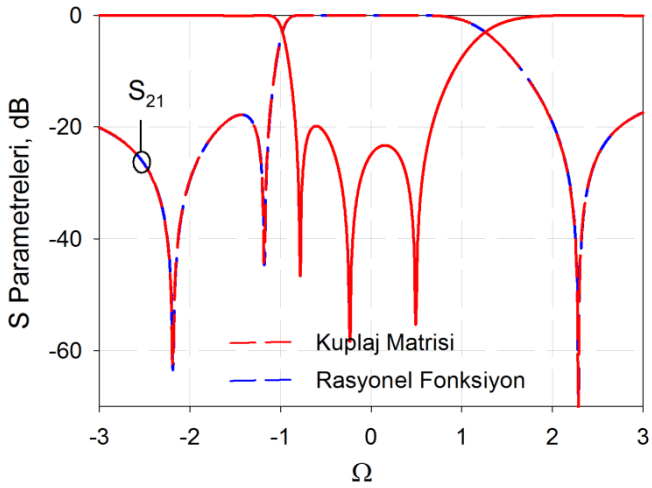
Bu değerlerden elde edilen özdeğerler ve rezidüler Tablo 2.4'te gösterilmektedir.

Tablo 2.4: Özdeğerler ve Rezidüler

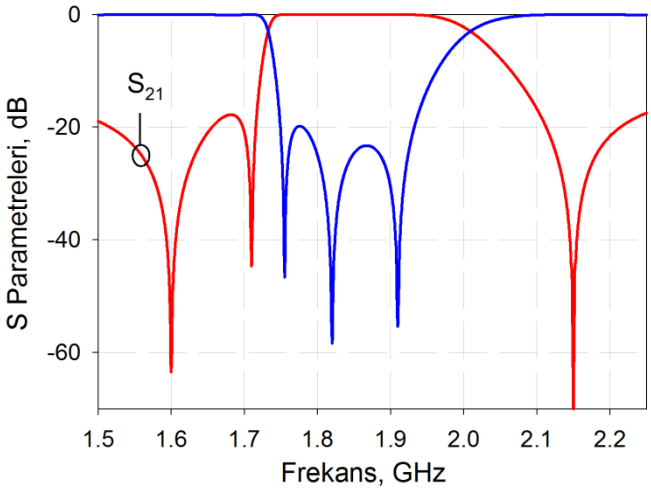
λ (Özdeğerler)	**Rezidüler (r_{21})**	**Rezidüler (r_{22})**
1.036	-0.08057	0.08057
-1.119	-0.31455	0.31455
0.625	0.46575	0.46575

Elde edilen özdeğer ve rezidülerden sentezlenen kuplaj matrisi (2.22) eşitliğinde verilmiştir. Bu kuplaj matrisinin (2.19) eşitliğinde kullanılmasıyla elde edilen saçılma parametreleri Şekil 2.17'de normalize frekanslara göre verilmiştir. Gerçek frekanslardaki saçılma parametreleri ise Şekil 2.18'de gösterilmektedir.

$$M = \begin{pmatrix} 0 & 0.28385 & 0.56085 & -0.68246 & 0.13312 \\ 0.28385 & 1.03573 & 0 & 0 & 0.28385 \\ 0.56085 & 0 & -1.11854 & 0 & 0.56085 \\ -0.68246 & 0 & 0 & 0.62471 & 0.68246 \\ 0.13312 & 0.28385 & 0.56085 & 0.68246 & 0 \end{pmatrix} \tag{2.22}$$



Şekil 2.17: Başlangıç saçılma parametreleri ile kuplaj matrisinden elde edilen sonuçların karşılaştırılması



Şekil 2.18: Kuplaj matrisinden elde edilen saçılma parametrelerinin gerçek frekanslara dönüştürülmüş hali

2.2.2 Çok Bandlı Filtreler için Kuplaj Matrisi Sentezi

Tez kapsamında kullanılan doğrudan sentez metodunda üç farklı yaklaşım mevcuttur. Bunlardan ilki çok bandlı filtrenin çok geniş bandlı gibi ele alınıp sıfır ve kutup frekanslarının arzu edildiği noktalara yerleştirilmesidir. Bu sayede tek bandlı, çok sıfırlı ve çok kutuplu bir filtrenin kuplaj matrisinin sentezi ile hemen hemen aynı prosedür takip edilebilir. İkinci metod, her bir bandın kuplaj matrisinin ayrı ayrı elde edilip daha sonra birleştirilmesi üzerinedir. Bu tür filtrelerde her bir bandın ayrı rezonatör tarafından oluşturulması gereklidir. Üçüncü yöntemde ise, her bir banda ait karakteristik fonksiyonlar ayrı ayrı ifade edildikten sonra çok bandlı filtrenin genel karakteristik fonksiyonunun türetilmesi ile sonuca gidilmektedir. Buradaki genel karakteristik fonksiyonun hesabı paralel bağlı devrelerin eşdeğer empedansının hesaplanması ile benzerlik göstermektedir. Dikkat edildiğinde ikinci ve üçüncü yöntemlerin önemli ölçüde benzerliğe sahip olduğu görülebilir. Ancak ikisi arasındaki fark, ikinci yöntemde kuplaj matrisi elemanlarının doğrudan her bir banddan elde edilen değerlerden oluşturulmasıdır. Tez kapsamında özellikle ilk metot ele alınacaktır. Böylelikle geniş bandlı bir filtrede band içerisine yerleştirilecek sıfırlar ile birden fazla bandın ortaya çıkarılması hedeflenmektedir. Sıfır ve kutupların asimetrik şekilde yerleştirilmesi sonucu kuasi-eliptik çok bandlı band geçiren mikrodalga filtre analizleri gerçekleştirilebilir. Ayrıca, kuplaj matrisi sentezi

esnasında tek bandlı filtrelere yönelik yöntemden faydalanıldığında çok esnek bir kuplaj matrisi sentez işlemi ortaya konulur.

Sentezlenecek kuplaj matrisinin önceden belirlenmiş sıfır ve kutup frekanslarından elde edilmesine rağmen bu frekans cevabına sahip bir mikrodalga filtre ile uyumlu olması her zaman için mümkün olmayabilir. Çünkü kuplaj matrisinin elemanları aslında ortaya bir kuplaj diyagramı çıkarmakta ve bu kuplaj diyagramı da devredeki tüm rezonatörlerin, kaynağın, yükün ve iletim hatlarının aralarındaki kuplajı temsil edecektir. Devredeki tüm elemanlar arasında az bile olsa bir kuplaj olması doğaldır. Ancak birbiri ile oldukça uzak yerleştirilmiş iki rezonatör arasında elektriksel veya manyetik etkileşimin olmadığı göz önünde bulundurulabilir. Böylece tasarlanan devrenin aslında daha basit bir kuplaj diyagramı ile temsil edilebilmesi sağlanabilir. Bu tür gereksiz kuplaj matrisi elemanlarının yok edilmesi için ise matris benzerlik dönüşümlerine ihtiyaç duyulmaktadır. (Cameron 1999 ve 2003) çalışmaları kuplaj matrisi benzerlik dönüşümleri konusunda oldukça yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Ancak, bu çalışmalardaki kuplaj diyagramları sadece belli başlı filtreler için geçerli olduğundan her zaman için yeterli değildir. Bu problem de özellikle asimetrik frekans cevabına sahip filtrelerde ortaya çıkmaktadır. Bu gibi durumlarda benzerlik dönüşümlerinin optimizasyon ile gerçekleştirilmesi gereklidir. Dikkat edileceği gibi, devrenin kuplaj şeması ile kuplaj matrisi birbirine uygunsa herhangi bir dönüşüme ihtiyaç duyulmaz.

Tasarım Örneği: Tez kapsamındaki dört bandlı band geçiren filtrelere uygun olacak şekilde bir kuplaj matrisi sentezini ele alalım. Doğrudan sentez metodu kullanılarak filtrenin kuplaj matrisini sentezlemek için öncelikle frekans cevabındaki gerçek frekansların normalize frekanslara dönüştürülme işlemi (2.12) eşitliği vasıtasıyla gerçekleştirilmelidir. Eşitlik (2.23a) gerçek frekanslardaki sıfır ve kutupları gösterirken, (2.23b) eşitliği ise normalize frekanslardaki kutup ve sıfırları göstermektedir. Önceden bahsedildiği üzere, çok bandlı filtreler için kuplaj matrisini sentezleyebilmek için frekans cevabını çok geniş bandlı gibi düşünerek; tek bandlı, çok sıfırlı ve çok kutuplu bir filtreye ait kuplaj matrisi sentezi ile hemen hemen aynı prosedür takip edilebilecektir. İlk geçme bandının düşük 3dB kesim frekansı 1.772 GHz ve son bandın yüksek 3dB kesim frekansı 3.175 GHz olsun. Bu doğrultuda filtrenin band genişliği FBW=0.5915 ve merkez frekansı w_0=2.372 GHz olarak

hesaplanabilir. Ayrıca, ε_{21}=13.37 ve ε_{11}=1.0028 olup merkez frekansı olan 2.372 GHz'deki araya girme kaybı değeri 24 dB olacak şekilde hesap edilmiştir. Bu aşamadan sonra saçılma parametrelerinin numeratör ve denominatör polinomlarını belirlemek için (2.15) eşitliğindeki saçılma parametrelerinin numeratör ve denominatör kısımlarının kökleri hesaplanmalıdır. Buna göre S_{21} ve S_{11}'e ait sıfır ve kutuplar (2.24) eşitliğinde olduğu gibi hesaplanmıştır.

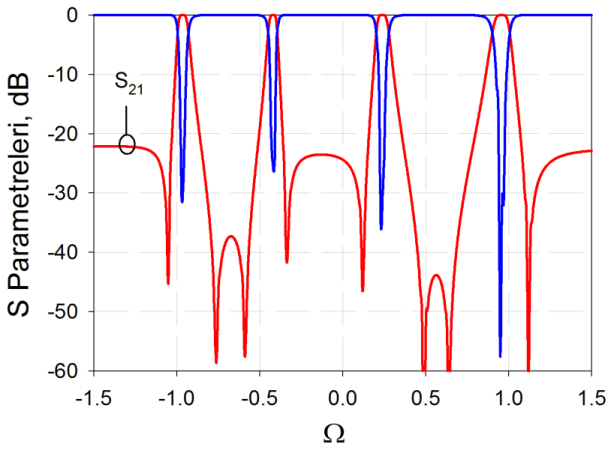
$$w_z = \begin{pmatrix} 1.746\times 10^9 \\ 1.896\times 10^9 \\ 1.996\times 10^9 \\ 2.148\times 10^9 \\ 2.46\times 10^9 \\ 2.74\times 10^9 \\ 2.865\times 10^9 \\ 3.285\times 10^9 \end{pmatrix} \qquad w_p = \begin{pmatrix} 1.786\times 10^9 \\ 1.794\times 10^9 \\ 2.092\times 10^9 \\ 2.1\times 10^9 \\ 2.54\times 10^9 \\ 2.55\times 10^9 \\ 3.13\times 10^9 \\ 3.145\times 10^9 \end{pmatrix} \tag{2.23a}$$

$$wn_z = \begin{pmatrix} -1.05223 \\ -0.76362 \\ -0.58638 \\ -0.33587 \\ 0.12328 \\ 0.48944 \\ 0.64238 \\ 1.1207 \end{pmatrix} \qquad wn_p = \begin{pmatrix} -0.97228 \\ -0.95657 \\ -0.42576 \\ -0.41275 \\ 0.23165 \\ 0.24497 \\ 0.94977 \\ 0.96657 \end{pmatrix} \tag{2.23b}$$

$p_S21 =$

	0
0	-0.03276 +0.99736j
1	0.03276 +0.99736j
2	-0.02028 -0.43981j
3	0.02028 -0.43981j
4	-0.0397 +0.91859j
5	0.0397 +0.91859j
6	-0.02301 +0.21035j
7	0.02301 +0.21035j
8	-0.01849 -0.9884j
9	0.01849 -0.9884j
10	-0.02459 -0.94008j
11	0.02459 -0.94008j
12	-0.01635 -0.39892j
13	0.01635 -0.39892j
14	-0.0287 +0.26655j
15	0.0287 +0.26655j

$$zs21 = \begin{pmatrix} -1.05223j \\ 1.1207j \\ -0.58638j \\ 0.64238j \\ -0.33587j \\ -0.76362j \\ 0.48944j \\ 0.12328j \end{pmatrix} \qquad zs11 = \begin{pmatrix} -0.41275j \\ -0.42576j \\ 0.23165j \\ 0.94977j \\ -0.95657j \\ 0.96657j \\ -0.97228j \\ 0.24497j \end{pmatrix} \tag{2.24}$$



Şekil 2.19: Normalize frekanslarda karakteristik fonksiyona bağlı olarak elde edilen frekans cevabı

Eşitlik (2.24)'te elde edilen sıfır ve kutuplar sırasıyla iletim katsayısının kutuplarını, iletim katsayısının sıfırlarını ve yansıma kaybının sıfırlarını göstermektedir. İletim katsayısı ile yansıma kaybının kutupları birbirlerinin aynısıdır. Ayrıca dikkat edildiğinde iletim katsayısı için 15 adet kutup frekansı gözükmektedir. P(s), F(s) ve E(s) polinomları yazılırken bu kutuplardan sadece kompleks frekans düzleminin sol yarı düzlemindeki değerler kullanılır. Bu polinomlar yazıldıktan sonra doğrudan sentez metoduna göre admittans matrisi oluşturularak bu matrisin denominatör fonksiyonundan elde edilen özdeğer ve rezidüler ise,

$$\lambda = \begin{pmatrix} -0.26548 \\ 0.39987 \\ -0.211 \\ 0.43967 \\ -0.92234 \\ 0.94275 \\ 0.98913 \\ -0.99822 \end{pmatrix} \tag{2.25}$$

$$r22 = \begin{pmatrix} -0.01432 \\ -8.17884\times 10^{-3} \\ -0.01148 \\ -0.01011 \\ -0.01998 \\ -0.01241 \\ -9.24533\times 10^{-3} \\ -0.01635 \end{pmatrix} \quad r21 = \begin{pmatrix} -0.01432 \\ -8.17884\times 10^{-3} \\ 0.01148 \\ 0.01011 \\ 0.01998 \\ -0.01241 \\ 9.24533\times 10^{-3} \\ -0.01635 \end{pmatrix} \tag{2.26}$$

Eşitlik (2.26)'dan açıkça görüldüğü gibi admittans matrisinin $y_{22}(s)$ bileşenine ait rezidü değerleri negatif çıkmaktadır. Bu rezidü değerleri kuplaj matrisinde

imajiner değerlerin oluşacağını gösterir. Ancak kuplaj matrisinin kompleks değerlere sahip olması filtrenin teoride de kayıplı olmasını gösterir ki bu durum tez kapsamında tasarlanan devrelere uygun değildir. Dolayısıyla rezidü hesaplamaları esnasında $y_{22}(s)$ elemanına ait rezidü değerleri pozitif reel olmak zorundadır. Buna göre r_{22} değerleri (2.27) eşitliğinde olduğu gibi yeniden düzenlenebilir.

$$r22 = \begin{pmatrix} 0.01432 \\ 8.17884\times 10^{-3} \\ 0.01148 \\ 0.01011 \\ 0.01998 \\ 0.01241 \\ 9.24533\times 10^{-3} \\ 0.01635 \end{pmatrix} \tag{2.27}$$

Filtreye ait kaynak-yük kuplajı ise (2.28) eşitliğinde verilen hesaplamayla türetilebilir. Buna göre admittans matrisindeki $y_{21}(s)$ elemanının numeratör ve denominatör fonksiyonlarının en yüksek terimlerinin oranı kaynak-yük kuplajını verecektir (Cameron 1999).

$$jM_{SL} = y_{21}(s)_{s=j\propto} = \frac{y_{21n}(s)}{y_{21}d(s)_{s=j\propto}} = 0.03746 \tag{2.28}$$

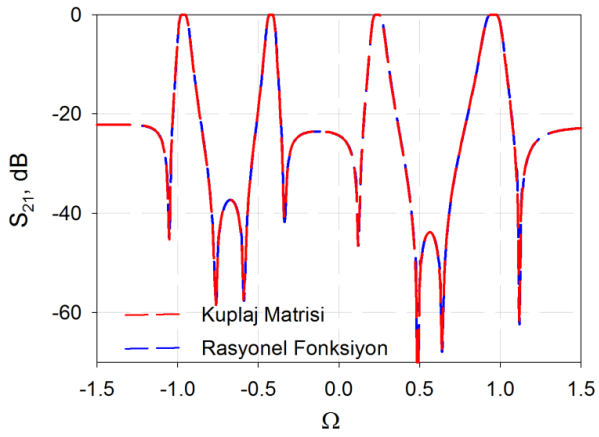
Elde edilen özdeğer, rezidüler ve kaynak-yük kuplajı doğrudan sentez metoduna göre birleştirilerek 10x10 boyutundaki dört bandlı asimetrik kuplaj matrisi (2.29) eşitliğindeki gibi elde edilir.

M_elp =

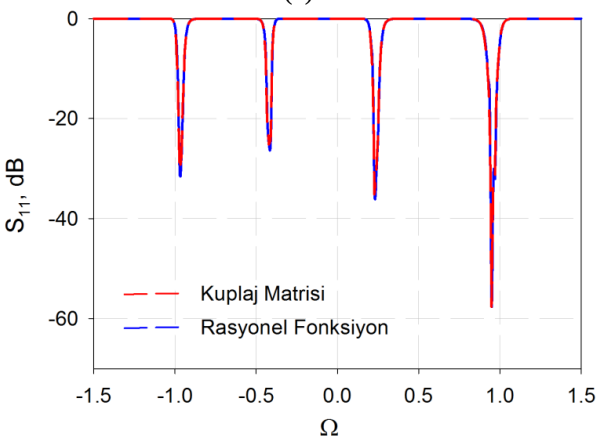
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	0	-0.09615	0.11142	-0.10056	0.09044	-0.10714	0.11968	-0.14134	0.12788	0.03746
1	-0.09615	0.98913	0	0	0	0	0	0	0	0.09615
2	0.11142	0	0.94275	0	0	0	0	0	0	0.11142
3	-0.10056	0	0	0.43967	0	0	0	0	0	0.10056
4	0.09044	0	0	0	0.39987	0	0	0	0	0.09044
5	-0.10714	0	0	0	0	-0.211	0	0	0	0.10714
6	0.11968	0	0	0	0	0	-0.26548	0	0	0.11968
7	-0.14134	0	0	0	0	0	0	-0.92234	0	0.14134
8	0.12788	0	0	0	0	0	0	0	-0.99822	0.12788
9	0.03746	0.09615	0.11142	0.10056	0.09044	0.10714	0.11968	0.14134	0.12788	0

(2.29)

Eşitlik (2.29)'da verilen kuplaj matrisinden elde edilen saçılma parametreleri ile başlangıçtaki karakteristik fonksiyondan elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması Şekil 2.20'de gösterilmiştir. Şekil 2.20a iletim katsayısına ait karşılaştırmayı gösterirken, Şekil 2.20b ise yansıma katsayısına ait karşılaştırmaya aittir. Bu sonuçların çakışması, elde edilen kuplaj matrisinin doğruluğunu göstermektedir.



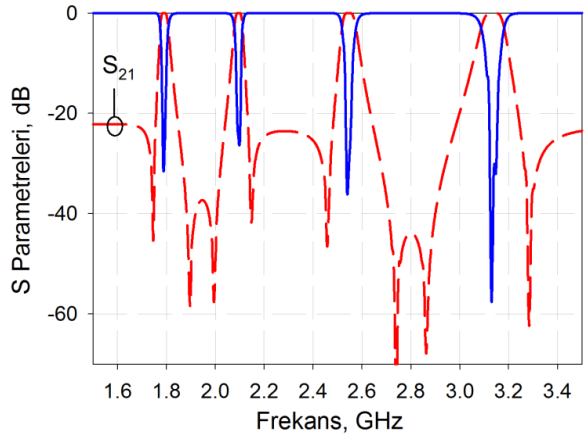
(a)



(b)

Şekil 2.20: Kuplaj matrisinden elde edilen sonuç ile kuasi eliptik karakteristik fonksiyondan elde edilen sonuçların karşılaştırılması a) İletim katsayısına ait, b) Yansıma katsayısına ait

Son olarak, kuplaj matrisinden elde edilen saçılma parametrelerinin gerçek frekanslara aktarılması gerekmektedir. Bu doğrultuda (2.20) eşitliğinde verilen gerçek frekanslara dönüşüm formülünün Şekil 2.20'deki sonuçlarda kullanılmasıyla elde edilen sonuçlar Şekil 2.21'de gösterilmektedir.



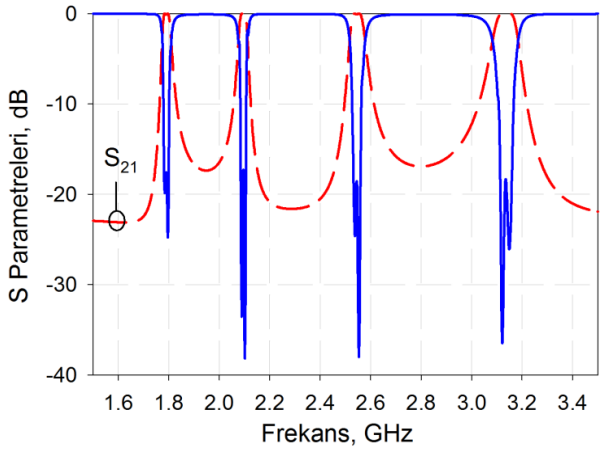
Şekil 2.21: Kuplaj matrisinden elde edilen sonuçların gerçek frekanslardaki görünümü

Düz bir grup gecikmesi sağlamak amacıyla, dört geçme bandında lineer faz filtreleme karakteristiği elde edilmiş filtreye ait frekans cevabı Şekil 2.22'de gösterilmektedir. Şekilde gösterilen dört bandlı filtrenin kuplaj matrisi eliptik filtreleme karakteristiğindeki kuplaj matrisinde kaynak yük kuplajının negatif işaretlisine eşittir. Diğer yandan kaynak yük kuplajından bağımsız biçimde de geçme bandlarının filtreleme karakteristikleri değiştirilebilir. Buna göre, tek bandlı filtrelerde bahsedildiği gibi öz kuplajların değiştirilmesi suretiyle iletim sıfırlarının imajiner frekanslara kaydırılması mümkündür. Çünkü, öz kuplajların değişmesi çift ve tek mod frekanslarının değişmesi anlamına gelmektedir. Çift tek mod empedans analizinde bahsedildiği üzere, çift mod frekansı tek mod frekansından küçük olduğu durumda iletim sıfırları reel frekanslarda, aksi halde imajiner frekanslardadır. Kaynak yük kuplajının negatif olduğu kuplaj matrisi (2.30) eşitliğinde verilmiştir.

M_lin=

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	0	-0.09615	0.11142	-0.10056	0.09044	-0.10714	0.11968	-0.14134	0.12788	-0.03746
1	-0.09615	0.98913	0	0	0	0	0	0	0	0.09615
2	0.11142	0	0.94275	0	0	0	0	0	0	0.11142
3	-0.10056	0	0	0.43967	0	0	0	0	0	0.10056
4	0.09044	0	0	0	0.39987	0	0	0	0	0.09044
5	-0.10714	0	0	0	0	-0.211	0	0	0	0.10714
6	0.11968	0	0	0	0	0	-0.26548	0	0	0.11968
7	-0.14134	0	0	0	0	0	0	-0.92234	0	0.14134
8	0.12788	0	0	0	0	0	0	0	-0.99822	0.12788
9	-0.03746	0.09615	0.11142	0.10056	0.09044	0.10714	0.11968	0.14134	0.12788	0

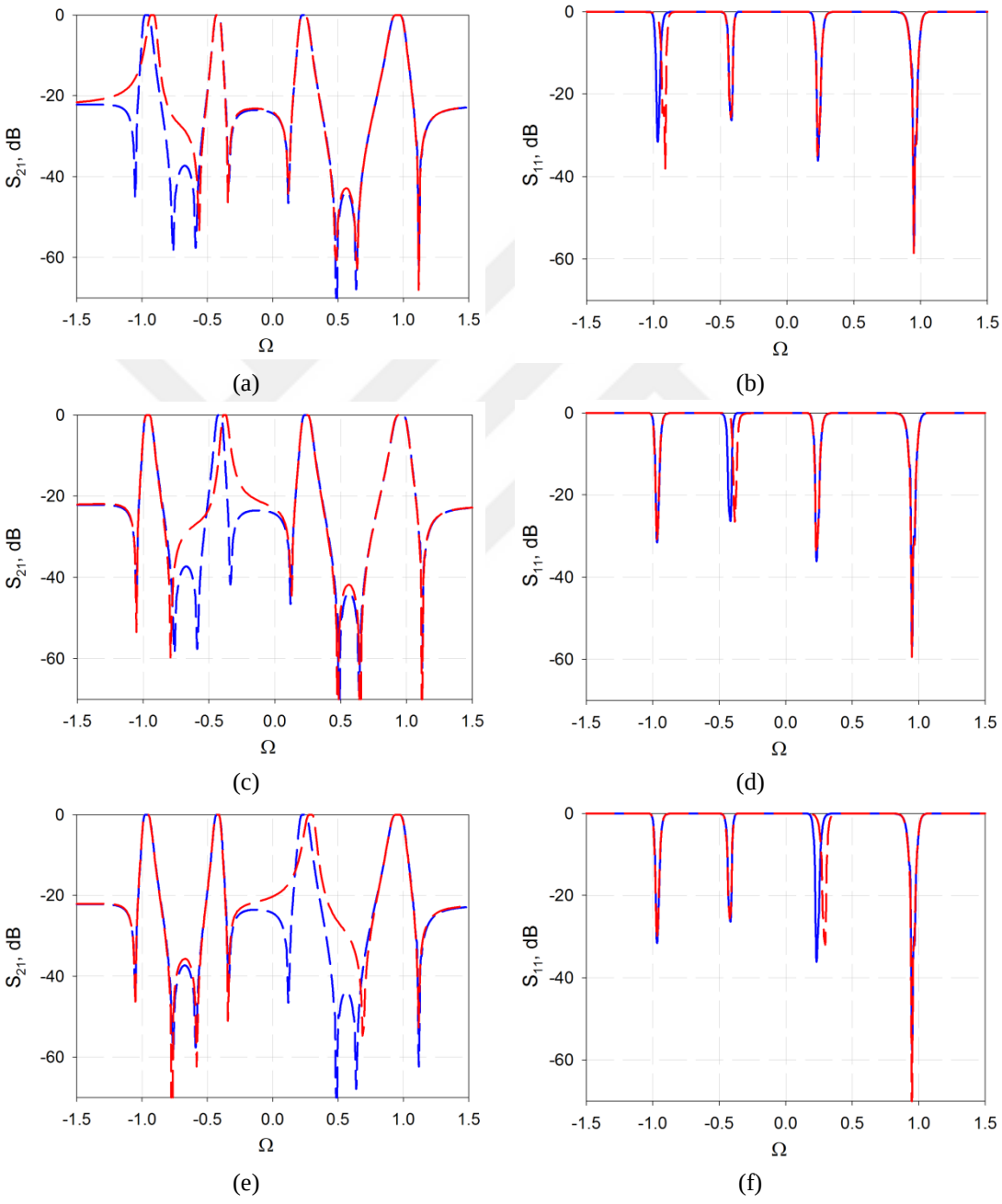
(2.30)



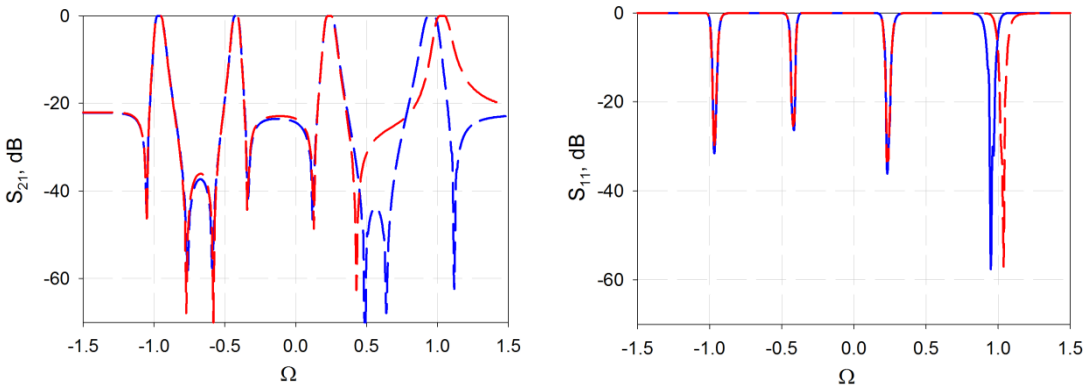
Şekil 2.22: Lineer fazlı filtreler için uygun kuplaj matrisinden elde edilen normalize frekans cevabı (Kaynak yük kuplajının işaretinin negatif olması durumu)

Eşitlik 2.30'da verilen kuplaj matrisindeki M_{11} ve M_{22} elemanları birinci geçme bandını, M_{33} ve M_{44} elemanları ikinci geçme bandını, M_{55} ve M_{66} elemanları üçüncü geçme bandını, M_{77} ve M_{88} elemanları ise dördüncü geçme bandını temsil etmektedir. Bu elemanlardan birisi ilgili geçme bandına ait çift mod rezonans

frekansını temsil ederken, diğeri ise tek mod rezonans frekansını temsil etmektedir. Dolayısıyla bu elemanlar, tasarlanan filtrenin fiziksel yapısı ve kuplaj şemasıyla koordinasyon içerisinde değiştirilmelidir. Söz konusu eleman değişimlerinin frekans cevabı üzerindeki etkileri Şekil 2.23'te verilmiştir. Ayrıca, bu elemanların her bir geçme bandının band genişliğini bireysel olarak kontrol edebileceği de anlaşılmaktadır.



Şekil 2.23: Her bir geçme bandının bireysel olarak kontrolü (a, b) Birinci geçme bandı **(M_elp_{11}=0.898)**; (c, d) İkinci geçme bandı **(M_elp_{33}=0.363)**; (e, f) Üçüncü geçme bandı **(M_elp_{55}= -0.317)**; (g, h) Dördüncü geçme bandı **(M_elp_{77}=-1.07)**



(g) (h)

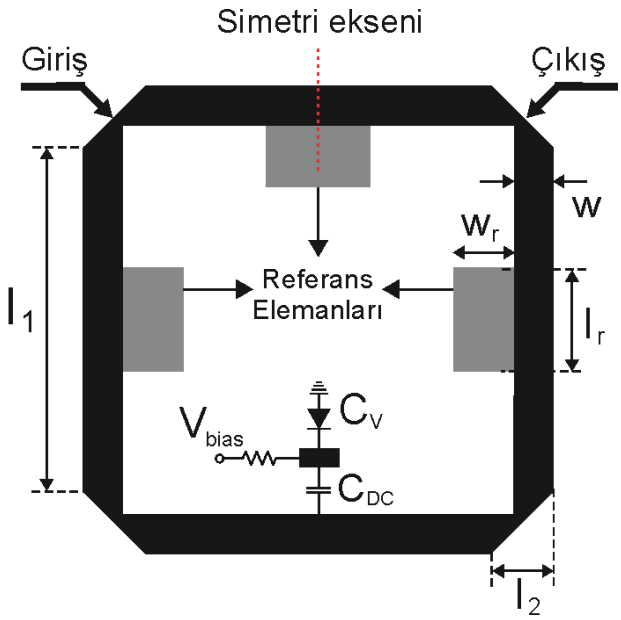
Şekil 2.23 (devam): Her bir geçme bandının bireysel olarak kontrolü (a, b) Birinci geçme bandı **(M_elp_{11}=0.898)**; (c, d) İkinci geçme bandı **(M_elp_{33}=0.363)**; (e, f) Üçüncü geçme bandı **(M_elp_{55}= -0.317)**; (g, h) Dördüncü geçme bandı **(M_elp_{77}=-1.07)**

3. AYARLANABİLİR TEK BANDLI BAND GEÇİREN FİLTRE TASARIM UYGULAMALARI

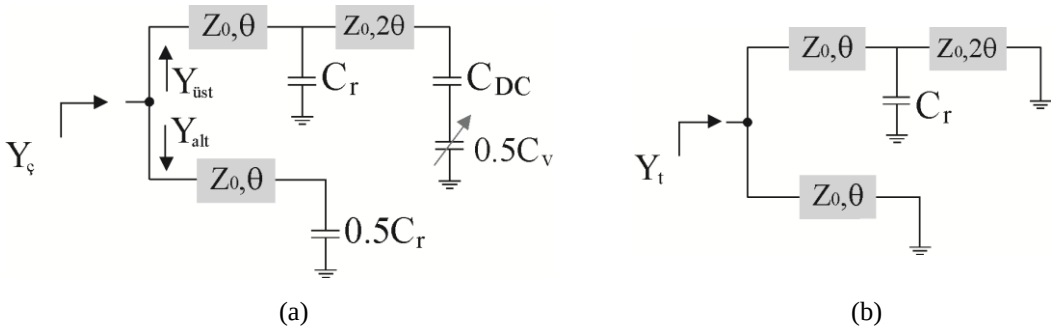
Bu bölümde çift modlu kare halka rezonatör üzerinde varaktör diyot kullanılarak tek bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımı yapılmıştır. Kullanılan varaktör diyotun kapasitans değişimine bağlı olarak band genişliği ayarlanabilmektedir. Öncelikle çift modlu kare halka rezonatörün teorik analizi çift-tek mod empedans analizi vasıtasıyla gerçekleştirilmekte, çift ve tek mod rezonans şartları ortaya konmaktadır. Bu bölümde verilecek olan çift-tek mod empedans formülleri, kare halka rezonatörde yer alan referans elemanlar nedeniyle önceki bölümdeki analizlerden farklılık göstermektedir.

3.1 Rezonatör Analizi

Bu tezde ayarlanabilir filtre tasarımları için çift modlu rezonatörler kullanılmıştır. Şekil 3.1'de tez kapsamında önerilen ayarlanabilir çift modlu kare halka rezonatör konfigürasyonu görülmektedir. Şekil 3.1'de önerilen rezonatöre ait eşdeğer devre modelleri Şekil 3.2'de verilmiştir (Çift mod eşdeğer yarı devre modeli ile tek mod eşdeğer yarı devre modeli).



Şekil 3.1: Önerilen rezonatör konfigürasyonu



Şekil 3.2: Önerilen rezonatöre ait eşdeğer devre modelleri (a) çift mod, (b) tek mod

Eşdeğer devre modellerindeki Z_0, C_g, C_r , C_{DC} ve C_v ifadeleri sırasıyla karakteristik empedansı, besleme hattı ile rezonatör arasındaki boşluk kapasitansını, referans elemanların kapasitansını, DC blok kapasitansını ve değişken kapasitansı temsil etmektedir. θ *(=βl)* terimi ise besleme noktasının ortası ile referans elemanları arasındaki ortalama elektriksel uzunluğu temsil etmektedir. Şekil 3.2a'da gösterilen çift mod eşdeğer devre modelinde, girişten yukarı ve aşağı doğru görülen admittanslara göre çift mod giriş admittansı (3.1) eşitliğinde verilmektedir.

$$Y_{ç} = Y_{üst} + Y_{alt} \tag{3.1}$$

Buradaki Y_{up} ve Y_{down} ifadeleri ise (3.2) ve(3.3) eşitliklerinde verilmektedir.

$$Y_{alt} = jY_0 \frac{b_r + 2\tan(\theta)}{2Y_0 - b_r \tan(\theta)} \tag{3.2a}$$

$$Y_{üst} = Y_0 \frac{Y_2 + jY_0 \tan(\theta)}{Y_0 + jY_2 \tan(\theta)} \tag{3.2b}$$

Burada Y_2, referans kapasitansı C_r'den hemen önce görülen admittans olup,

$$Y_2 = jY_0 \frac{b_p + 2b_r + 2Y_0 \tan(2\theta) - b_r b_p \tan(2\theta)/Y_0}{2Y_0 - b_p \tan(2\theta)} \tag{3.3}$$

şeklindedir. Bu eşitliklerde $b_r=wC_r$ ve $b_p=wC_p$ ifadeleri referans ve pertürbasyon kapasitanslarına ait süseptansları ifade etmektedir. Burada dikkat edilmesi gereken bir nokta, pertürbasyon kapasitansının aslında DC blok ve varaktör diyot kapasitanlarının yarısının seri toplamına eşit olmasıdır. Bu analize göre, çift mod için rezonans şartı $Y_ç=0$ eşitliği göz önünde bulundurularak aşağıdaki gibi türetilebilir.

$$2Y_0K\left[1-\tan^2(\theta)\right]+4Y_0\tan(\theta)+b_r-b_r\tan^2(\theta)+2b_rK\tan(\theta)=0 \qquad (3.4a)$$

$$K=\frac{b_p+2Y_0\tan(2\theta)+2b_r-b_rb_p\tan(2\theta)/Y_0}{2Y_0-b_p\tan(2\theta)} \qquad (3.4b)$$

Çift mod rezonans şartında, (3.4) eşitliği şu şekilde sade bir hale getirilebilir.

$$b_p-2Y_0\cot(2\theta)=0 \qquad (3.5)$$

Şekil 2b'de gösterilen tek mod eşdeğer devre modeli için ise giriş admittansı,

$$Y_t=jY_0\frac{2b_r-4Y_0\cot(2\theta)}{Y_0-b_r\tan(\theta)+Y_0\tan(\theta)\cot(2\theta)} \qquad (3.6)$$

şeklinde ifade edilebilir. Tek mod rezonans şartı için ise, Y_t=0 eşitliğinden elde edilebilir.

$$b_r-2Y_0\cot(2\theta)=0 \qquad (3.7)$$

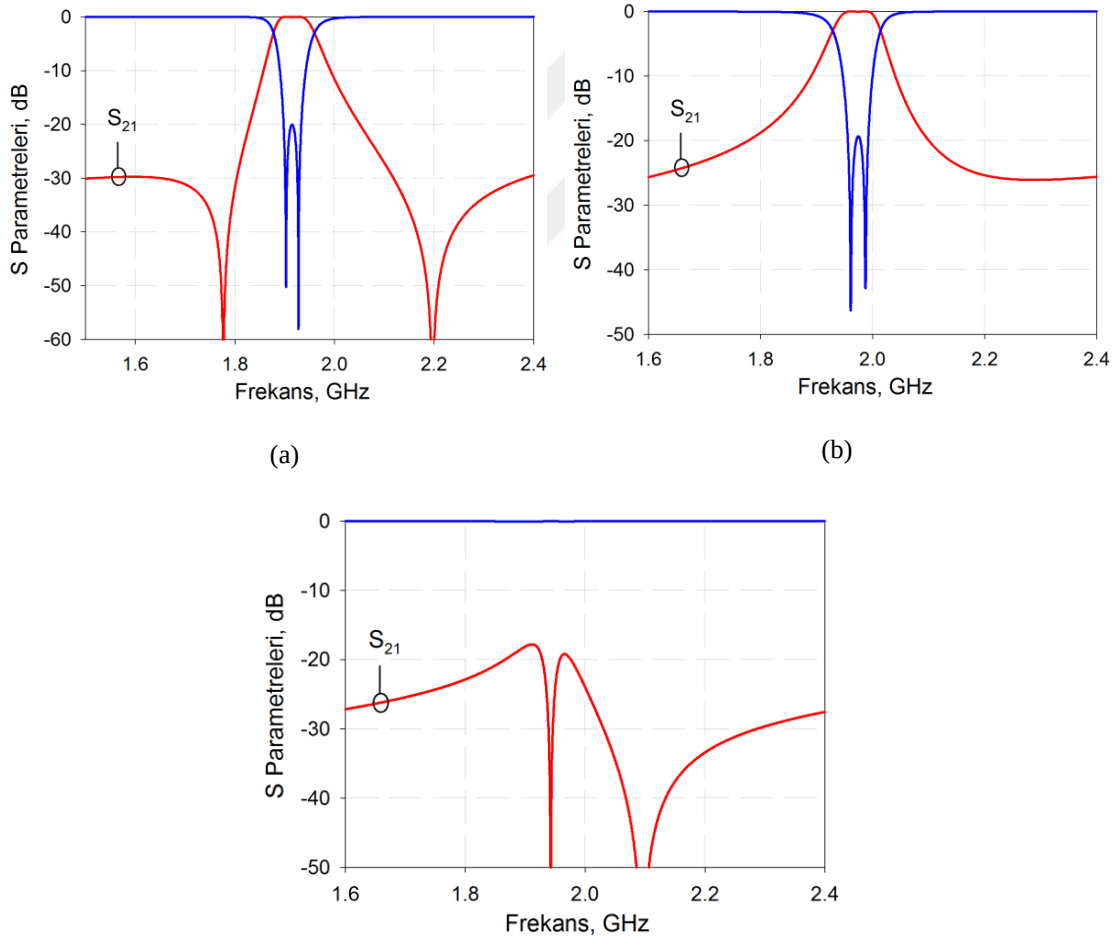
Eşitlik (3.5) ve (3.7)'den görüldüğü gibi, pertürbasyon kapasitansı olan C_p sadece çift mod rezonans frekansına etki etmektedir. Önerilen teoriyi uygulamaya geçirebilmek için değişken kapasitans olarak varaktör diyot kullanılabilir. Böylece, varaktör diyot kapasitansı değiştirilerek çift mod rezonans frekansı ayarlanabilir. Ayrıca, C_p kapasitansının C_r kapasitansından daha düşük olduğu durumlarda indüktif kuplaj, büyük olduğu durumlarda ise kapasitif kuplaj elde edilebilir (Görür, 2004). Böylece, lineer faz ve eliptik olmak üzere iki farklı filtreleme karakteristiği elde edilebilir. Varaktör diyot kapasitansının değişmesi çift mod rezonans frekansının değişmesine yol açarken, diğer yandan band genişliğinin ve iletim sıfırlarının ayarlanabilmesine de izin verecektir. Bu nedenle önerilen rezonatör konfigürasyonunu kullanılmasıyla tasarlanan bir mikrodalga filtre, tek bir ayarlama elemanı ile band genişliği, iletim sıfırları ve filtreleme karakteristiğinin ayarlanabilmesine imkân verdiğinden birden çok fonksiyona sahiptir. Önerilen rezonatörün bir başka avantajı geçme bandının çift ve tek mod rezonans frekanslarının hemen hemen eşit olması durumunda bandı reddetmesidir (band rejection). Bir başka deyişle, pertürbasyon kapasitansı ile referans elemanların kapasitanslarının birbirilerine eşit olması durumunda tasarlanan filtre sinyal iletimine

izin vermez. Bu durumu teorik olarak gösterebilmek için rezonatöre ait çift-tek mod admittans formüllerini içeren (3.1) ve (3.6) eşitliklerinden filtrenin çift ve tek mod empedans formüllerini türeterek (2.4) eşitliğinde kullanılması gerekir. Rezonatörün bir kapasitans sayesinde giriş-çıkış portlarına kuplajı tanımlandığı takdirde filtrenin çift ve tek mod empedansları (3.8a) ve (3.8b) eşitliklerinde olduğu gibi elde edilir.

$$Z_{ç} = \frac{1}{Y_{ç}} + \frac{1}{jwCs} \tag{3.8a}$$

$$Z_{t} = \frac{1}{Y_{t}} + \frac{1}{jwCs} \tag{3.8b}$$

Şekil 3.3'te çift ve tek mod empedans formüllerinden elde edilen saçılma parametreleri verilmiştir.

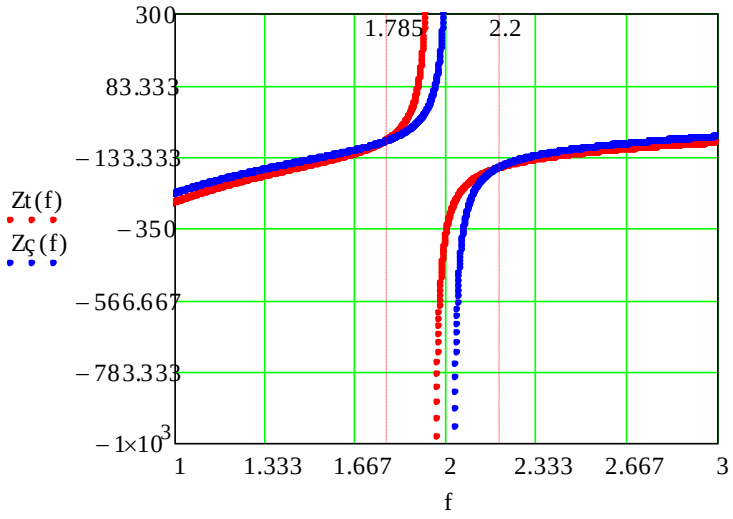


(a) (b)

(c)

Şekil 3.3: Çift-tek mod empedans formüllerinden elde edilen frekans cevapları (l=7.1 mm, ε_{eff}=4.4, C_s=0.6 pF, C_r=1 pF, Z_0=50 ohm) a) C_p=0.74 pF, b) C_p=1.38 pF, c) C_p=1.05 pF.

Dikkat edileceği üzere, referans kapasitansları 1 pF olarak alınmış, pertürbasyon kapasitansının farklı değerlerinin frekans cevabına etkisi gözlenmiştir. Buna göre, pertürbasyon kapasitansının referans kapasitansından küçük olduğu durumda, yani C_p=0.74 pF iken, Şekil 3.3a'da görüldüğü gibi lineer faz filtreleme karakteristiği elde edilirken iletim sıfırlarının imajiner frekanslarda olduğu göze çarpmaktadır. Şekil 3.3b'de, pertürbasyon kapasitansının referans kapasitanslardan daha büyük olduğu durumda, yani C_p=1.38 pF iken, bir çift reel frekanslı iletim sıfırı ortaya çıkmaktadır. Bu da filtreleme karakteristiğinin eliptiğe dönüştüğünü ortaya koymaktadır. Burada dikkat edilmesi gereken husus, filtreleme karakteristiğinin her zaman eliptik olamayacağı durumudur. Çünkü kapasite değişimi ile mod frekansları birbirinden ayrışmakta, dolayısıyla eliptik fonksiyonda gerekli oran her zaman elde edilememektedir. Dolayısıyla eliptik filtreleme karakteristiği yerine kuasi eliptik filtreleme karakteristiği tanımı kullanılabilir. Şekil 3.3c'ye göre ise pertürbasyon kapasitansının referans kapasitanslara hemen hemen eşit olduğu durumda, yani C_p=1.05 pF iken, iletimin mevcut olmadığı göze çarpmaktadır. Diğer yandan, iletim sıfırlarının durumu da Şekil 3.4'te gösterilmiştir. Eliptik filtreleme karakteristiği altında ortaya çıkan reel frekanslı iki iletim sıfırı (2.4a) eşitliğine göre çift ve tek mod empedanslarının eşit olduğu durumda hesaplanabilir. Buna göre Şekil 3.4'te görülen empedans grafiklerinden iletim sıfırlarının kesişim noktalarında elde edildiği açıkça görülmektedir. Şekilde, iletim sıfırlarının lokasyonları belirtilmiş olup, yaklaşık olarak 1.785 GHz ve 2.2 GHz'de elde edilmiştir.



Şekil 3.4:Çift ve tek mod empedanslarının frekansa göre değişimi

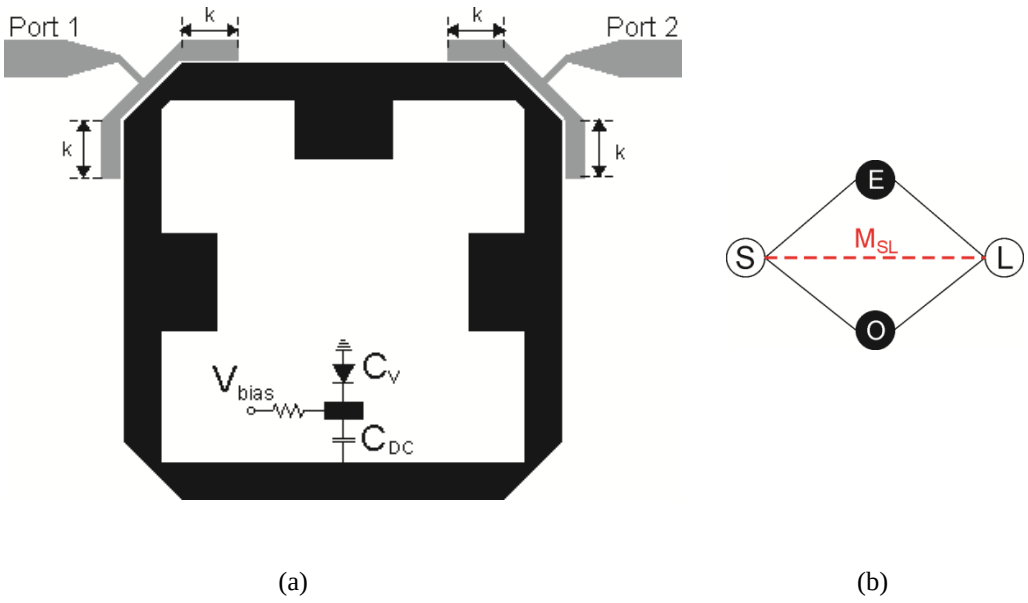
3.2 Filtre Tasarımı ve Simülasyon Sonuçları

Önceki bölümde yapılan rezonatör analizinden yola çıkarak tasarlanacak filtrenin merkez frekansı (3.9) eşitliğinde olduğu gibi elde edilebilir.

$$f_c = \frac{f_{çift} + f_{tek}}{2} \tag{3.9}$$

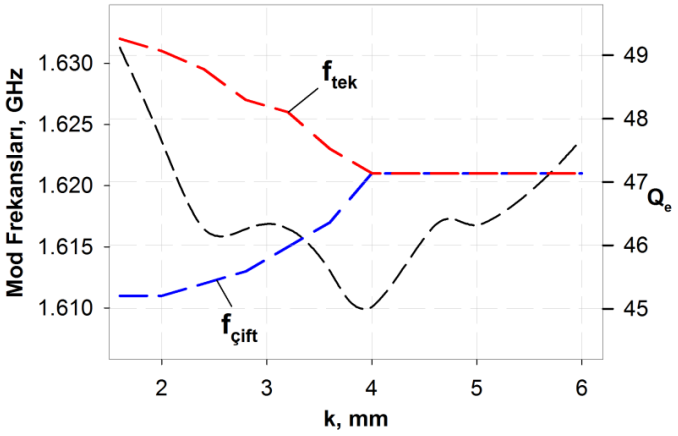
Burada, $f_{çift}$ ve f_{tek} sırasıyla çift ve tek mod rezonans şartlarından elde edilen rezonans frekanslarını temsil etmektedir. Bu frekanslar (3.5) ve (3.7) eşitliklerinin nümerik çözümünden hesaplanabilir (Lei, 2005).

Rezonans frekansları ve merkez frekans hesaplandıktan sonra giriş-çıkış (Input/Output-I/O) portlarıyla rezonatör arasındaki kuplajın uygun seviyeye ayarlanması gerekmektedir. Bu nedenle, I/O portlarına bağlanan besleme hatlarına ihtiyaç duyulmaktadır. Şekil 3.5a'da besleme hatlarına sahip filtre konfigürasyonu gösterilmiştir. Şekil 3.5b'de ise önerilen filtrenin kuplaj diyagramı verilmiştir (Görür 2004, Amari 2004). Besleme hatlarının boyutları Tam-Dalga Elektromanyetik Simülatör kullanılarak tespit edilebilir (Sonnet 2011). Şekil 3.6'da besleme hattı boyutu ile mod frekansları ve harici kalite faktörü arasındaki ilişki gösterilmektedir.



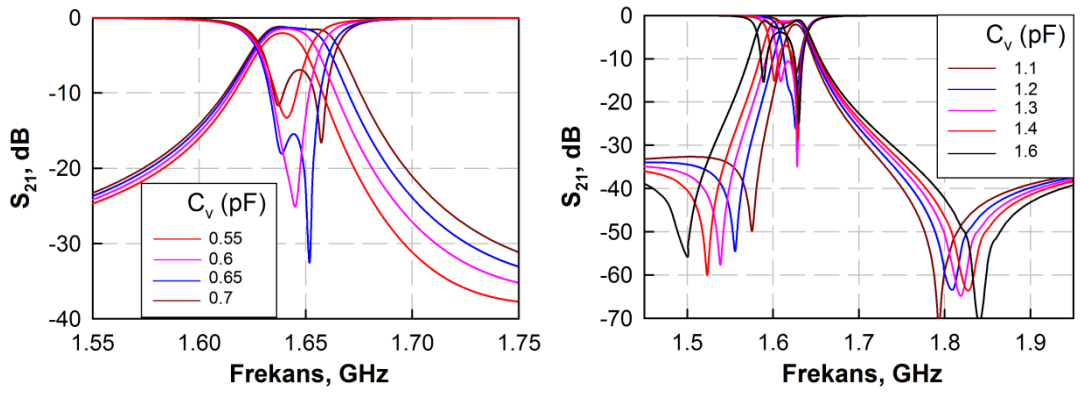
(a) (b)

Şekil 3.5: a) Önerilen ayarlanabilir tek bandlı band geçiren filtre yapısı, b) Filtreye ait kuplaj şeması



Şekil 3.6: Besleme hattı uzunluğunun mod frekansları ve harici kalite faktörü üzerindeki etkisi

Tasarlanan filtre için 6.15 bağıl dielektrik sabitine ve 1.27 mm kalınlığına sahip RT/Duroid malzeme kullanılmaktadır. Merkez frekansı 1.6 GHz olacak şekilde ayarlanmış olup, diğer boyutlar; l_1= 16.6, l_2= 3, l_r= 5, w= 1.9, w_r= 3 mm. Ayrıca, besleme hatlarıyla rezonatör arasındaki aralık 0.2 mm'dir. Şekil 3.6 göz önünde bulundurularak besleme hattının boyutu 3 mm olarak alınmıştır. Diğer yandan, yama referans elemanlarının kapasitansı yaklaşık olarak 0.65 pF olarak hesaplanmıştır (Görür 2004). Şekil 3.5a'da gösterilen kutuplama devresinde 2.8 pF değerinde bir çip kapasitör ve 10 kΩ değerinde bias direnci kullanılmaktadır. Şekil 3.7'de varaktör diyodun çeşitli kapasite değerlerinin frekans cevabı üzerindeki etkisine dair simülasyon sonuçları gösterilmektedir.

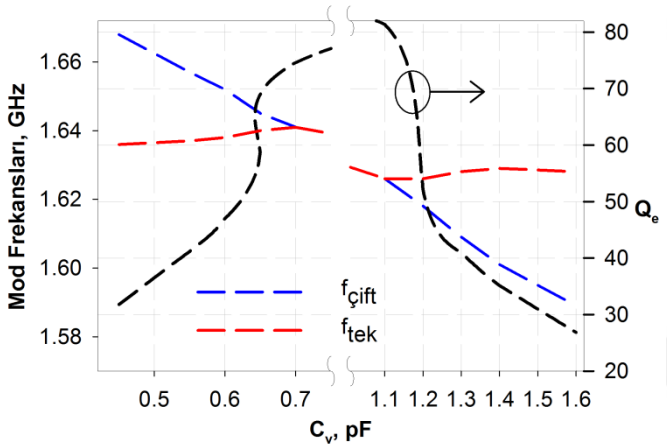


(a) (b)

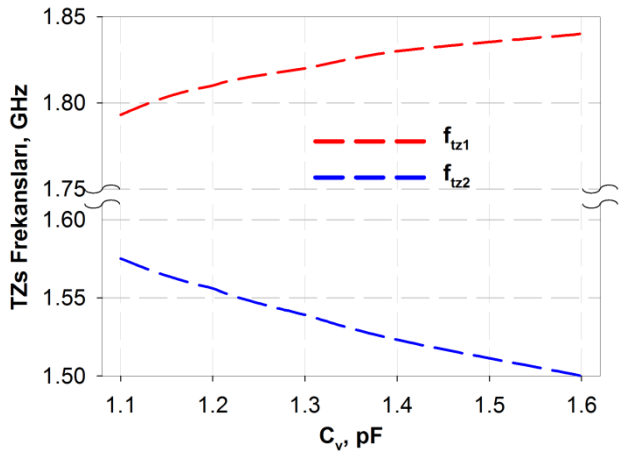
Şekil 3.7: Varaktör diyot kapasitansının değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisine ait simülasyon sonuçları a) lineer faz filtreleme karakteristiği için, b) kuasi eliptik filtreleme karakteristiği için

Şekil 3.7a'da görüldüğü gibi varaktör diyodun 0.55 pF ile 0.7 pF arasındaki değişimi lineer faz filtreleme karakteristiği için band genişliğinin ayarlanabilmesine

imkan verirken, 1.1 pF ve 1.4 pF arasındaki değişimi ise Şekil 3.7b'den görüleceği üzere kuasi eliptik filtreleme karakteristiği için ayarlamaya imkan vermektedir.Lineer faz filtreleme karakteristiği için, kesirsel band genişliği 1.64 GHz merkez frekansında 1.22-2.93 % arasında, kuasi eliptik filtreleme karakteristiği içinse 1.61 GHz merkez frekansında 1.42-3.73 % arasında ayarlanabilmektedir. Burada dikkat edilmesi gereken bir diğer husus, kesirsel band genişliğinin daha geniş bir aralıkta ayarlanabilmesine rağmen, verilen değerlerle sınırlı bırakılmış olmasıdır. Bunun nedeni, band içi yansıma kaybının yüksek seviyelere ulaşmış olmasından kaynaklanmaktadır. Şekil 3.8'de varaktör diyot kapasitansının mod frekansları, harici kalite faktörü ve iletim sıfırı frekanslarına etkisi gösterilmektedir.



(a)

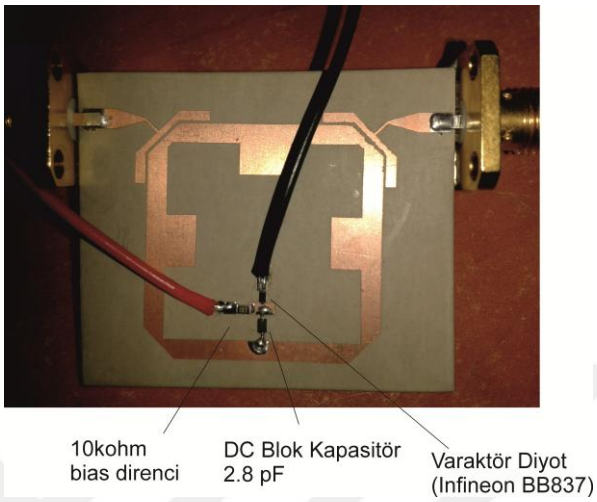


(b)

Şekil 3.8: Varaktör diyot kapasitansının a) mod frekansları ve harici kalite faktörüne etkisi, b) iletim sıfırı frekanslarına etkisi

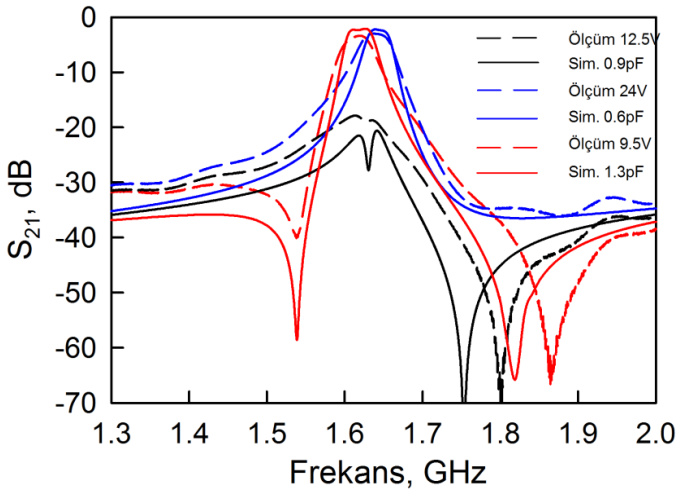
3.3 Deneysel Çalışmalar

İmal edilen tek bandlı ayarlanabilir band geçiren filtreye ait fotoğraf Şekil 3.9'da gösterilmiştir.



Şekil 3.9: Üretilen filtre prototipinin fotoğrafı

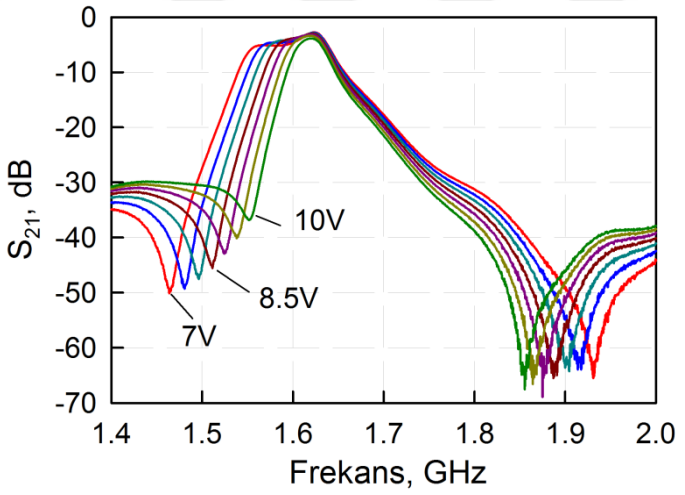
Deneysel çalışmalarda varaktör diyot olarak Infineon BB837, çip kapasitör olarak da AVX ince film kapasitörler kullanılmıştır. Şekil 3.10'da ölçüm ve simülasyon sonuçları arasında araya girme kaybına dair karşılaştırma yer almaktadır. Şekilde görülen simülasyon ve ölçümler arasındaki bazı farklılıklar imalat hatalarından, varaktör diyot/SMD direnç/DC blok kapasitör toleranslarından ve varaktör diyotun kapasite değeri ile bias gerilimi arasındaki farklılıklardan kaynaklanmaktadır.



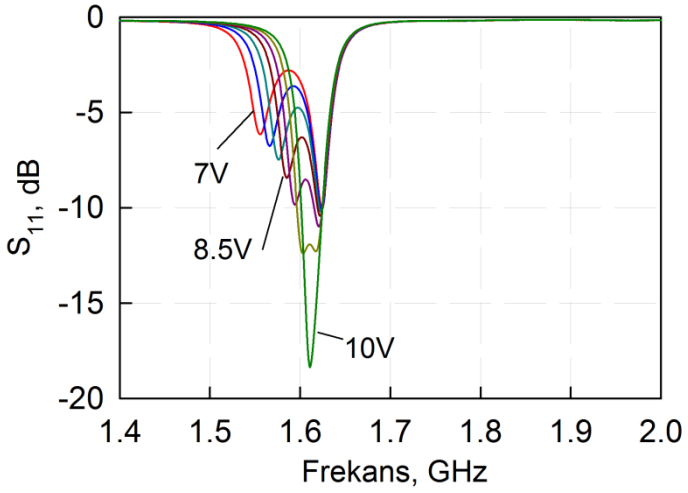
Şekil 3.10: Ölçüm ve simülasyon sonuçları arasındaki karşılaştırma

Şekil 3.10'dan görüldüğü gibi, 9.5 V bias geriliminde eliptik ve 24 V bias geriliminde lineer faz filtreleme karakteristiklerinin elde edilebileceği net bir şekilde gözlenmektedir. Ayrıca 12.5 V bias geriliminde herhangi bir iletimin olmayacağından da bahsedilebilir. Bu gerilimdeki araya girme kaybı değeri 18 dB civarında elde edilmektedir. Sadece bu gerilimde değil yaklaşık olarak 11.5 V ile 13 V arasında 10 dB'in altında bir iletim seviyesi ölçülmüştür.

Bias geriliminin 10 V ve altında olduğu durumlarda iletim sıfırının reel frekanslarda olduğu gözlenmiş ve bu durum Şekil 3.11a'da gösterilmiştir. Şekilde, 6.5 V'tan itibaren 0.5 V adım aralığıyla 10 V'a kadar bias gerilimi değiştirilmiş ve gerilim arttıkça kapasitans değeri azalacağından band genişliği de azalmıştır. Şekil 3.11b'de ise yansıma kaybının çeşitli bias gerilimlerine göre değişimi incelenmiştir.



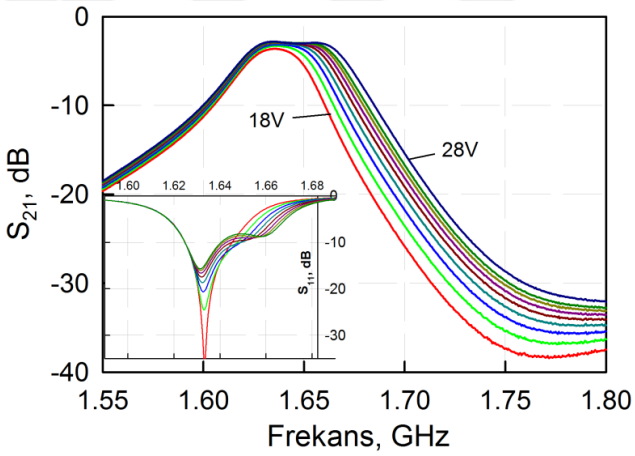
(a)



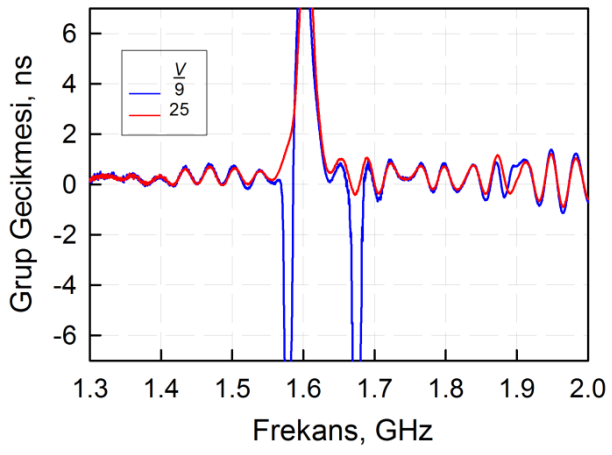
(b)

Şekil 3.11: Kuasi eliptik filtreleme karakteristiğinde band genişliğinin ayarlanabilmesi a) S_{21}, b) S_{11}

Bias geriliminin 18 V ve üstünde olduğu durumda varaktör diyodun kapasite değeri 0.8 pF'ın altında olacağından iletim sıfırları imajiner frekanslara kayacaktır. Böylece lineer faz filtreleme karakteristiği elde edilebilir. Şekil 3.12'de lineer faz filtreleme karakteristiği için band genişliğinin değişimi incelenmiştir. 18 V'dan 28 V'a kadar bias gerilimi değiştirilmiş ve böylece varaktör diyodun kapasitansı 0.5 pF ile 0.8 pF arasında değiştirilmiştir. Dikkat edilirse, lineer faz filtreleme karakteristiği için band genişliği eliptik filtreleme karakteristiğine nazaran daha dar bir aralıkta değiştirilebilmektedir. Bunun sebebi, kullanılan varaktör diyodun minimum kapasite değerinin 0.5 pF'ın altına düşürülememesidir. Şekil 3.13a'da grup gecikmesinin değişimi gözlenmiştir. Lineer faz filtreleme karakteristiğinde daha düz bir grup gecikmesi başarılı bir şekilde elde edilmiştir. İmal edilen filtre farklı güçler altında da test edilmiş olup Şekil 3.13b'de görüldüğü gibi frekans cevabında gözle görülebilir bir etkilenme elde edilmemiştir.

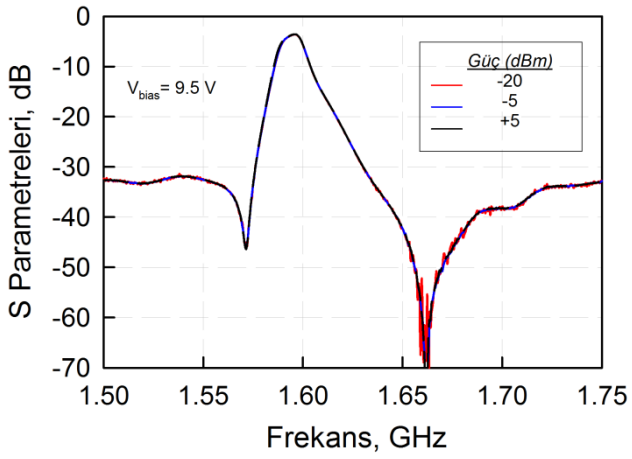


Şekil 3.12: Lineer faz filtreleme karakteristiği için band genişliğinin ayarlanması (İç şekil: S_{11})



(a)

Şekil 3.13: a) Grup gecikmesi, b) Farklı güçler altında devrenin frekans cevabındaki değişim



(b)

Şekil 3.13 (devam): a) Grup gecikmesi, b) Farklı güçler altında devrenin frekans cevabındaki değişim

4. AYARLANABİLİR ÇOK BANDLI BAND GEÇİREN FİLTRE TASARIM UYGULAMALARI

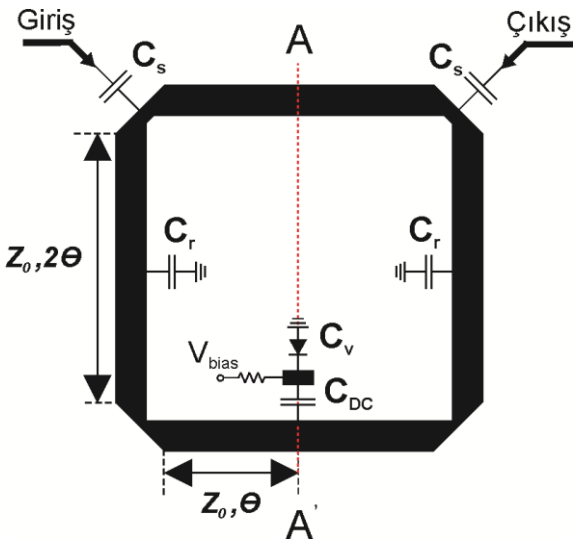
Bu bölümde tezin temelini oluşturan çok bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımlarına yer verilmektedir. Bu doğrultuda, öncelikle filtre tasarımlarında kullanılacak olan rezonatörün çift-tek mod empedans formülleri ve rezonans şartları ortaya koyulmaktadır. Daha sonra, önerilen rezonatörün farklı elektriksel uzunluklarda kullanılmasıyla iki, üç ve dört bandlı band geçiren filtre tasarımları ele alınmaktadır. Tasarlanan filtrelerde ayarlama elemanı olarak varaktör diyotlar kullanılmakta, bu elemanların kapasitans değişimlerine bağlı olarak geçme bandlarının band genişlikleri ayarlanabilmektedir. Ayrıca, her bir geçme bandının diğerlerinden bağımsız olarak anahtarlanma durumları da her bir filtre tasarımı için gerek simülasyonlarla gerekse deneysel çalışmalarla sunulmaktadır. İkinci bölümde verilen "Filtre Tasarımı" başlığı altında değinilen çok bandlı filtreler için kuplaj matrisi sentez işlemlerinden faydalanılarak tasarlanan filtrelerin kuplaj matrisleri de sentezlenmekte, matris elemanlarıyla filtrelerdeki varaktör diyot kapasitansları arasındaki ilişki ele alınmaktadır.

4.1 Rezonatör Analizi

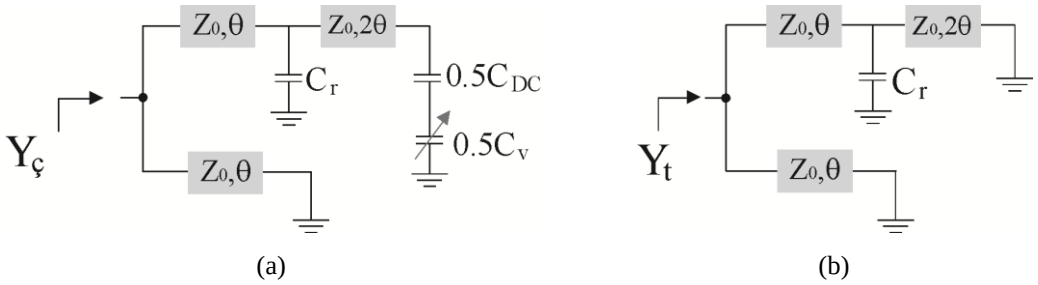
Çok bandlı ayarlanabilir filtre tasarımlarında kullanılacak rezonatör konfigürasyonu bir önceki bölümde analiz edilen ve tek bandlı ayarlanabilir filtre tasarımında kullanılan rezonatörle benzerlik gösterse de referans elemanları açısından önemli bir farka sahiptir. Dolayısıyla bu bölümde önerilen rezonatörün çift-tek mod empedans formüllerinin ve bu formüllere bağlı olarak çift ve tek mod rezonans şartlarının yeniden düzenlenmesi gereklidir. Bilindiği gibi, bir önceki bölümde çift modlu kare halka rezonatör kullanılmış ve bu rezonatörün üç kolu üzerine kapasitif özelliğe sahip referans elemanlar yerleştirilmişti. Diğer kol üzerine, yani giriş-çıkış portlarının tam karşısında yer alan iletim hattı üzerine yerleştirilen varaktör diyot kapasitansının referans elemanlardan büyük veya küçük olma durumuna göre filtreleme karakteristiğinin değiştirilmesi (lineer faz-eliptik) sağlanmıştı. Ayrıca her iki filtreleme karakteristiğinde de band genişliğinin

ayarlanabilirliği ele alınmıştı. Bu bölümde önerilen rezonatör konfigürasyonu yine çift modlu kare halka rezonatör olup, giriş-çıkış portlarına yakın olan referans eleman çıkarılmaktadır. Bu nedenle özellikle çift mod rezonans şartında değişiklik meydana gelmektedir.

Şekil 4.1'de önerilen rezonatör konfigürasyonu gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi rezonatörün sadece yan kollarında referans kapasitanslar yer almaktadır. Referans kapasitansları C_r ile, pertürbasyon kapasitansı C_p ile, giriş-çıkış portları ile rezonatör arasındaki kuplaj sağlayan kapasitanslar ise C_s ile ifade edilmiştir. Ayrıca, Z_0 rezonatördeki ilgili iletim hattının karakteristik empedansını, θ ise elektriksel uzunluğu temsil etmektedir. Diğer yandan, şekilden dikkat edileceği üzere rezonatörün köşeleri, süreksizlikleri engelleyebilmek için 45^0'lik açıyla birleştirilmiştir. Şekildeki AA' simetri ekseni göz önüne alındığında rezonatöre ait çift ve tek mod eşdeğer yarı devre modelleri Şekil 4.2a ve Şekil 4.2b'de gösterilmiştir. Bu eşdeğer devre modelleri sadece rezonatör modeline ait olduğundan C_s kapasitansları göz önünde bulundurulmamıştır. Çift mod eşdeğer yarı devre modelinde rezonatörün simetri eksenine elektriksel duvar yerleştirildiğinden varaktör diyot kapasitansı Şekil 4.2a'dan görüleceği üzere mevcuttur. Tek mod eşdeğer yarı devre modelinde ise simetri eksenine manyetik duvar yerleştirilmekte, dolayısıyla simetri ekseninden akımın akmadığı kabul edilmektedir. Şekil 4.2b'den görüldüğü gibi eşdeğer devre modelinde varaktör diyot kapasitansı kısa devre olduğundan yer almamaktadır.



Şekil 4.1: Çok bandlı ayarlanabilir filtreler için tasarlanan çift modlu rezonatör konfigürasyonu



Şekil 4.2: Önerilen rezonatöre ait eşdeğer yarı devre modelleri a) Çift mod b) Tek mod

Şekil 4.2a'da verilen çift mod eşdeğer devre modeline göre, $Y_ç$ giriş admittansı (4.1) eşitliğinde verilmiştir.

$$Y_ç = jY_0 \frac{(1-\tan(\theta)^2)(b_r + b_p + Y_0\tan(2\theta) - \frac{b_r b_p \tan(2\theta)}{Y_0}) + 2\tan(\theta)(Y_0 - b_p\tan(2\theta))}{Y_0 - b_p\tan(2\theta) - b_p\tan(\theta) - Y_0\tan(\theta)\tan(2\theta) - b_r\tan(\theta) + b_r b_p\tan(\theta)\tan(2\theta)} \quad (4.1)$$

şeklinde ifade edilir. Burada, $b_r=wC_r$ ve $b_p=wC_p$ ifadeleri sırasıyla referans ve pertürbasyon kapasitanslarına ait süseptansları ifade etmektedir. Dikkat edileceği üzere, pertürbasyon kapasitansı aslında DC blok ve varaktör diyot kapasitanlarının yarısının seri toplamına eşit olmasıdır. Aşağıdaki analizlerde DC blok kapasitansı ile varaktör diyot kapasitansları ayrı ayrı tanımlanmamakta, tek bir pertürbasyon kapasitansı, C_p tanımlanmaktadır. Y_0 ilgili iletim hattının karakteristik admittansını temsil etmektedir. Bu analize göre, çift mod için rezonans şartı $Y_ç=0$ eşitliği göz önünde bulundurularak aşağıdaki gibi türetilebilir.

$$b_r\cot(2\theta) + 2b_p\cot(4\theta) + 2Y_0 - \frac{b_r b_p}{Y_0} = 0 \quad (4.2)$$

Şekil 4.2b'de gösterilen tek mod eşdeğer devre modelinden türetilen tek mod giriş admittansı ise (4.3) eşitliğinde verilmiştir.

$$Y_t = jY_0 \frac{2b_r - 2Y_0\cot(2\theta) + Y_0\tan(\theta) - Y_0\cot(\theta)}{Y_0 - b_r\tan(\theta) + Y_0\tan(\theta)\cot(2\theta)} \quad (4.3)$$

Tek mod için rezonans şartı $Y_t=0$ eşitliği göz önünde bulundurularak (4.4) eşitliğindeki gibi türetilebilir.

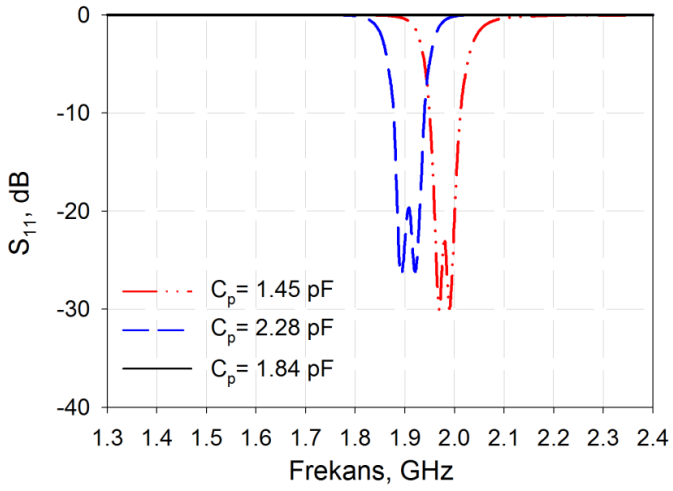
$$Z_0 b_r = 2\cot(2\theta) \quad (4.4)$$

Diğer yandan, rezonatörün giriş-çıkış portlarına bir C_s kapasitörü ile kuplajlanması sayesinde filtre cevabı elde edilebilir. Buna göre (4.1) ve (4.3) eşitliklerinde verilen çift ve tek mod admittans formülleri kullanılarak filtrenin genel çift ve tek mod empedans formülleri aşağıdaki biçimde ifade edilebilir.

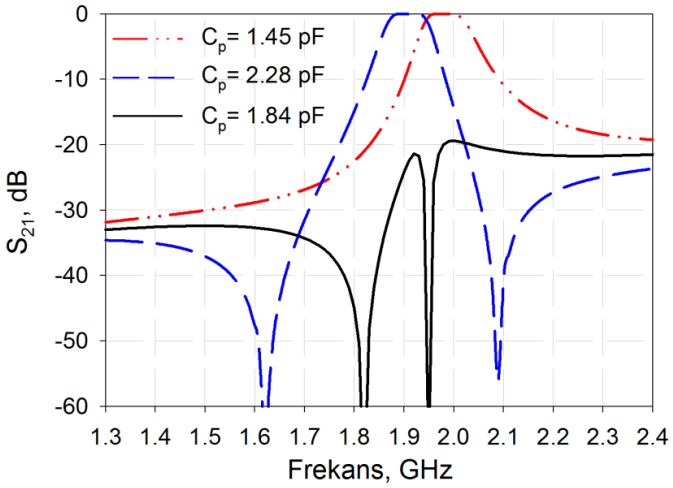
$$Z_{ç} = \frac{1}{Y_{ç}} + \frac{1}{jwCs} \tag{4.5a}$$

$$Z_{t} = \frac{1}{Y_{t}} + \frac{1}{jwCs} \tag{4.5b}$$

Eşitlik (4.5a) ve (4.5b)'nin, (2.4) eşitliğine yerleştirilmesiyle araya girme (S_{21}) ve yansıma kaybı (S_{11}) Şekil 4.3'te olduğu gibi elde edilebilir. Bu grafik elde edilirken yukarıdaki formüllerde kullanılan parametreler, l=7.1 mm, ε_r=6.15, h=1.27 mm, ε_{eff}=4.4, C_s=0.6 pF, C_r=1 pF ve Z_0=50 Ω'dur. Bu parametreler, 1.8 GHz merkez frekansı elde edilecek şekilde tayin edilmiştir. Şekil 4.3'te pertürbasyon kapasitansı C_p'nin üç farklı değerine göre saçılma parametreleri gösterilmiştir. Şekil 4.3a S_{21}'i gösterirken, Şekil 4.3b S_{11}'i göstermektedir. Bu tasarımın üçüncü bölümdeki çift modlu rezonatörden farkı önceden de bahsedildiği gibi sadece yan kollarda referans kapasitansların kullanılmasıdır. Dolayısıyla, önceki bölümdeki tasarımla karşılaştırıldığında filtreleme karakteristiğinin değiştiği pertürbasyon kapasitanslarının farklılığı göze çarpmaktadır. Örneğin, önceki tasarımda pertürbasyon kapasitansıyla referans elemanların kapasitanslarının hemen hemen birbirine eşit olması durumunda iletim mevcut olmamaktadır. Ancak bu bölümdeki tasarımda, yani sadece yan kollardaki referans kapasitansların olduğu durumda, filtreleme karakteristiğinin değiştiği eşik kapasite değerinin arttığı görülmektedir. Pertürbasyon kapasitansı 1.45 pF iken lineer faz filtreleme karakteristiği gösterdiği, 1.84 pF civarında geçme bandının olmadığı ve 2.28 pF iken ise kuasi eliptik filtreleme karakteristiğinin elde edildiği gözükmektedir. Yukarıda anlatılan öngörüye göre, bir önceki tasarımda iletimin olmadığı durumda pertürbasyon kapasitansı diğer tüm parametreler aynı kalmak suretiyle 1.04 pF iken, bu durumda 1.84 pF değerine çıkmaktadır. Şekil 4.4'te her bir filtreleme karakteristiğine ait fazların frekansa göre değişimi gösterilmektedir. Şekilden görüldüğü gibi lineer faz filtreleme karakteristiğinde daha düz bir faz gözlenmektedir.

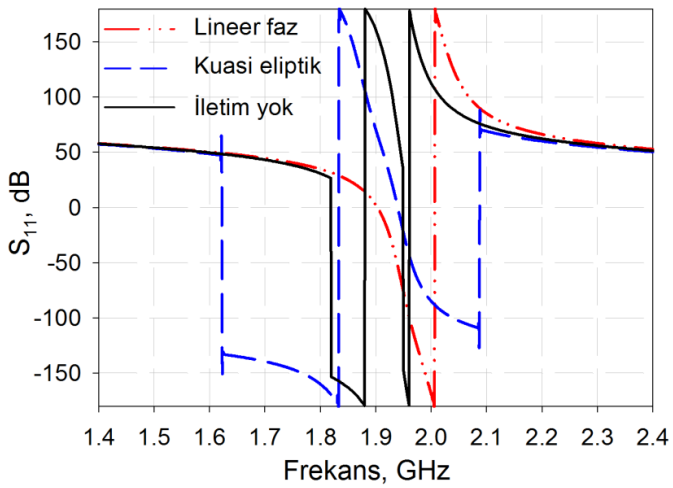


(a)



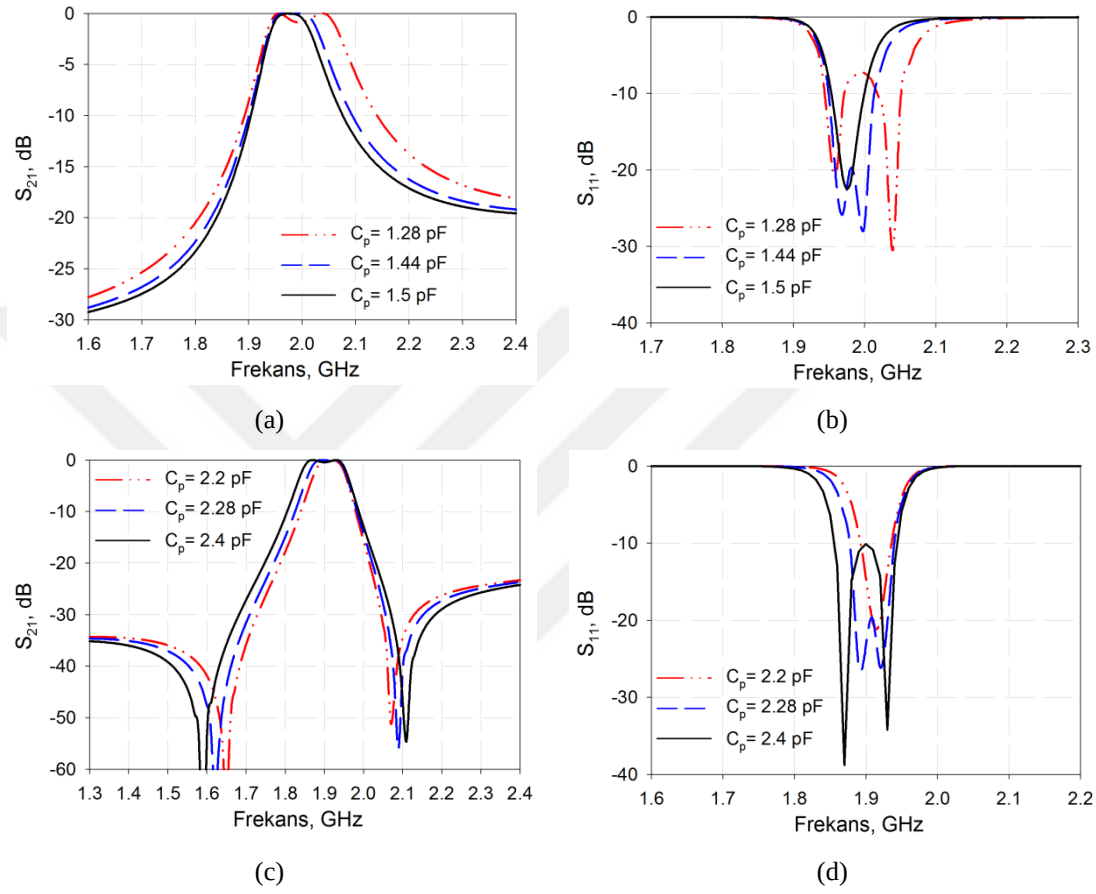
(b)

Şekil 4.3:Çift-tek mod empedanslarından elde edilen saçılma parametreleri a) S_{21}, b) S_{11}.



Şekil 4.4: Kuasi Eliptik, lineer faz ve iletimin olmadığı durumlarda iletim katsayısına ait faz değişimleri

Şekil 4.5'te lineer faz ve kuasi eliptik filtreleme karakteristikleri için pertürbasyon kapasitansı değişimine bağlı olarak band genişliğinin değişimi gösterilmiştir. Şekil 4.5a ve Şekil 4.5b lineer faz için sırasıyla S_{21} ve S_{11} parametrelerini, Şekil 4.5c ve Şekil 4.5d ise kuasi eliptik filtreleme karakteristiği için S_{21} ve S_{11} parametrelerini göstermektedir.



Şekil 4.5: Pertürbasyon kapasitansının frekans cevabı üzerindeki etkisi a) Lineer faz S_{21}, b) Lineer faz S_{11}, c) Kuasi eliptik S_{21}, d) Kuasi eliptik S_{11}.

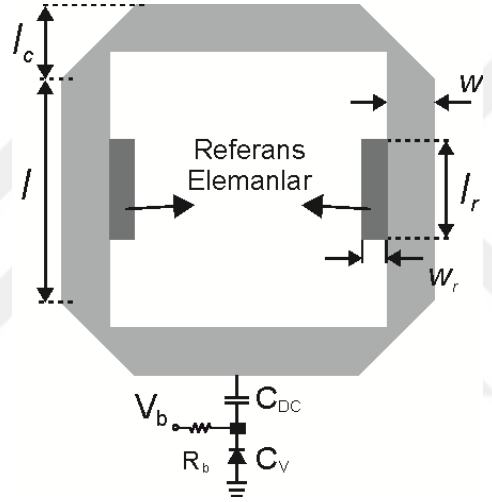
4.2 İki Bandlı Ayarlanabilir Band Geçiren Filtre Tasarımı

4.2.1 Filtre Tasarımı

Bu bölümdeki tüm simülasyonlar ve deneysel çalışmalarda 6.15 bağıl dielektrik sabitine ve 1.27 mm taban kalınlığına sahip RT/Duroid taban malzemesi kullanılmaktadır. Bu bölümde anlatılan filtre tasarımlarında, mikroşerit yapıların optimizasyonu için Tam Dalga Elektromanyetik Simülatör kullanılmaktadır (Sonnet 2011). İki bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımı için geçme bandları 1.8

GHz ve 2.7 GHz olacak şekilde ayarlanmaktadır. Merkez frekanslar (4.2) ve (4.4) eşitliklerinden elde edilecek çift ve tek mod rezonans frekanslarının aritmetik ortalaması ile elde edilebilir. Yukarıda verilen teorik modelin uygulaması için Şekil 4.6'da gösterilen rezonatör konfigürasyonu kullanılabilir. Bu rezonatörün Şekil 4.1'de verilen rezonatörden farkı referans kapasitansları olup, teoride C_r ile temsil edilen referans kapasitanslarının yerine mikroşerit yama kapasitanslar kullanılmaktadır. Mikroşerit yama kapasitörün kapasitansı klasik paralel plakalı kapasitör hesabıyla hesaplanabilir.

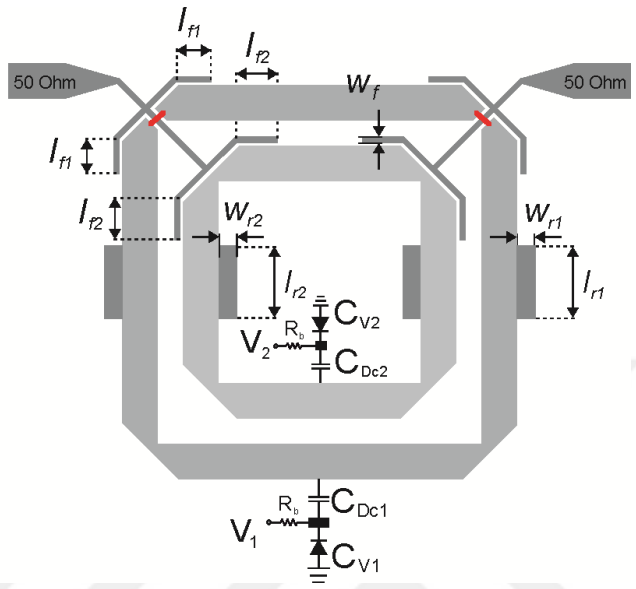
$$C = \frac{\varepsilon A}{d} \tag{4.6}$$



Şekil 4.6: İki bandlı ayarlanabilir filtre tasarımında kullanılan rezonatör yapısı

Şekil 4.7'de ise tasarlanan iki bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre yapısı gösterilmektedir. Şekilden görüldüğü gibi teorik modelde C_s ile temsil edilen besleme kapasitansı, filtre konfigürasyonunda yerini mikroşerit besleme hatlarına bırakmıştır. Diğer yandan, farklı elektriksel uzunluklara sahip iki adet çift modlu rezonatör iç içe yerleştirilmiştir. İçteki rezonatörü beslemek içe doğru uzatılmış ikinci bir açık devre sonlandırmalı besleme hattı kullanılmaktadır. Bu besleme konfigürasyonunu oluştururken, dıştaki rezonatörün giriş-çıkış portlarının bulunduğu köşelerde hava köprüleri kullanılarak rezonatör tam bir kare halkaya tamamlanmıştır. Bu yapılandırmaya literatürdeki çeşitli çalışmalarda rastlanabilir (Görür A. ve Karpuz C. 2007, Karpuz C. ve Görür A.K. 2013, Karpuz ve diğ. 2013). Burada, dıştaki rezonatör düşük frekanslarda yer alan ilk geçme bandını oluştururken, içteki rezonatör ise daha yüksek frekanslarda ikinci geçme bandını oluşturmaktadır. Buna

göre, C_{v1} kapasitansı birinci geçme bandının ayarlama işleminde görev alırken, C_{v2} kapasitansı ise ikinci geçme bandının ayarlama işleminde göre almaktadır. Tasarlanan filtredeki fiziksel parametreler Şekil 4.6 ve Şekil 4.7'deki adlandırmalar baz alınarak Tablo 4.1'de verilmiştir.



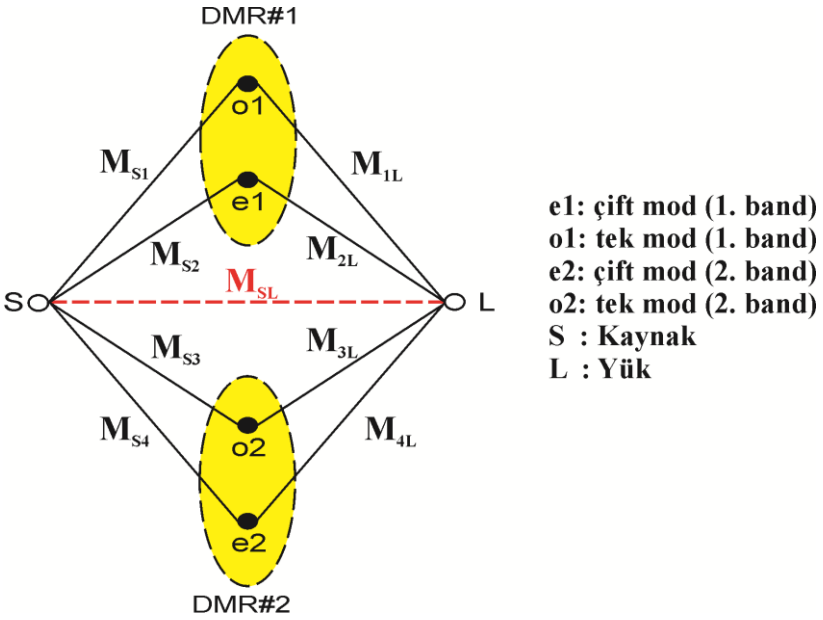
Şekil 4.7: İki bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre yapısı

Tablo 4.1: İki bandlı ayarlanabilir band geçiren filtreye ait boyut ve eleman değerleri (Tüm boyutlar mm, kapasitanslar pF ve direnç Ω cinsinden verilmiştir.)

l_1	l_2	l_{c1}	l_{c2}	w_1	w_2	l_{f1}	l_{f2}
15.4	8.9	3.0	3.0	1.2	1.2	2.0	2.0
l_{r1}	l_{r2}	w_{r1}	w_{r2}	w_f	C_{DC1}	C_{DC2}	R_b
4.0	4.0	1.5	1.5	0.3	4.7	2.7	10k

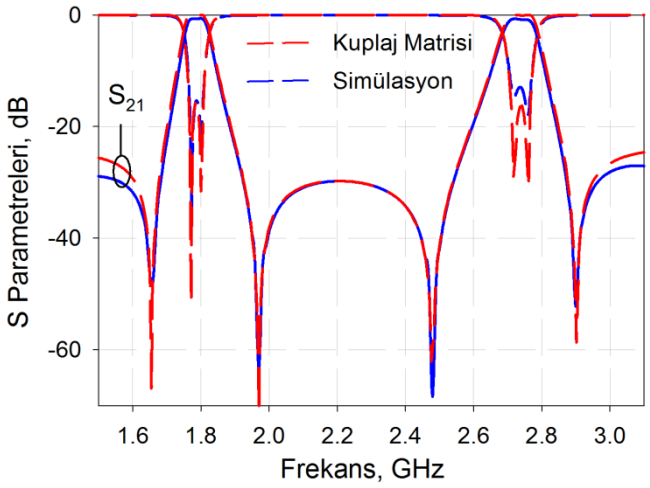
Tasarlanan çift bandlı filtreye ait kuplaj şeması Şekil 4.8'de gösterilmektedir. Şekilden görüldüğü gibi her bir rezonatör çift (e: even) ve tek (o: odd) olmak üzere iki moda sahiptir. Eşitlik (4.2) ve (4.4) göz önünde bulundurulduğunda varaktör diyot kapasitansının değişmesi sadece çift mod rezonans frekansının değişmesine neden olmaktadır. Dolayısıyla kuplaj şemasını temsil edecek kuplaj matrisindeki çift mod rezonans frekansının değişmesiyle lineer faz veya kuasi eliptik filtreleme karakteristiği elde edilebilmektedir. Bu rezonans frekansının değişmesi de geçme bandının band genişliğinin sağa veya sola doğru genişletilebilmesine imkan vermektedir. Çift mod rezonans frekansının tek mod rezonans frekansından küçük

olduğu durumda kuasi eliptik filtreleme karakteristiği elde edilmekte olup, varaktör diyot kapasitansının artırılması sayesinde geçme bandı sola doğru genişletilebilmektedir. Bu durumda, iletim sıfırları kompleks frekans düzleminin imajiner ekseni üzerine yerleşmektedir. Çift mod rezonans frekansının tek mod rezonans frekansından büyük olması durumunda ise geçme bandının band genişliği sağa doğru genişletilebilmektedir. Bu durumda, iletim sıfırları kompleks frekans düzleminde reel eksen üzerine yerleşmektedir. Tasarlanan filtreye ait kuplaj matrisi 2. Bölüm'de anlatılan metot kullanılarak sentezlenerek (4.7) eşitliğinde verilmiştir. Dikkat edilirse, kuplaj matrisindeki çift mod rezonans frekanslarına ait öz kuplajları belirten $M_{2,2}$ ve $M_{4,4}$ elemanları sırasıyla kuplaj şemasında gösterilen e1 ve e2'ye aittir. Bu değişkenlerin sırasıyla $M_{1,1}$ ve $M_{3,3}$ değerlerinden büyük veya küçük olma durumuna göre lineer faz veya kuasi eliptik filtreleme karakteristiği elde edilir. Şekil 4.9'da C_{v1}=1.25 pF ve C_{v2}= 1.1 pF değerlerine karşılık gelen kuplaj matrisinden elde edilen frekans cevabı ile simülasyon sonuçlarının karşılaştırması yer almaktadır. Şekilden görüldüğü gibi, sentezlenen kuplaj matrisi tasarlanan iki bandlı ayarlanabilir band geçiren filtrenin karakteristiklerini yansıtmaktadır. Bu kapasite değerleri kullanıldığında elde edilen $M_{2,2}$ ve $M_{4,4}$ değerleri sırasıyla 0.984 ve -0.866 olarak elde edilir.



Şekil 4.8: İki bandlı ayarlanabilir band geçiren filtreye ait kuplaj şeması

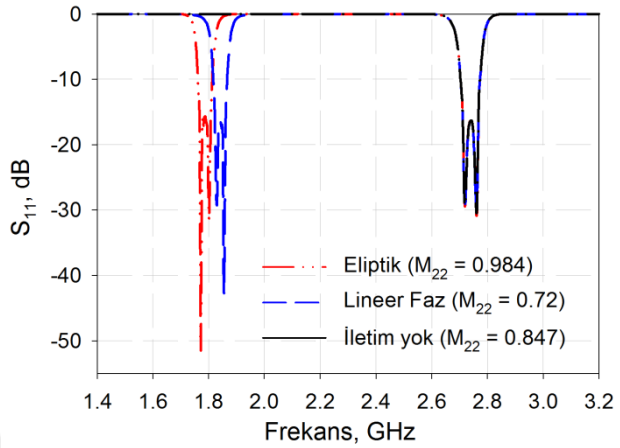
$$M = \begin{bmatrix} & \boldsymbol{S} & \mathbf{1} & \mathbf{2} & \mathbf{3} & \mathbf{4} & \mathbf{L} \\ \mathbf{S} & 0 & 0.171 & -0.164 & 0.151 & -0.167 & 0.032 \\ \mathbf{1} & 0.171 & 0.847 & 0 & 0 & 0 & 0.171 \\ \mathbf{2} & -0.164 & 0 & \mathbf{M_{22}} & 0 & 0 & 0.164 \\ \mathbf{3} & 0.151 & 0 & 0 & -0.988 & 0 & 0.151 \\ \mathbf{4} & -0.167 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{M_{44}} & 0.167 \\ \boldsymbol{L} & 0.032 & 0.171 & 0.164 & 0.151 & 0.167 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$



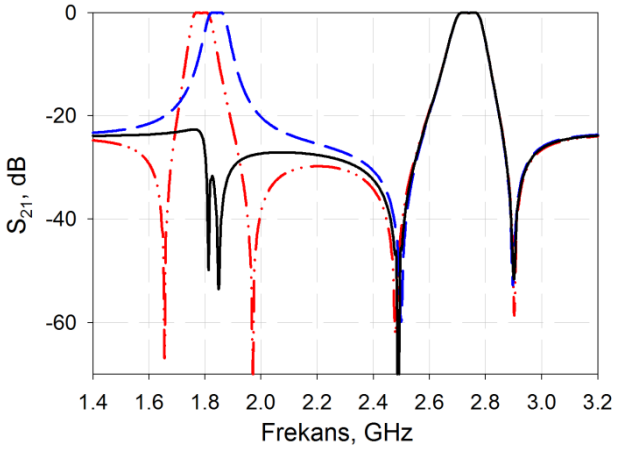
Şekil 4.9: İki bandlı band geçiren filtre için kuplaj matrisi ve simülasyonlardan elde edilen sonuçların karşılaştırılması

Eşitlik (4.7)'de verilen $M_{2,2}$ ve $M_{4,4}$ matris elemanlarının değişimlerine bağlı olarak elde edilen farklı filtreleme karakteristikleri Şekil 4.10'da gösterilmiştir. Şekil 4.10a ve Şekil 4.10b'de birinci geçme bandı için sırasıyla araya girme kaybı ve yansıma kaybı gösterilirken, Şekil 4.10c ve Şekil 4.10d'de ise ikinci geçme bandı için sırasıyla araya girme kaybı ve yansıma kaybı gösterilmektedir. Kuplaj matrisinin diğer tüm eleman değerleri sabittir. Şekil 4.10a ve Şekil 4.10b için (4.7) eşitliğinde verilen $M_{2,2}$ değerleri 0.984, 0.72 ve 0.847 alınmış, bu değerlere bağlı olarak frekans cevabının sırasıyla kuasi eliptik, lineer faz ve iletimin olmama durumları birinci geçme bandında elde edilmiştir. Şekil 4.10c ve Şekil 4.10d için ise, (4.7) eşitliğinde verilen $M_{4,4}$ değerleri -0.866, -1.105 ve -0.988 alınarak benzer frekans cevapları ikinci geçme bandı için elde edilmiştir. Dikkat edileceği üzere, her iki geçme bandında da $M_{2,2}$ ve $M_{4,4}$ matris elemanlarının $M_{1,1}$ ve $M_{3,3}$ elemanlarına eşit alındığı durumda geçme bandı iptal edilebilmekte, bir başka deyişle anahtarlanmaktadır. Bu işlem, bir önceki bölümde anlatılan çift-tek mod empedans analiziyle de örtüşmektedir. Çünkü, diyagonal matris elemanları modların kendine kuplajını temsil ettiği için bir diğer mod frekansına göre durumu lineer faz veya kuasi eliptik

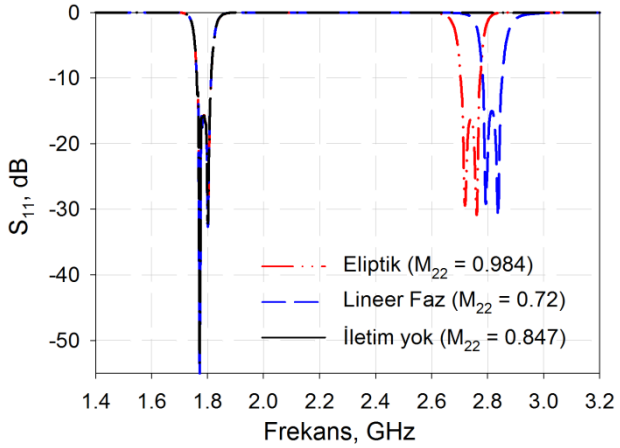
filtreleme karakteristiğinin elde edilebilmesine imkan vermektedir. Bu değerlerin değişimi simülasyonlarda varaktör diyot kapasitansının değişimi ile temsil edilebilir. Varaktör diyot kapasitansındaki değişimin $M_{2,2}$ ve $M_{4,4}$ elemanlarına etkisi Şekil 4.11'de gösterilmektedir.



(a)

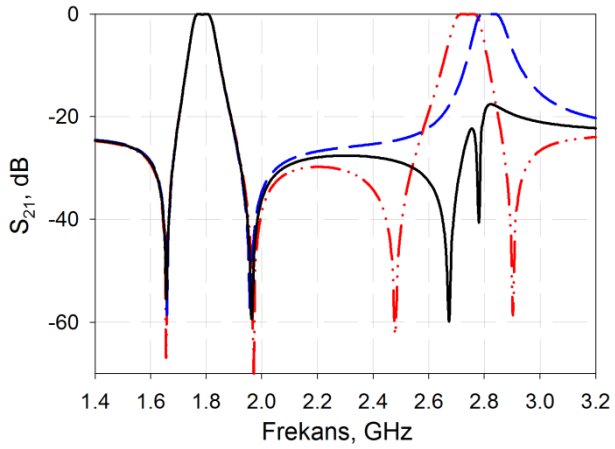


(b)



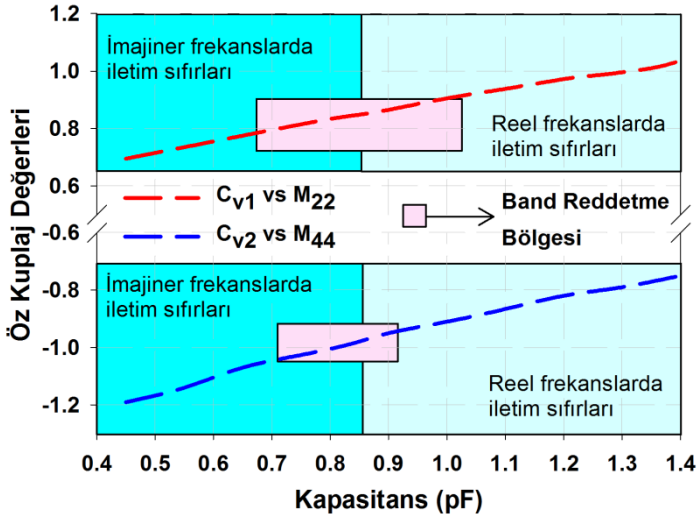
(c)

Şekil 4.10: Kuplaj matrisi eleman değişimleriyle her üç filtreleme karakteristiğinin gösterimi a) Birinci band S_{11}, a) Birinci band S_{21}, a) İkinci band S_{11}, a) İkinci band S_{21}



(d)

Şekil 4.10 (devam): Kuplaj matrisi eleman değişimleriyle her üç filtreleme karakteristiğinin gösterimi a) Birinci band S_{11}, a) Birinci band S_{21}, a) İkinci band S_{11}, a) İkinci band S_{21}



Şekil 4.11: Varaktör diyot kapasitansları ile kuplaj matrisi elemanları arasındaki ilişki

4.2.2 Geçme Bandlarının Ayarlanması

Önceden belirtildiği gibi her bir geçme bandı iki farklı varaktör diyot sayesinde ayarlanabilmektedir. Teorik çalışmalarda ortaya koyulan modele göre, varaktör diyot kapasitansı belirli bir eşik değerin üzerindeyse eliptik (kuasi eliptik) filtreleme karakteristiği, altında olduğu durumlarda ise lineer faz filtreleme karakteristiği elde edilebilmektedir. Bu eşik değere yakın olan değerlerde ise geçme bandı oluşmamaktadır. Buna göre her bir geçme bandının ayarlanabilirliğinin üç yaklaşımla incelenmesinde fayda vardır. Bu üç yaklaşımın birincisi lineer faz ve

eliptik filtreleme karakteristiklerinin elde edilebilmesi, ikincisi her iki filtreleme karakteristiğinde geçme bandlarının band genişliklerinin birbirilerinden bağımsız biçimde ayarlanabilirliği, üçüncüsü ise her bir geçme bandının diğerinden bağımsız bir biçimde anahtarlanabilmesidir. Bu üç yaklaşım aşağıda iki bölüm kapsamında anlatılmaktadır.

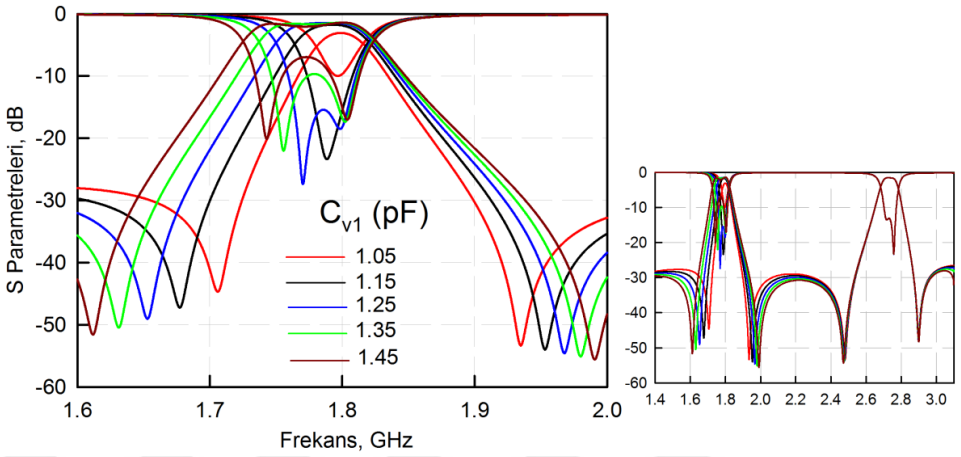
4.2.2.1 Lineer Faz ve Kuasi Eliptik Filtreleme Karakteristikleri için Band Genişliği Kontrolü

Şekil 4.12'de birinci geçme bandının band genişliğinin varaktör diyot kapasitansına göre ayarlama işlemi gösterilmektedir. Şekil 4.12a'da kuasi eliptik filtreleme karakteristiği için band genişliği kontrolü gösterilirken, Şekil 4.12b'de ise lineer faz filtreleme karakteristiği için band genişliği kontrolü ele alınmıştır. Bu bölümdeki tüm simülasyonlar kayıplı durumda gerçekleştirilmiş olup, kuasi eliptik filtreleme karakteristiği için varaktör diyot kapasitansı 1.05-1.45 pF arasında, lineer faz filtreleme karakteristiği için ise 0.45-0.65 pF arasında değiştirilmiştir. Ayrıca her iki filtreleme karakteristiği için de geçme bandı kontrolü diğer geçme bandında hiçbir değişiklik olmadan başarılmaktadır. Varaktör diyot kapasitansının 0.7-1.0 pF arasındaki değerlerine karşılık geçme bandı oluşmamaktadır.

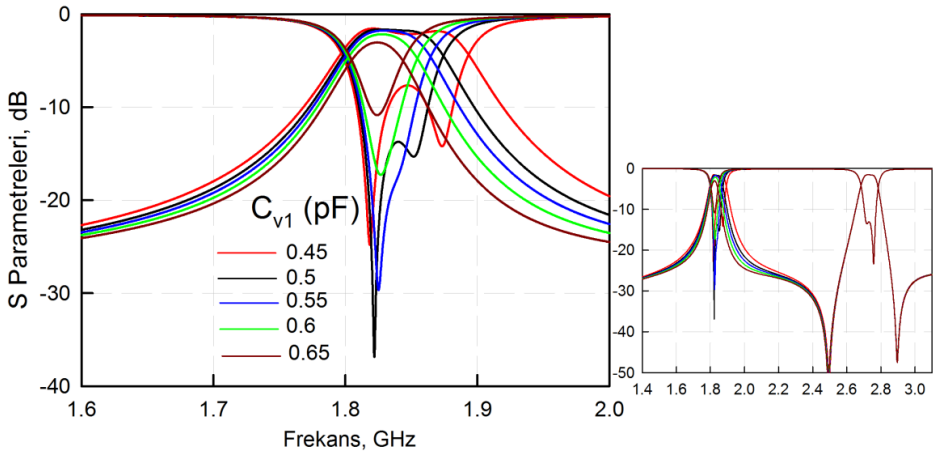
Şekil 4.12a'da gösterilen kuasi-eliptik filtreleme karakteristiği için 3-dB band genişliği yaklaşık olarak 40 MHz'den 100 MHz'e kadar ayarlanabilmektedir. Bu ayarlama işlemi esnasında araya girme kaybı her bir durumda -3 dB'den daha iyi elde edilmiştir. Band genişliğinin 60 MHz ve üstü olduğu durumlardaki araya girme kaybı ise -1.8 dB'den daha iyidir. Ayrıca, yansıma kaybı da varaktör diyot kapasitansı 1.45 pF iken, -7.5 dB olarak, 1.05 pF iken ise -10.15 dB olarak elde edilmiştir. Tek mod rezonans frekansı 1.805 GHz civarında elde edilmekte, çift mod rezonans frekansı ise 1.8 GHz ile 1.75 GHz arasında ayarlanmaktadır. Buna göre bu geçme bandının merkez frekansı yaklaşık olarak 1.78-1.8 GHz aralığındadır.

Şekil 4.12b'de gösterilen lineer faz filtreleme karakteristiği için 3-dB band genişliği yaklaşık olarak yine 40 MHz ile 100 MHz arasında değiştirilebilmektedir. Araya girme kaybı -3.1 dB'den daha iyi elde edilmiş olup, band genişliğinin 60 MHz ve üstü olduğu durumlardaki araya girme kaybı ise -1.8 dB'den daha iyidir. Yansıma kaybı ise C_{v1} kapasitansı 0.45 pF iken -8 dB civarında, 0.65 pF iken ise -10.9 dB

olarak elde edilmiştir. Aradaki değerler için -18 dB'den daha iyi bir yansıma kaybı elde edilmiştir. Merkez frekansı ise 1.81 GHz ile 1.85 GHz arasına tekabül etmektedir. Diğer geçme bandının ayarlama işleminden hiçbir şekilde etkilenmemesi Şekil 4.12a ve Şekil 4.12b'nin yan taraflarında gösterilmektedir.



(a)

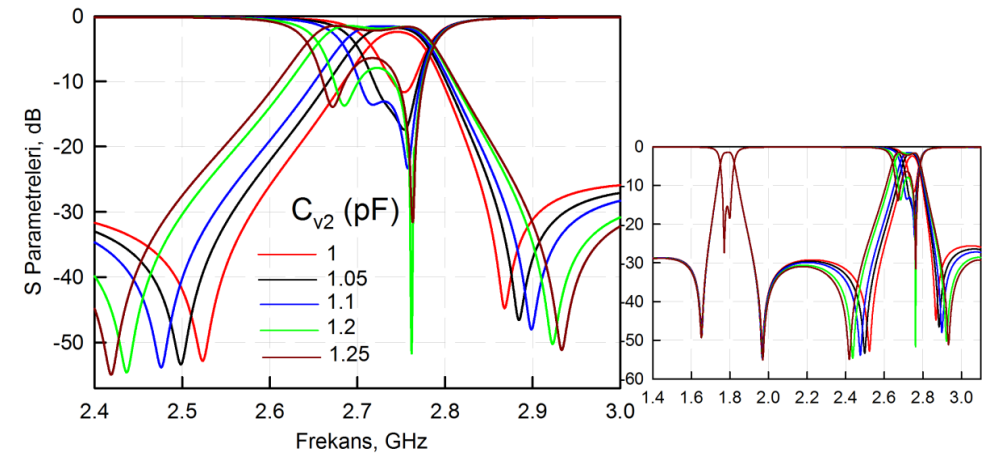


(b)

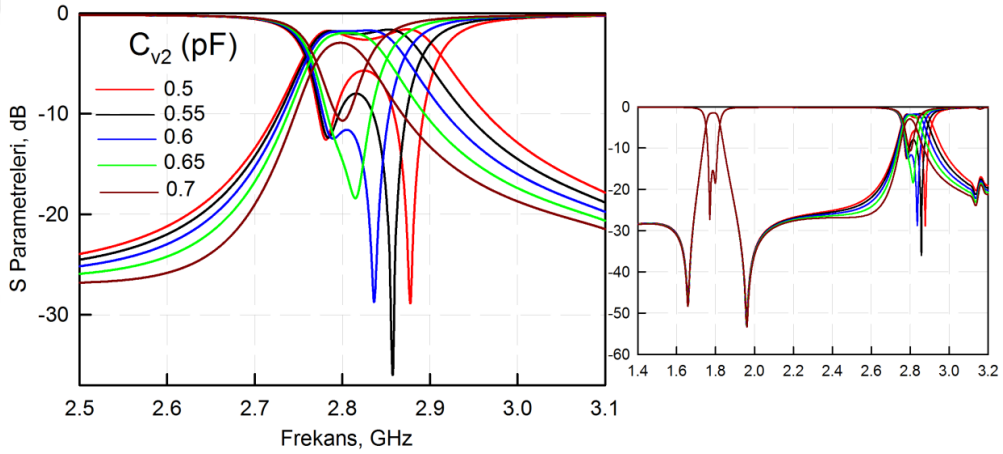
Şekil 4.12: Birinci geçme bandına ait band genişliğinin varaktör diyot kapasitansına bağlı olarak farklı filtreleme karakteristikleri için kontrolü a) Kuasi-eliptik filtreleme karakteristiği için, b) Lineer faz filtreleme karakteristiği için

Şekil 4.13'te ikinci geçme bandının farklı filtreleme karakteristikleri için varaktör diyot kapasitansına bağlı olarak band genişliği kontrolü gösterilmektedir. Varaktör diyot kapasitansının 0.5-0.7 pF arasındaki değişimiyle lineer faz filtreleme karakteristiği elde edilirken, 1-1.25 pF arasındaki değişimiyle kuasi-eliptik filtreleme karakteristiği elde edilebilmektedir. Varaktör diyot kapasitansının 0.75-0.95 pF arasındaki değerleri için geçme bandı oluşmamaktadır. Böylece tasarlanan filtrenin

her iki geçme bandının birbirinden bağımsız olarak anahtarlanabilmesi mümkün kılınmaktadır.



(a)



(b)

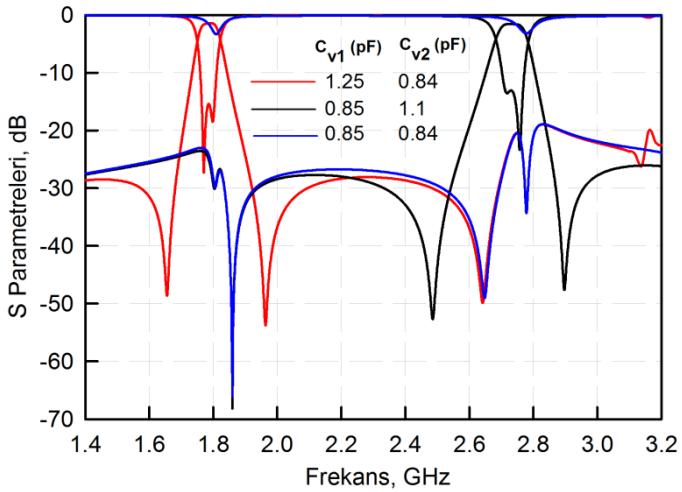
Şekil 4.13: İkinci geçme bandına ait band genişliğinin varaktör diyot kapasitansına bağlı olarak farklı filtreleme karakteristikleri için kontrolü a) Kuasi-eliptik filtreleme karakteristiği için, b) Lineer faz filtreleme karakteristiği için

Şekil 4.13a'da gösterilen kuasi-eliptik filtreleme karakteristiği için 3-dB band genişliği yaklaşık olarak 55-150 MHz arasında bir ayarlanabilme aralığına sahiptir. Araya girme kaybı tüm durumlarda -2.4 dB'den daha iyi seviyede olup, özellikle 70 MHz ve üstü band genişliklerinde -1.5 dB'nin altındadır. Band ortası yansıma kaybı seviyesi ise, varaktör diyot kapasitansı, C_{v2}, 1 pF iken -11.9 dB civarında, 1.25 pF iken ise -7 dB civarında edilmiştir. 55-100 MHz arasındaki band genişliklerinde, band ortası yansıma kaybı seviyesi -12 dB'den daha iyi seviyelerdedir. Merkez frekansı ise 2.7 GHz civarındadır.

Şekil 4.13b'de gösterilen lineer faz filtreleme karakteristiği için 3-dB band genişliği yaklaşık olarak 60-160 MHz arasında ayarlanabilmektedir. Araya girme kaybı belirtilen kapasitans aralığının tamamında -3 dB'den daha iyi olup, 85-160 MHz arasındaki band genişliğine sahip frekans cevaplarında -1.8 dB'den daha düşük elde edilmektedir. Band ortası yansıma kaybı seviyesi varaktör diyot kapasitansı 0.7 pF iken -11 dB civarında, 0.5 pF iken ise -6 dB olarak elde edilmiştir. Yaklaşık olarak 60-110 MHz arasındaki band genişliğine sahip tüm frekans cevaplarında band ortası yansıma kaybı seviyesi -12 dB'den daha iyidir.

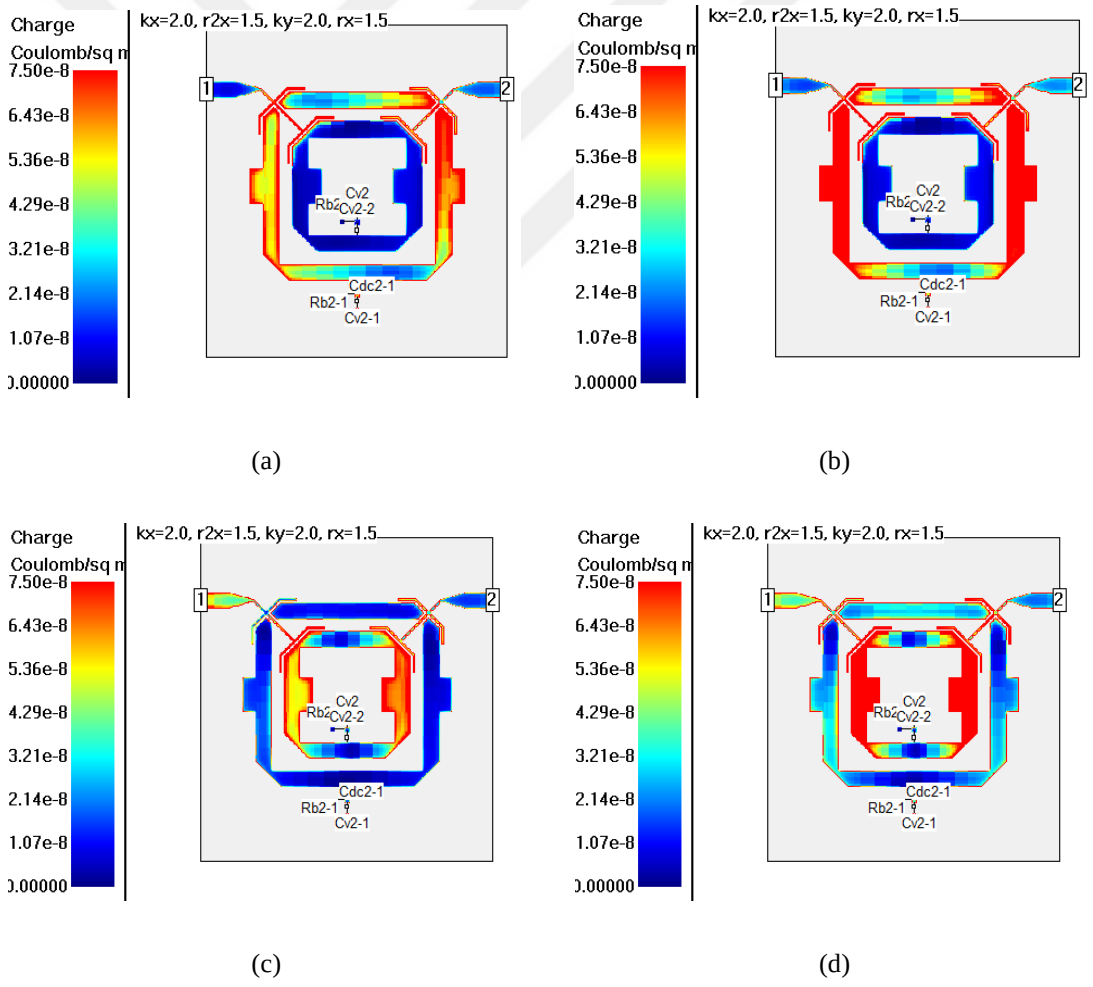
4.2.2.2 Geçme Bandlarının Anahtarlanması

Şekil 4.14'te geçme bandlarının birbirilerinden bağımsız biçim anahtarlanması gösterilmektedir. Önceki bölümde bahsedildiği üzere, dıştaki rezonatörün varaktör diyot kapasitansı, C_{v1}, birinci geçme bandının iletimini durdururken, içteki rezonatörün varaktör diyot kapasitansı, C_{v2}, ikinci geçme bandının iletimini durdurmaktadır. Ayrıca, bu kapasitansların belirli aralıklarında geçme bandları durdurulabilmekte olup, şekilde reddetme seviyesinin en iyi olduğu durumlar gösterilmiştir. Buna göre, C_{v1} kapasitansı 0.85 pF iken birinci geçme bandında iletim katsayısının (S_{21}) genliği -22 dB'nin altına düşmekte, C_{v2} kapasitansı 0.84 pF iken ise, ikinci geçme bandında iletim katsayısının (S_{21}) genliği -19.6 dB'nin altına düşmektedir.

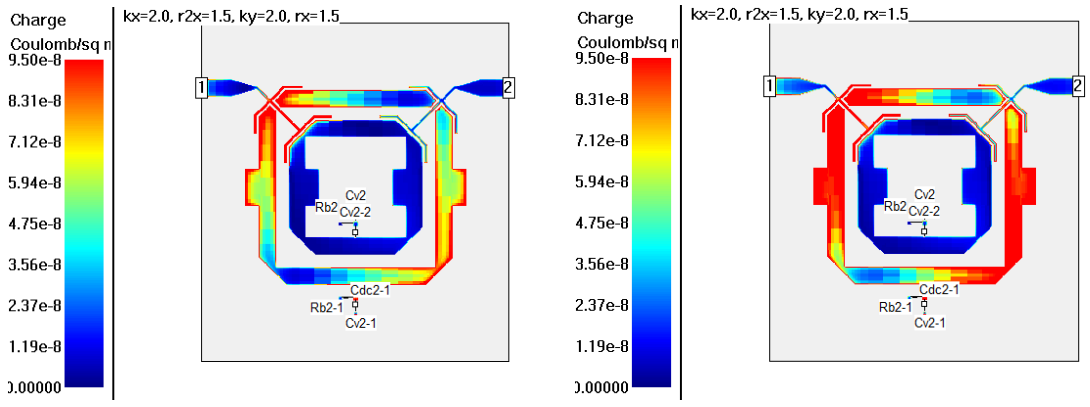


Şekil 4.14: Geçme bandlarının varaktör diyot kapasitanslarına bağlı olarak birbirlerinden bağımsız biçimde anahtarlanma işlemi

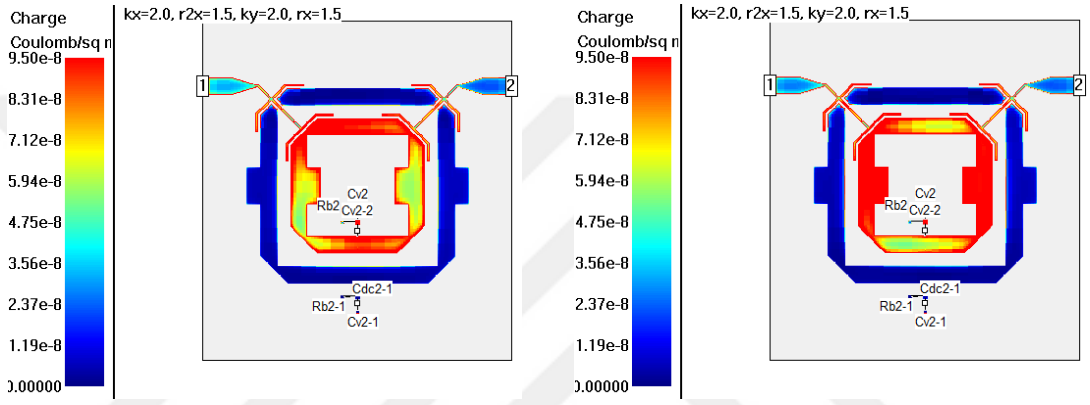
Şekil 4.15'te tasarlanan filtrenin yük dağılımları gösterilmektedir. Şekil 4.15a-d her iki geçme bandının kuasi-eliptik filtreleme karakteristiği gösterdiği duruma aitken, Şekil 4.15e-h ise her iki geçme bandının lineer faz filtreleme karakteristiği gösterdiği duruma aittir. Şekillerden görüleceği üzere eliptik filtreleme karakteristiğinde özellikle yan kollarda yük dağılımı mevcutken, lineer faz filtreleme karakteristiğinde yük dağılımı rezonatörün alt ve üst kollarında yoğunlaşmaktadır. Ayrıca, her bir geçme bandı için sadece bu bandı oluşturan rezonatörde bir yük dağılımının mevcut olduğu şekillerden açık bir şekilde görülmektedir. Eliptik filtreleme karakteristiğindeki yük dağılımları için C_{v1} ve C_{v2} kapasitansları sırasıyla 1.25 ve 1.1 pF, lineer faz filtreleme karakteristiğindeki yük dağılımları içinse sırasıyla 0.55 ve 0.6 pF'dır. Diğer yandan, her iki filtreleme karakteristiğindeki faz ve grup gecikmeleri Şekil 4.16'da gösterilmiştir.



Şekil 4.15: İki bandlı ayarlanabilir filtrenin mod frekanslarındaki yük dağılımları a-b) Eliptik birinci geçme bandı, c-d) Eliptik ikinci geçme bandı, e-f) Lineer faz birinci geçme bandı, g-h) Lineer faz ikinci geçme bandı

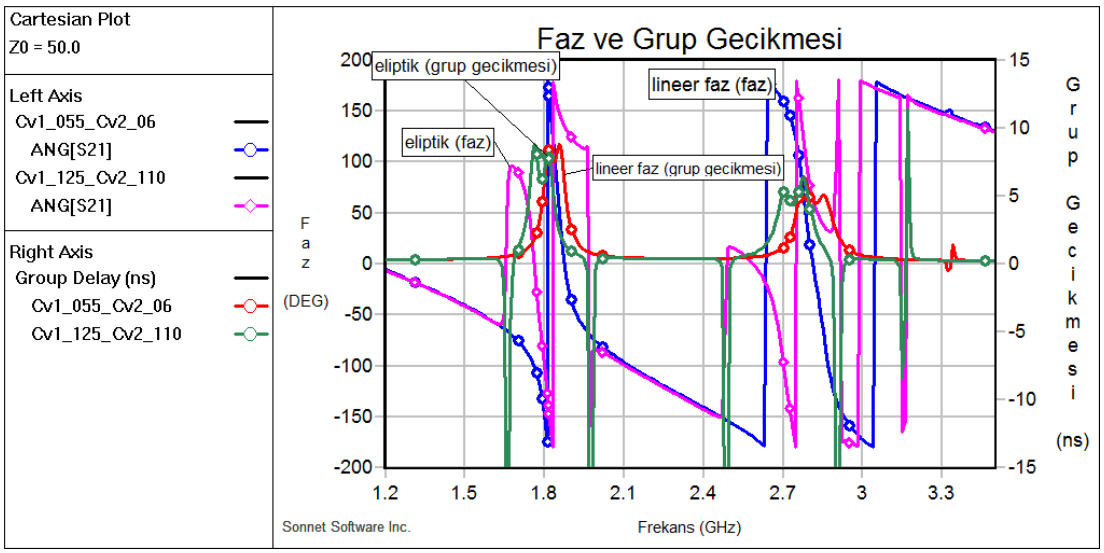


(e) (f)



(g) (h)

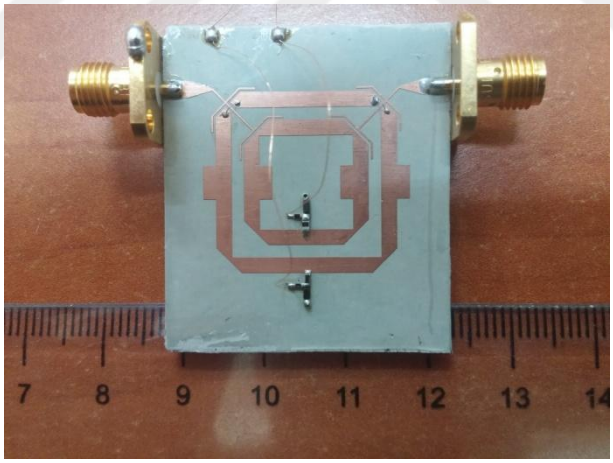
Şekil 4.15 (devam): İki bandlı ayarlanabilir filtrenin mod frekanslarındaki yük dağılımları a-b) Eliptik birinci geçme bandı, c-d) Eliptik ikinci geçme bandı, e-f) Lineer faz birinci geçme bandı, g-h) Lineer faz ikinci geçme bandı



Şekil 4.16: Her iki geçme bandının lineer faz filtreleme karakteristiğindeki faz ve grup gecikmeleri

4.2.3 Deneysel Çalışmalar

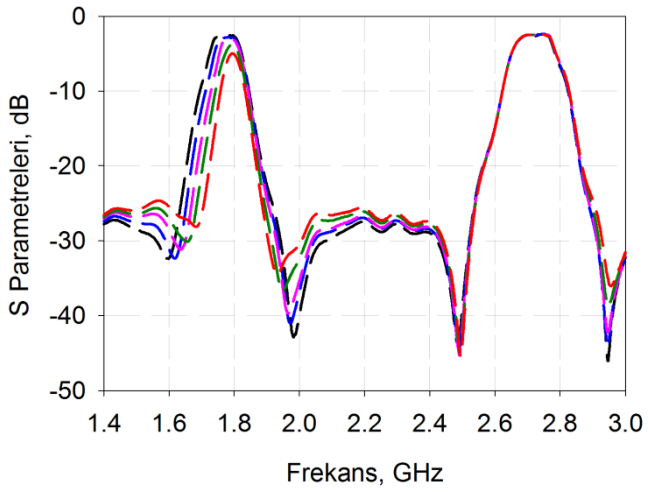
İmal edilen filtrenin fotoğrafı Şekil 4.17'de gösterilmiştir. Bias gerilimleri devrenin üst köşesinden verilmekte olup, birer kabloyla filtreye uzatılmıştır. Kabloların gövdesi dielektrik olduğundan ölçüm esnasında birbiriyle temasları sorun teşkil etmemektedir. İmalat için 6.15 bağıl dielektrik sabitine ve 1.27 mm taban kalınlığına sahip RT/Duroid taban malzemesi kullanılmıştır. Bias direnci olarak her iki rezonatörde de 10 kΩ kullanılmıştır. DC blok kapasitansları ise iç ve dış rezonatörler için sırasıyla 2.7 ve 4.7 pF olarak seçilmiştir. Bu kapasitörler rezonatöre DC akımın gitmesini engellemenin yanı sıra, varaktör diyot kapasitansı ile paralel bağlantı teşkil ettiğinden varaktör diyot kapasitansının ayarlama aralığında da etkilidir. Varaktör diyot kapasitansının mümkün olduğu derecede küçük bir aralıkta ayarlanarak frekans cevabındaki değişimlerin elde edilmesi gereklidir. Bunun sebebi, kapasite değeri arttıkça devredeki araya girme kaybı da artmaya başlamaktadır. DC blok kapasitansları için AVX çip kapasitörler kullanılmıştır. Varaktör diyot olarak ise Infineon BB837 kullanılmıştır.



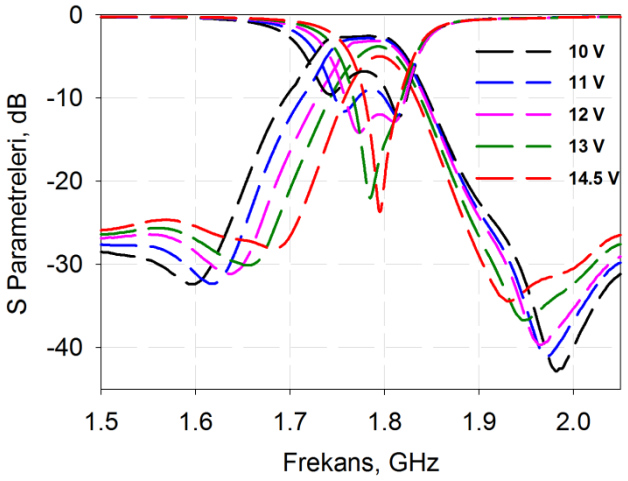
Şekil 4.17: İmal edilen iki bandlı ayarlanabilir filtrenin fotoğrafı

Birinci geçme bandının kuasi eliptik filtreleme karakteristiğine ait ölçüm sonuçları Şekil 4.18'de gösterilmiştir. Şekil 4.18a'dan görüldüğü gibi birinci geçme bandı ayarlanırken ikinci geçme bandında herhangi bir değişim gözükmemektedir. Şekil 4.18b'de ise birinci geçme bandının kontrolüne dair dar band gösterimi mevcuttur. Bias gerilimi 10 V ile 14.5 V arasında değiştirilerek band genişliği yaklaşık olarak 51-112 MHz arasında ayarlanabilmiştir. Birinci geçme bandındaki

minimum araya girme kaybı yaklaşık olarak -2.6 dB civarında elde edilmiş olup sadece 14.5 V bias geriliminde -4.8 dB olarak elde edilmiştir. Yansıma kaybı ise 10 V bias gerilimi altında -8.5 dB olarak elde edilmiş olup, bu durum dejenere modların maksimum ayrışmış olduğu halidir. Bias gerilimi 14.5 V iken ise, yansıma kaybı -23.4 dB olarak elde edilmiş olup, bu durumda dejenere modlar ayrışmamış haldedir.



(a)

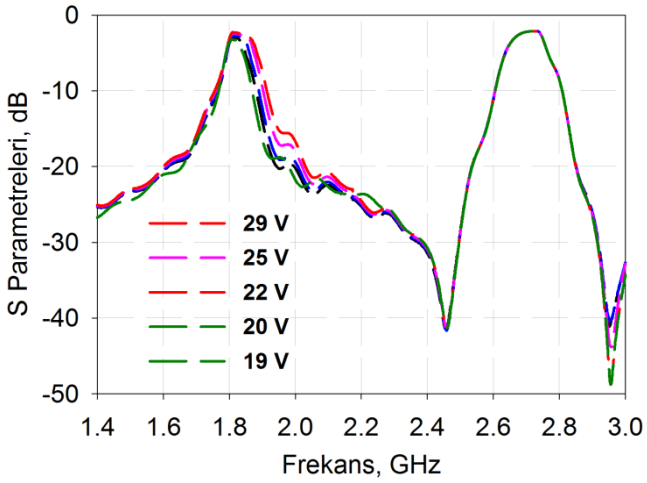


(b)

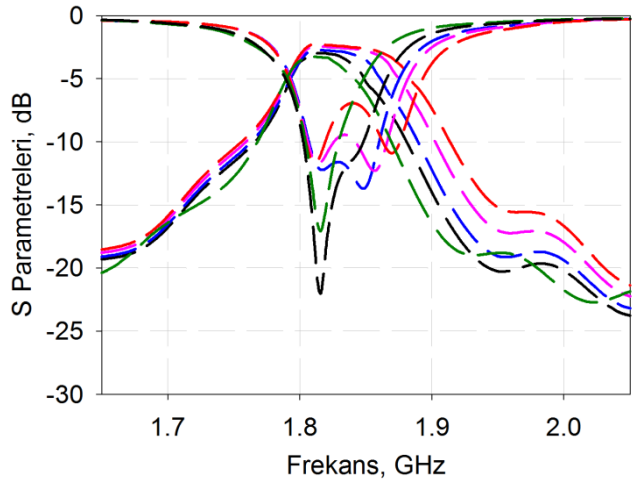
Şekil 4.18: Birinci geçme bandının kuasi-eliptik filtreleme karakteristiği için kontrolü a) Geniş band görünümü, b) Dar band görünümü (V_1 değişimi)

Birinci geçme bandının lineer faz filtreleme karakteristiği için kontrolü, Şekil 4.19'da gösterilmiştir. Şekil 4.19a'da geniş band görünümü yer alırken, Şekil 4.19b'de ise dar band görünümüne yansıma kaybı ile beraber yer verilmiştir. Bias gerilimi 19-29 V arasında değiştirilmiş, böylece yaklaşık olarak 60-100 MHz arasında bir band genişliği kontrolü sağlanmıştır. Ayrıca, birinci geçme bandındaki

minimum araya girme kaybı yaklaşık olarak -2.4 dB ile -3.4 dB arasında elde edilmiştir. 29 V bias geriliminde birinci geçme bandında -2.38 dB'lik minimum araya girme kaybı elde edilirken, 19 V bias geriliminde -3.42 dB'lik bir araya girme kaybı elde edilmiştir. Yansıma kaybı ise 19 V bias gerilimi altında -17.1 dB olarak elde edilirken, bu durumda dejenere modlar ayrışmamış haldedir. Bias gerilimi 29 V iken ise, yansıma kaybı –7.9 dB olarak elde edilmiş olup, bu durumda dejenere modlar şekilden görüldüğü üzere ayrışmış haldedir.



(a)

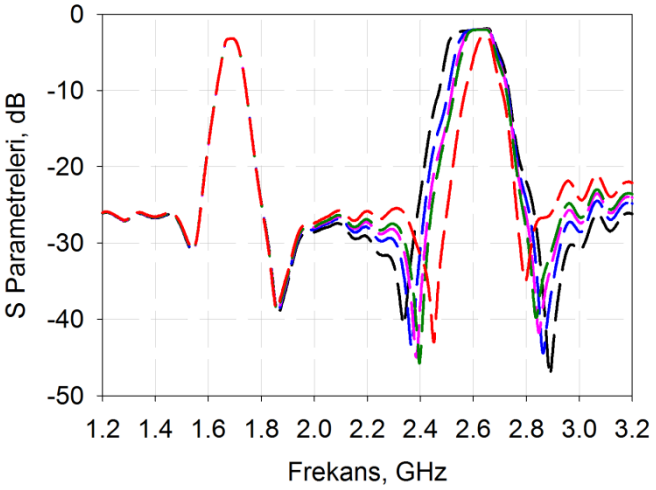


(b)

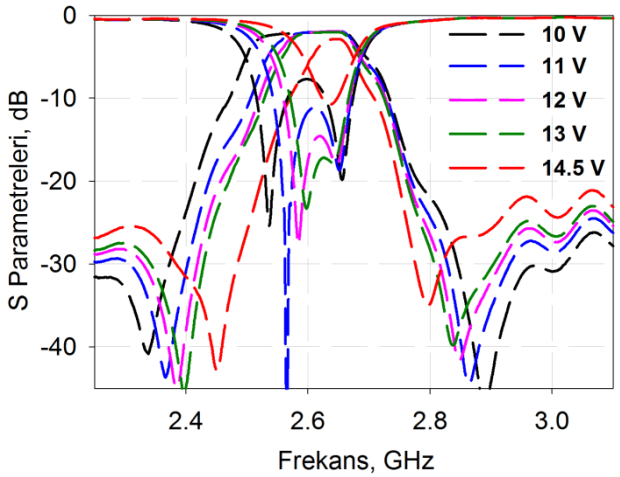
Şekil 4.19: Birinci geçme bandının lineer faz filtreleme karakteristiği için kontrolü a) Geniş band görünümü, b) Dar band görünümü (V_1 değişimi)

İkinci geçme bandının kuasi-eliptik filtreleme karakteristiği için ayarlama işlemi Şekil 4.20'de gösterilmiştir. Bias gerilimi 10 V ile 14.5 V arasında değiştirilerek band genişliği yaklaşık olarak 75 MHz ile 180 MHz arasında ayarlanabilmiştir. Band genişliği ayarlama işlemi esnasında minimum araya girme

kaybı ikinci geçme bandı için yaklaşık olarak -1.96 dB ile -2.98 dB arasında değişmektedir. Bias gerilimi 10 V iken, dejenere modlar ayrışmış durumda ve minimum araya girme kaybı -1.96 dB olarak elde edilmiştir. Bu bias gerilimindeki yansıma kaybı ise -8.32 dB olarak elde edilmiştir. Bias gerilimi 14.5 V iken ise, frekans cevabı yavaş yavaş lineer faza dönmeye başlamakta ve dejenere modlar ayrışmamış durumdadır. Bu durumdaki minimum araya girme kaybı -2.98 dB olarak elde edilirken, band içerisindeki tek kutba ait yansıma kaybı -10.8 dB olarak elde edilmiştir.



(a)

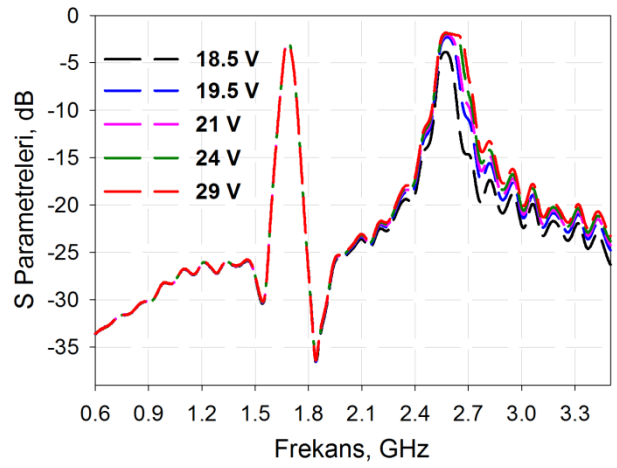


(b)

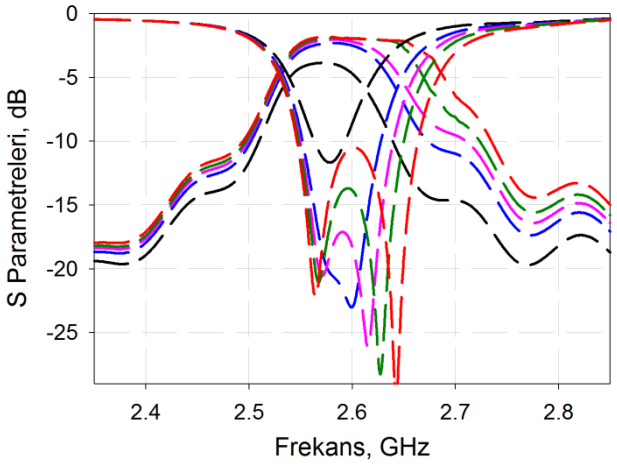
Şekil 4.20: İkinci geçme bandının kuasi-eliptik filtreleme karakteristiği için kontrolü a) Geniş band görünümü, b) Dar band görünümü (V_2 değişimi)

İkinci geçme bandının lineer faz filtreleme karakteristiğindeki ayarlama işlemi ise Şekil 4.21'de gösterilmiştir. Şekil 4.21a'dan görüldüğü gibi ikinci geçme

bandı yine birinci geçme bandından bağımsız olarak ayarlanabilmektedir. Dar band görünümü ise Şekil 4.21b'de gösterilmiştir. Bias gerilimi 18.5 V ile 29 V arasında değiştirilerek band genişliği yaklaşık olarak 78 ila 157 MHz arasında ayarlanabilmektedir. Minimum araya girme kaybı ise -1.84 dB ile -3.84 dB arasında değişmektedir. Bias gerilimi 18.5 V iken dejenere modlar ayrışmamış halde ve araya girme kaybı -3.84 dB olarak elde edilmemiştir. Bu durumda, band içerisindeki tek kutba ait yansıma kaybı -11.7 dB olarak elde edilmiştir. Bias gerilimi arttırıldıkça varaktör diyot kapasitansı azalacağı için dejenere modlar bir önceki bölümde anlatılan teoriye göre ayrışmakta, dolayısıyla band genişliği de artmaktadır. Bias gerilimi 29 V iken mümkün olan minimum kapasite değeri varaktör diyotta elde edilmektedir. Bu bias geriliminde band içerisindeki yansıma kaybı -10.6 dB, minimum araya girme kaybı ise -1.84 dB olarak elde edilmiştir.



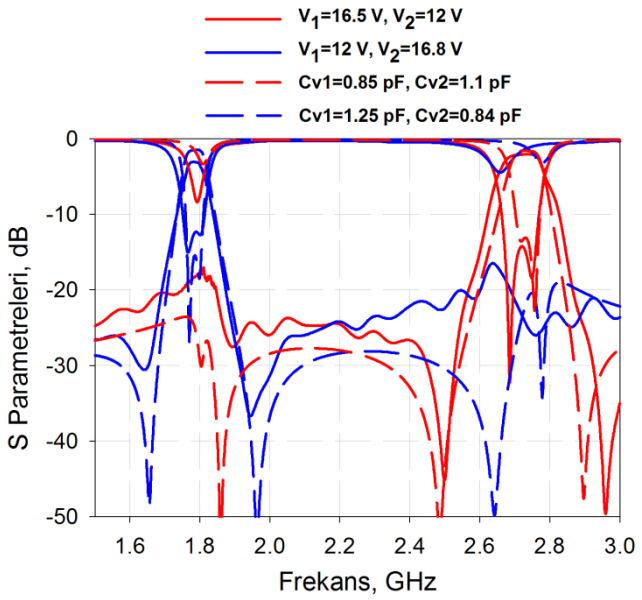
(a)



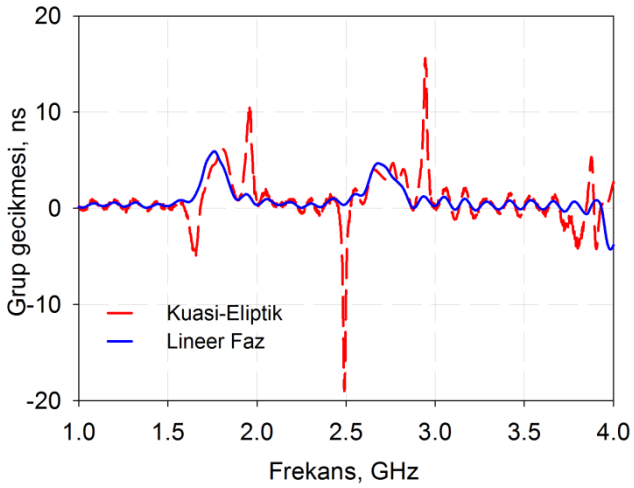
(b)

Şekil 4.21: İkinci geçme bandının lineer faz filtreleme karakteristiği için kontrolü a) Geniş band görünümü, b) Dar band görünümü

Geçme bandlarının anahtarlanma karakteristikleri Şekil 4.22'de gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi her bir geçme bandı diğerinden bağımsız olarak anahtarlanabilmektedir. Birinci bandın anahtarlanma durumunda iletim katsayısı yaklaşık olarak -18.2 dB, ikinci bandın anahtarlanma durumunda ise -18.1 dB olarak elde edilmiştir. Şekil 4.23'te ise kuasi-eliptik ve lineer faz filtreleme karakteristiklerine ait ölçülen grup gecikmeleri gösterilmiştir. Şekilden görüleceği üzere, lineer faz filtreleme karakteristiğinde daha düz bir grup gecikmesi elde edilmiştir.



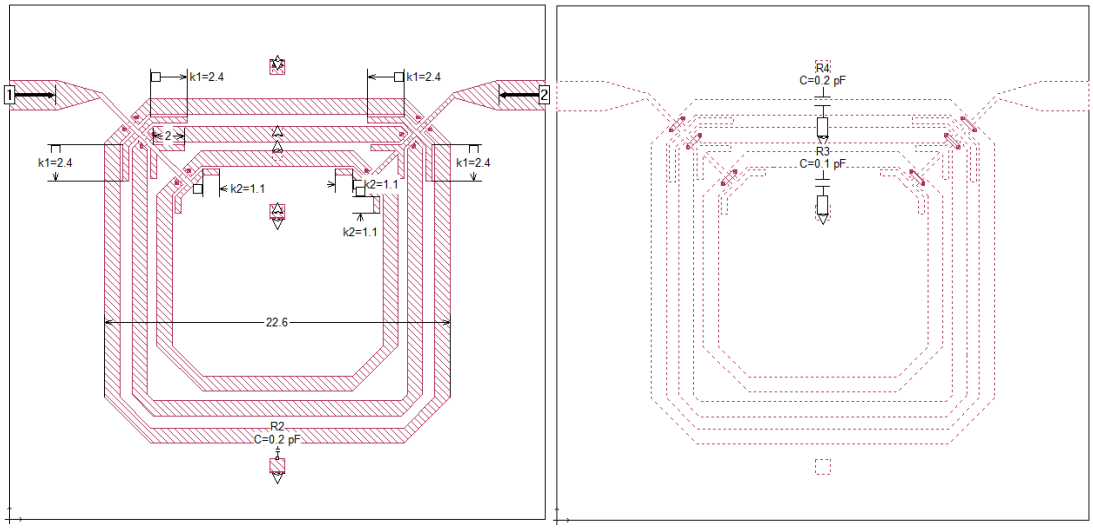
Şekil 4.22: İki bandlı ayarlanabilir filtrede geçme bandlarının anahtarlanma karakteristikleri



Şekil 4.23: İki bandlı ayarlanabilir filtrede grup gecikmeleri

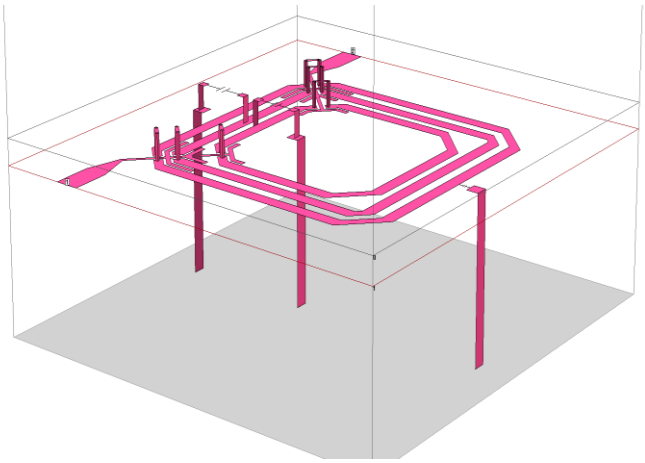
4.3 Üç Bandlı Ayarlanabilir Band Geçiren Filtre Tasarımı

Çok bandlı ayarlanabilir filtre tasarımlarına bir diğer örnek üç bandlı mikroşerit band geçiren filtre tasarımıdır. Üç bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımı çalışmaları kapsamında deneysel çalışmalar mevcut değildir. Bunun sebebi, dört bandlı filtre tasarımlarının filtre özellikleri açısından üç bandlı filtre tasarımlarını kapsamasıdır. Üç bandlı ayarlanabilir filtre tasarımlarında yine geleneksel çift modlu halka rezonatörler kullanılmıştır. Şekil 4.24a'da üç bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımı gösterilmektedir. İki bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımına benzer metotla ortaya koyulan bu tasarımda geleneksel çift modlu kare halka rezonatörler kullanılmış, referans kapasitansları kullanılmadan band genişliği kontrolü gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan filtrede her üç rezonatörün pertürbasyon bölgesine yerleştirilen kapasitanslar sayesinde band genişliği ayarlanabilmektedir. Şekilde en dışta yer alan rezonatör birinci bandı, ortada yer alan rezonatör ikinci bandı, en içte yer alan rezonatör ise son geçme bandını oluşturmaktadır. Ayrıca, ikinci ve üçüncü geçme bandlarını ayarlamak için kullanılan kapasitörler, üst düzleme yerleştirilerek simülasyon gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.24b'de üst düzlem gösterilmektedir. Şekil 4.24c'de ise tasarlanan devrenin üç boyutlu görünümü yer almaktadır.



(a) (b)

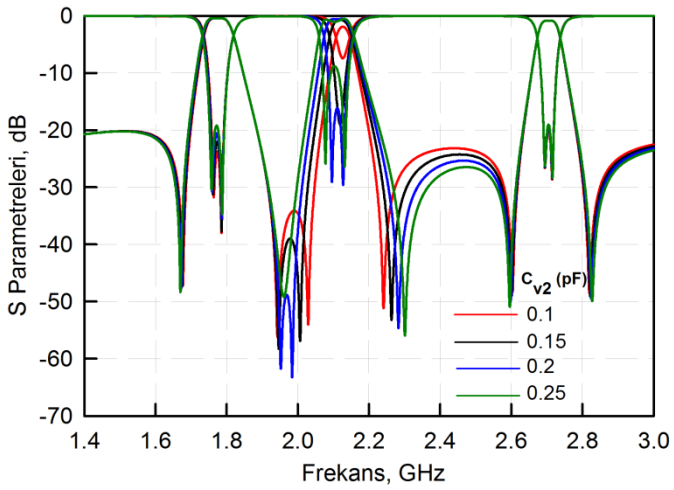
Şekil 4.24: Üç bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre yapısı a) Rezonatörlerin bulunduğu katman b) İkinci ve üçüncü kapasitörlerin bulunduğu üst katman c) Tasarlanan filtrenin 3D görünümü



(c)

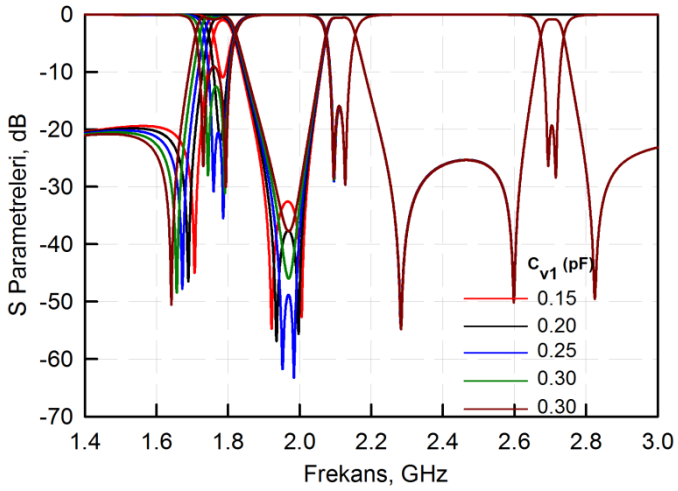
Şekil 4.24 (devam): Üç bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre yapısı a) Rezonatörlerin bulunduğu katman b) İkinci ve üçüncü kapasitörlerin bulunduğu üst katman c) Tasarlanan filtrenin 3D görünümü

Şekil 4.25'te her üç geçme bandının birbirlerinden bağımsız olarak ayarlanabilme durumu gösterilmektedir. Şekil 4.25a'da gösterilen birinci geçme bandı kontrolü için kapasite değeri 0.15 pF ile 0.35 pF arasında değiştirilerek 50-120 MHz arasında bir band genişliği ayarlaması gerçekleştirilebilmektedir. Şekil 4.25b'de gösterilen ikinci geçme bandı için kapasite değeri 0.1 pF ile 0.25 pF arasında değiştirilerek 40-100 MHz arasında bir band genişliği ayarlaması gerçekleştirilebilmektedir. Şekil 4.25c'de gösterilen üçüncü geçme bandı içinse 0.05 pF ile 0.15 pF arasında bir kapasite değişimine karşılık yaklaşık olarak 35-100 MHz arasında bir band genişliği kontrolü gerçekleştirilebilmektedir.

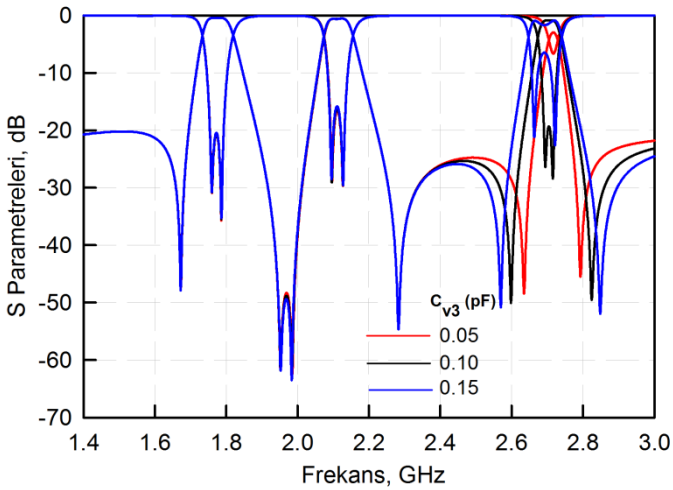


(a)

Şekil 4.25: Üç bandlı ayarlanabilir band geçiren filtrede geçme bandlarının kontrolü a) Birinci geçme bandı b) İkinci geçme bandı c) Üçüncü geçme bandı



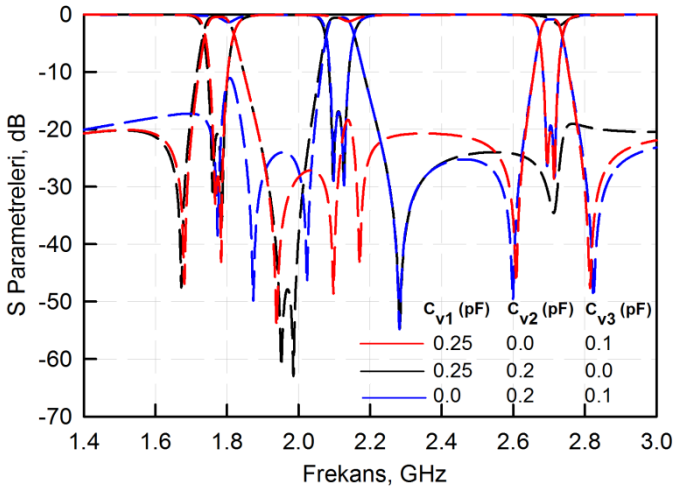
(b)



(c)

Şekil 4.25 (devam): Üç bandlı ayarlanabilir band geçiren filtrede geçme bandlarının kontrolü a) Birinci geçme bandı b) İkinci geçme bandı c) Üçüncü geçme bandı

Her bir geçme bandının diğerlerinden bağımsız olarak anahtarlanma işlemi Şekil 4.26'da gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi pertürbasyon kapasitanslarının 0 pF olduğu durumda, bir başka deyişle devre dışı bırakıldığı durumda ilgili geçme bandındaki iletim kesilmektedir. Aynı zamanda diğer geçme bandlarında herhangi bir değişiklik olmamaktadır. Anahtarlama durumlarında birinci geçme bandında -10.8 dB civarlarında, ikinci geçme bandında -19.7 dB civarlarında ve üçüncü geçme bandında ise -20 dB civarlarında bir geri dönüş kaybı elde edilmiştir.



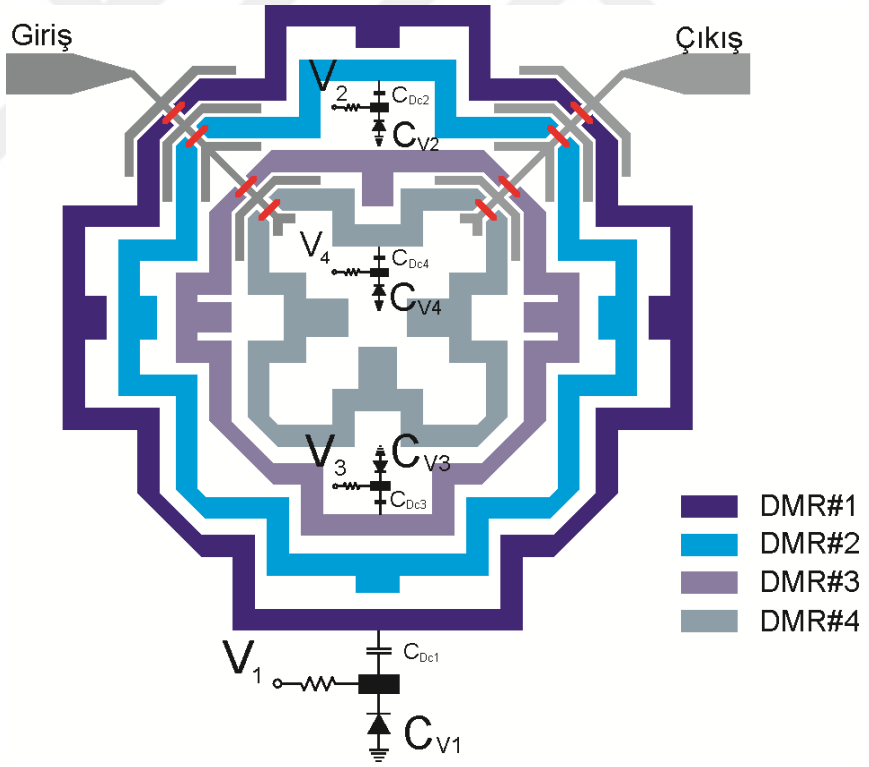
Şekil 4.26: Üç bandlı ayarlanabilir band geçiren filtrenin geçme bandlarının anahtarlanması

4.4 Dört Bandlı Ayarlanabilir Band Geçiren Filtre Tasarımı

4.4.1 Filtre Tasarımı

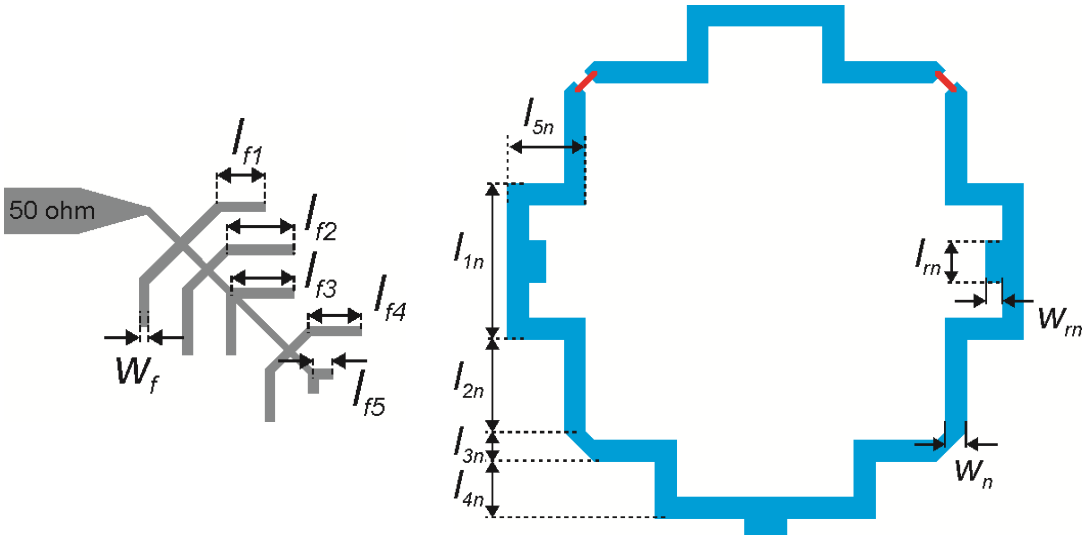
Dört bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımı iki ve üç bandlı yapılara oranla biraz daha kompleks bir geometriye ve kuplaj yapısına sahiptir. Filtre tasarımında özellikle 3. Bölüm'de ele alınan çift modlu kare halka rezonatörler kullanılmış olup, tasarım geometrisine bağlı olarak bazı değişiklikler mevcuttur. Tasarlanan dört bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre yapısı Şekil 4.27a'da gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi iç içe geçmiş dört adet çift modlu rezonatörün (Dual-Mode Resonator- DMR) her biri bir geçme bandını oluşturmaktadır. Rezonatörlere ait numaralandırmalar ilgili rezonatörün kaçıncı geçme bandını oluşturduğunu göstermektedir. Her bir çift modlu rezonatör giriş ve çıkıştan gelen açık devre sonlandırmalı yan hatlara sahip besleme hatlarıyla beslenmektedir. Besleme hattının daha açık bir görünümü Şekil 4.27b'de gösterilmiştir. Dikkat edileceği üzere, l_{f1} uzunluğuna sahip yan hat yalnızca birinci rezonatörü, l_{f2} uzunluğuna sahip yan hat hem birinci hem de ikinci rezonatörü, l_{f3} uzunluğuna sahip yan hat yalnızca ikinci rezonatörü, l_{f4} uzunluğuna sahip yan hat hem üçüncü hem de dördüncü rezonatörü, l_{f5} uzunluğuna sahip yan hat da yalnızca dördüncü rezonatörü beslemektedir. Her bir yan hattın şerit kalınlığı eşit olup, w_f ile temsil edilmektedir. Bu boyutların tamamı Tam-Dalga Elektromanyetik Simülatör kullanılarak optimizasyon ile belirlenmiştir. Optimizasyon esnasında programa tanıtılan şartlar

ise, her bir geçme bandının 3.5 dB üzerinde bir araya girme kaybına sahip olması ve aynı zamanda son geçme bandından sonraki üst tutma bandında -20 dB seviyesinin altında elde edilmesi şeklindedir. Bu besleme hatlarına ait boyutlar Şekil 4.27'de verilmiştir. Rezonatörlere ait boyutlandırmalar ise Şekil 4.27c'de gösterilmektedir. Boyutlandırmalarda verilen alt indisler ilgili boyutun ait olduğu rezonatör numarasını göstermektedir. Rezonatördeki boyutlandırmalar ise Bölüm 3'te anlatılan prosedür sayesinde ilgili merkez frekanslara göre belirlenmiş olup, merkez frekansın ayarlanabilmesi için ise birkaç farklı senaryodan yararlanılabilir. Bunlardan ilki referans kapasitansların ve varaktör diyot kapasitansının değiştirilmesidir. Referans kapasitansların değişimi için (4.6) eşitliğine göre yama elemanların toplam alanının değiştirilmesi gereklidir. İkinci senaryo rezonatörlerin köşelerinin 90^0'lik geçişle gerçekleştirilmiş olması olup bu senaryodaki merkez frekans değişimi diğer senaryoya nazaran daha küçüktür. Bir diğer senaryo ise, l_{5n} ile gösterilen uzunluğun değiştirilmesi üzerinedir.



(a)

Şekil 4.27: a) Dört bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımı, b) Rezonatörleri beslemek için kullanılan besleme hattı, c) Tek bir rezonatör konfigürasyonu (l_{f1}= 2.0 mm, l_{f2}= 2.8 mm, l_{f3}= 2.2 mm, l_{f4}= 2.2 mm, l_{f5}= 0.6 mm, w_f= 0.3 mm)



(b) (c)

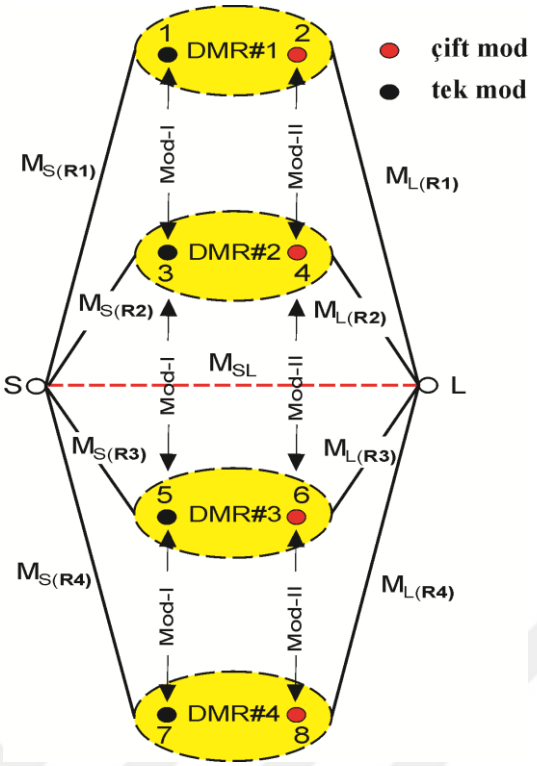
Şekil 4.27 (devam): a) Dört bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımı, b) Rezonatörleri beslemek için kullanılan besleme hattı, c) Tek bir rezonatör konfigürasyonu (l_{f1}= 2.0 mm, l_{f2}= 2.8 mm, l_{f3}= 2.2 mm, l_{f4}= 2.2 mm, l_{f5}= 0.6 mm, w_f= 0.3 mm)

Tablo 4.2'de, Şekil 4.27'de verilen filtre tasarımına ait tüm boyutlar gösterilmiştir.

Tablo 4.2: Dört bandlı ayarlanabilir band geçiren filtrede rezonatörlere ait boyutlar (Tüm boyutlar mm cinsinden verilmiştir.)

Rezonatör No	l_1	l_2	l_3	l_4	l_5	w	l_r	w_r
1	10.6	3.0	3.0	3.5	4.5	1.0	2.8	1
2	7.4	4.4	1.4	2.7	3.7	1.0	2.8	0.8
3	4.2	2.9	3.0	2.4	2.6	1.0	0.4	1.8
4	4.2	2.6	1.4	0	2.7	1.0	1.8	2

Bu tablodaki bilgilere ilave olarak her bir rezonatörde kullanılan DC blok kapasitansları dış rezonatörden iç rezonatöre doğru sırasıyla 0.9 pF, 0.8 pF, 0.7 pF ve 0.8 pF şeklindedir. Bu kapasite değerleri sadece DC akımının engellenmesinde değil, aynı zamanda kullanılabilecek varaktör diyot kapasitansının değerlerine göre belirlenmiştir. Özellikle deneysel çalışmalar kısmında, kullanılacak varaktör diyot kapasitans aralığı yaklaşık olarak 0.5 pF ile 6 pF arasında olduğu için DC blok kapasitansıyla varaktör diyot kapasitansının seri toplamı pertürbasyon kapasitansı olarak davranacaktır. Önerilen filtreye ait kuplaj şeması Şekil 4.28'de gösterilmiştir.

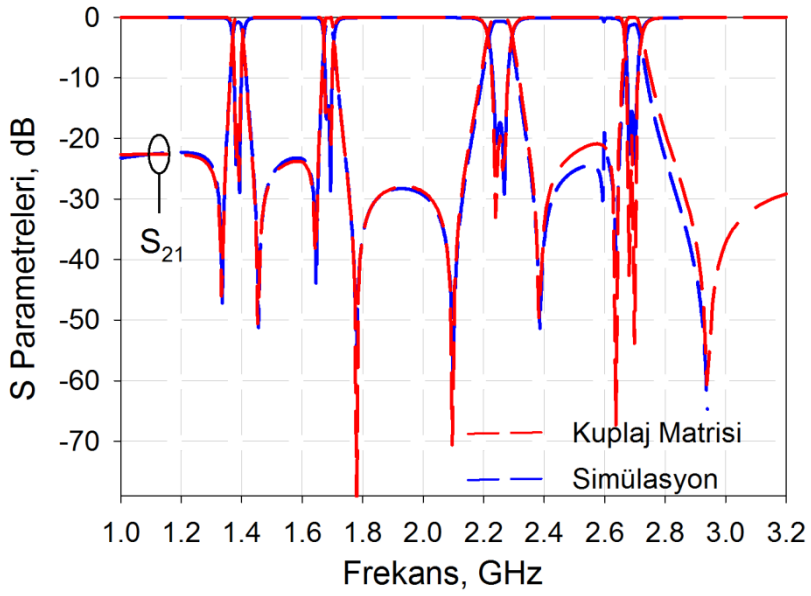


Şekil 4.28: Dört bandlı band geçiren filtreye ait kuplaj şeması

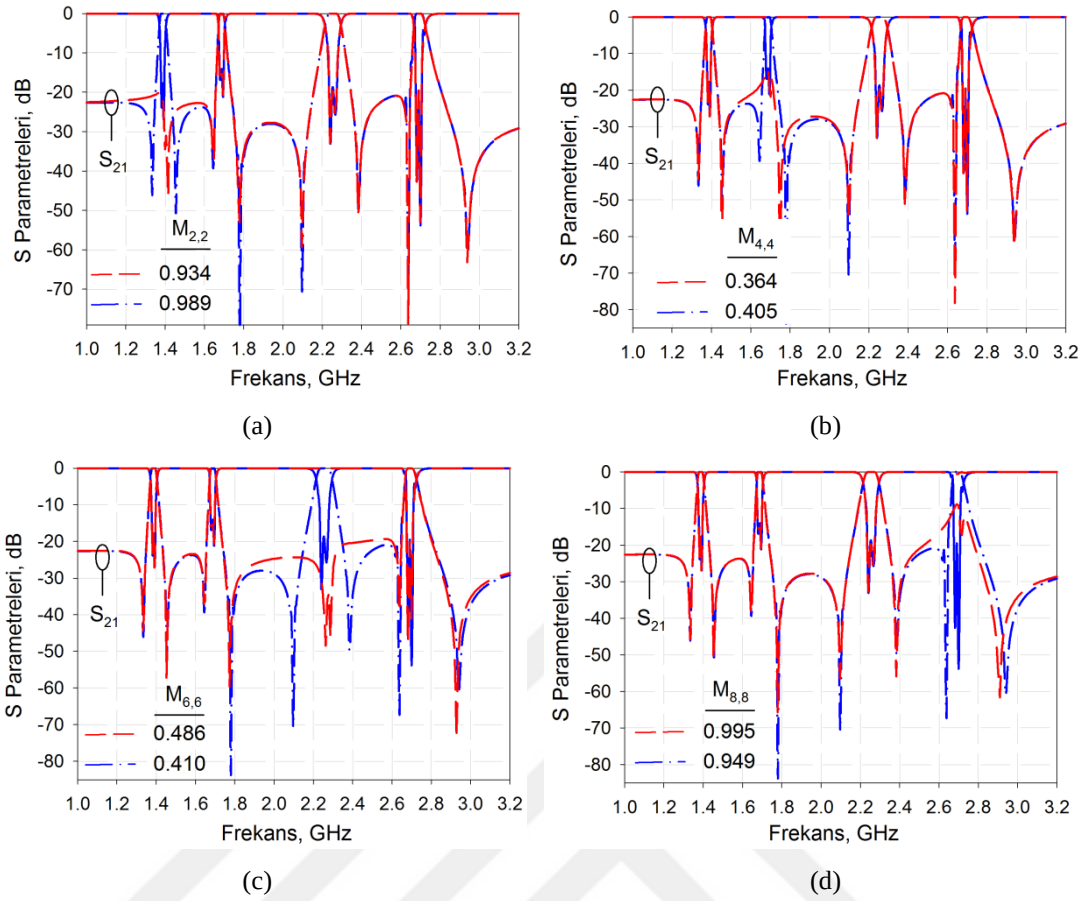
Kuplaj şemasının yapısı genel olarak 4.2.1'de ele alınan çift bandlı ayarlanabilir filtre tasarımı ile oldukça benzerdir. Yine her bir rezonatör çift ve tek olmak üzere iki moda sahiptir. Toplamda sekiz mod mevcut olup bu modlar kaynak ve yüke ayrı ayrı kuplajlı durumdadır. Dolayısıyla dört bandlı ayarlanabilir filtreye ait kuplaj matrisi 10x10 boyutunda olacaktır. Matrisin köşegen eleman değerleri çift ve tek mod frekanslarını temsil etmekte olup aslında öz-kuplaj değerleridir. Dolayısıyla bu eleman değerlerinden çift mod frekansına ait olanın değiştirilmesiyle devrenin filtreleme karakteristiğinin ayarlanabilmesi mümkündür. Şekil 4.28'deki kuplaj şemasında gösterilen $M_{S(R1)}$ değeri aslında M_{S1} ve M_{S2} değerlerinden oluşmakta olup, bu durum kaynak-yük ile rezonatörler arasındaki tüm kuplaj tanımlamaları için geçerlidir. Her bir rezonatördeki birinci mod tek mod, ikinci mod ise çift moddur. Buna göre kuplaj matrisindeki M_{22}, M_{44}, M_{66} ve M_{88} değerleri frekans cevabına etkiyen çift mod frekanslarıdır. Dolayısıyla, tasarlanan filtrenin varaktör diyotlarının herhangi bir kapasite değerinde hesaplanacak bir kuplaj matrisi aslında, o filtrenin farklı varaktör diyot kapasitanslarında da küçük değişikliklerle elde edilebilir. C_{v1}= 1.3 pF, C_{v2}= 1.0 pF, C_{v3}= 1.4 pF ve C_{v4}= 1.0 pF kapasitans değerlerinde simülasyon sonuçlarından elde edilen kuplaj matrisi (4.8) eşitliğinde

verilmiştir. Bu kuplaj matrisinin (2.19) eşitliğinde kullanılmasıyla elde edilen frekans cevabı ve yukarıda verilen kapasitans değerlerinden elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 4.29'da gösterilmiştir. Eşitlik (4.8)'de verilen kuplaj matrisinde M_{22}, M_{44}, M_{66} ve M_{88} değerlerinin sırasıyla M_{11}, M_{33}, M_{55} ve M_{77} değerlerine eşit olduğu durumda ilgili geçme bandı anahtarlanabilmektedir. Bu durum Şekil 4.30'da gösterilmiştir.

$$M = \begin{bmatrix} & \boldsymbol{S} & \mathbf{1} & \mathbf{2} & \mathbf{3} & \mathbf{4} & \mathbf{5} & \mathbf{6} & \mathbf{7} & \mathbf{8} & \mathbf{L} \\ \mathbf{S} & 0 & 0.110 & -0.104 & 0.097 & -0.081 & 0.126 & -0.130 & 0.116 & -0.085 & 0.033 \\ \mathbf{1} & 0.110 & 0.935 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.110 \\ \mathbf{2} & -0.104 & 0 & \mathbf{M_{22}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.104 \\ \mathbf{3} & 0.097 & 0 & 0 & 0.364 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.097 \\ \mathbf{4} & -0.081 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{M_{44}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.081 \\ \mathbf{5} & 0.126 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.486 & 0 & 0 & 0 & 0.126 \\ \mathbf{6} & -0.130 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{M_{66}} & 0 & 0 & 0.130 \\ \mathbf{7} & 0.116 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.995 & 0 & 0.116 \\ \mathbf{8} & -0.085 & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{M_{88}} & 0.085 \\ \boldsymbol{L} & 0.033 & 0.110 & 0.104 & 0.097 & 0.081 & 0.126 & 0.130 & 0.116 & 0.085 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$



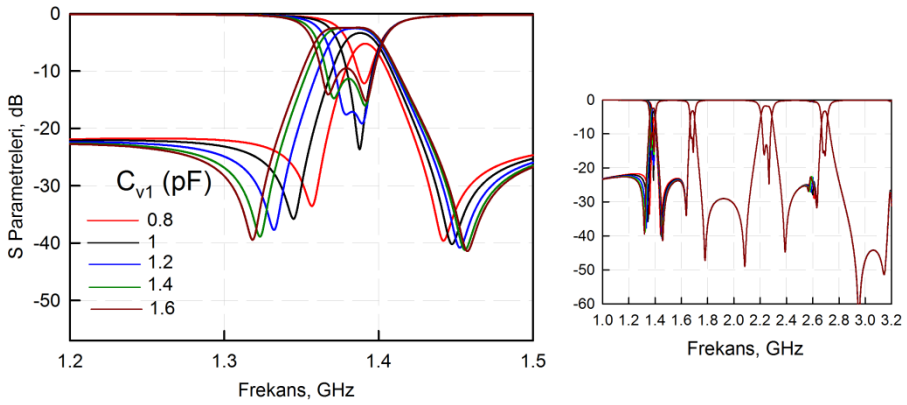
Şekil 4.29: Dört bandlı band geçiren filtre için kuplaj matrisi ve simülasyonlardan elde edilen sonuçların karşılaştırılması



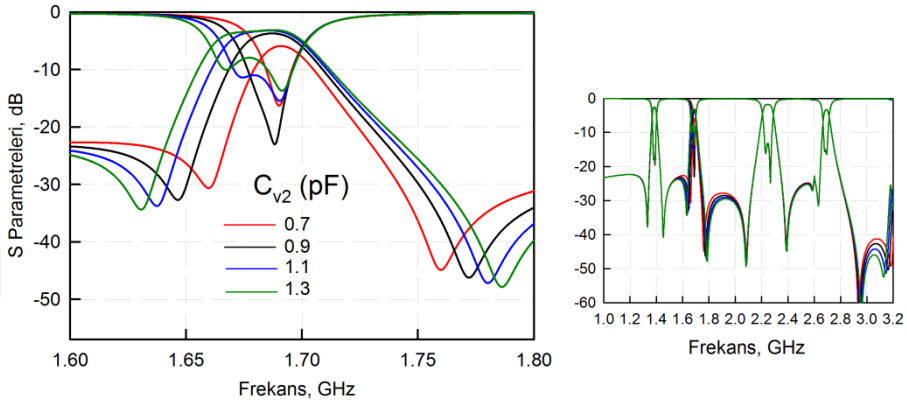
Şekil 4.30: Dört bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre için geçme bandlarının kuplaj matrisi üzerinden anahtarlanması a) Band 1, b) Band 2, c) Band 3, d) Band 4.

4.4.2 Geçme Bandlarının Ayarlanması

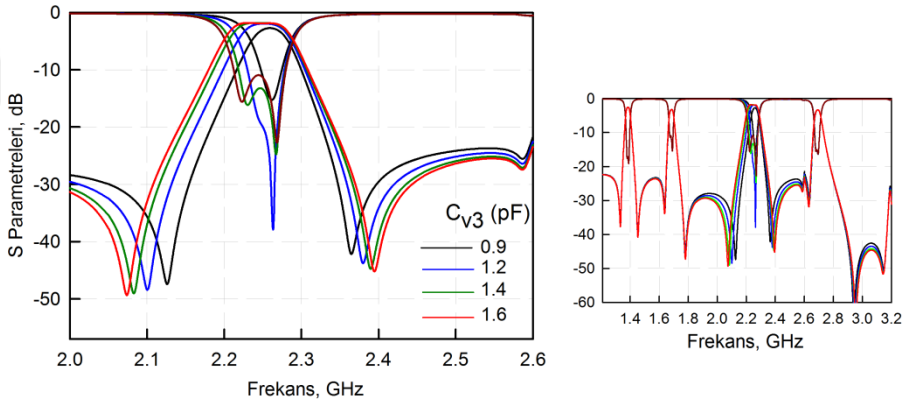
Şekil 4.31'de her bir geçme bandının birbirilerinden bağımsız biçimde varaktör diyot kapasitanslarındaki değişime göre ayarlama işlemi gösterilmiştir. Varaktör diyotlar simülasyonlarda ideal kapasitörlerle temsil edilmiştir. Diğer yandan, bu bölümdeki tüm simülasyonlar kayıplı iletim hatlarıyla gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan filtredeki band genişliği ayarlama aralığı iki bandlı filtredeki kadar olmasa da her bir bandın anahtarlanabilir özellikte olması ve dar bir aralıktaki band genişliği ayarlaması dikkat çekmektedir. Ayrıca, iki bandlı ayarlanabilir filtre tasarımında olduğu gibi yine her bir geçme bandında lineer faz filtreleme karakteristiği elde edilebilmesine rağmen, deneysel çalışmalarda kullanılan varaktör diyot kapasitansının bu işlemi karşılayamaması nedeniyle bu incelemelere bu bölümde yer verilmemiştir.



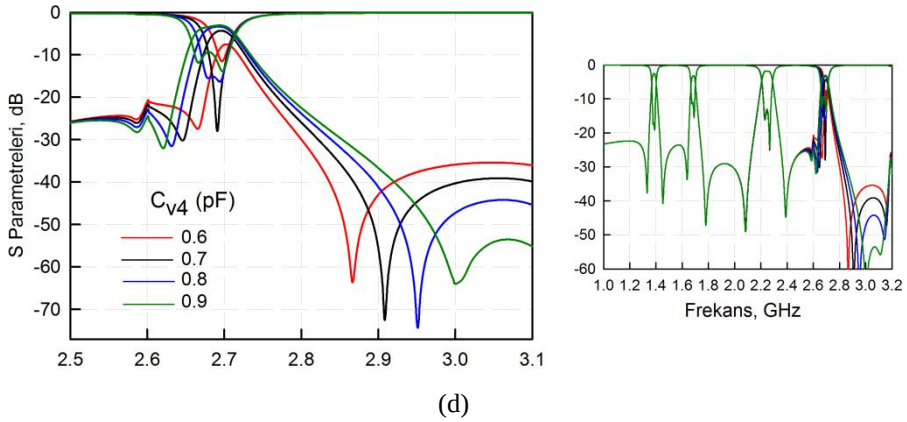
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 4.31: Dört bandlı ayarlanabilir band geçiren filtrenin her bir geçme bandının ayarlama işlemi a) Band 1, b) Band 2, c) Band 3, d) Band 4

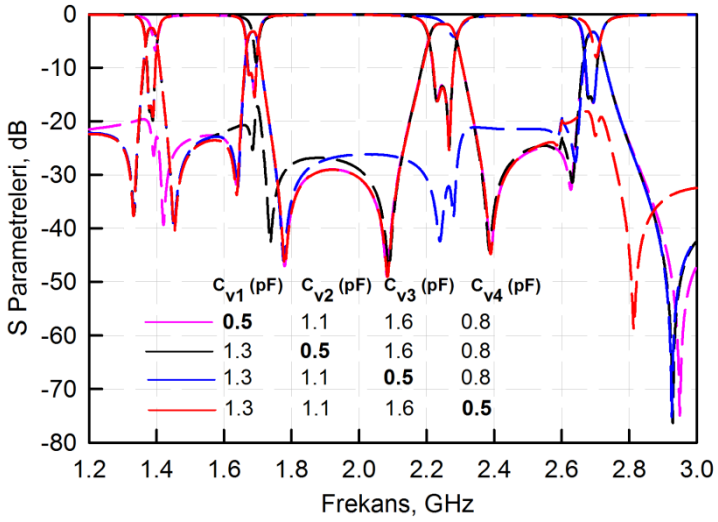
Şekil 4.31a'da birinci geçme bandının ayarlama işlemi gösterilmekte olup, solda dar band görünümüne, sağda ise geniş band görünümüne yer verilmektedir. Birinci geçme bandının merkez frekansı 1.38 GHz civarındadır. C_{v1} kapasitansının 0.8 pF ila 1.6 pF arasındaki değişimi ile band genişliği 20 ile 45 MHz arasında ayarlanabilmektedir. Band içerisindeki araya girme kaybı -2.45 dB (C_{v1}=1.6 pF) ile -5.1 dB (C_{v1}=0.8 pF) arasında değişmektedir. Bu kayıplara karşılık gelen yansıma kayıpları ise sırasıyla yaklaşık olarak -9.6 dB ve -12.2 dB'dir.

Şekil 4.31b'de ikinci geçme bandının ayarlama işlemi gösterilmekte olup, solda dar band görünümüne, sağda ise geniş band görünümüne yer verilmektedir. İkinci geçme bandının merkez frekansı 1.7 GHz civarındadır. C_{v1} kapasitansının 0.7 ila 1.3 pF arasındaki değişimi ile band genişliği 21 ile 44 MHz arasında ayarlanabilmektedir. Band içerisindeki araya girme kaybı -3.14 dB (C_{v1}=1.3 pF) ile -5.91 dB (C_{v1}=0.7 pF) arasında değişmektedir. Bu kayıplara karşılık gelen yansıma kayıpları ise sırasıyla yaklaşık olarak -9.6 dB ve -12.2 dB'dir. Diğer kapasitans değerlerine karşılık gelen yansıma kayıplarının tamamı -12 dB'den daha iyi seviyededir.

Şekil 4.31c'de üçüncü geçme bandının ayarlama işlemi gösterilmekte olup, solda dar band görünümüne, sağda ise geniş band görünümüne yer verilmektedir. Üçüncü geçme bandının merkez frekansı 2.25 GHz civarındadır. C_{v1} kapasitansının 0.9 ila 1.6 pF arasındaki değişimi ile band genişliği 45 ile 98 MHz arasında ayarlanabilmektedir. Band içerisindeki araya girme kaybı -2.21 dB (C_{v1}=1.6 pF) ile -2.73 dB (C_{v1}=0.9 pF) arasında değişmektedir. Bu kayıplara karşılık gelen yansıma kayıpları ise sırasıyla yaklaşık olarak -15.3 dB ve -10.8 dB'dir. Diğer kapasitans değerlerine karşılık gelen yansıma kayıplarının tamamı -12 dB'den daha iyi seviyededir.

Şekil 4.31d'de ise dördüncü geçme bandının ayarlama işlemi gösterilmekte olup, solda dar band görünümüne, sağda ise geniş band görünümüne yer verilmektedir. Dördüncü geçme bandının merkez frekansı 2.69 GHz civarındadır. C_{v1} kapasitansının 0.6 ila 0.9 pF arasındaki değişimi ile band genişliği 32 ile 65 MHz arasında ayarlanabilmektedir. Band içerisindeki araya girme kaybı -3.13 dB (C_{v1}=0.9

pF) ile -3.95 dB (C_{v1}=0.6 pF) arasında değişmektedir. Bu kayıplara karşılık gelen yansıma kayıpları ise sırasıyla yaklaşık olarak -9.34 dB ve -13.8 dB'dir.

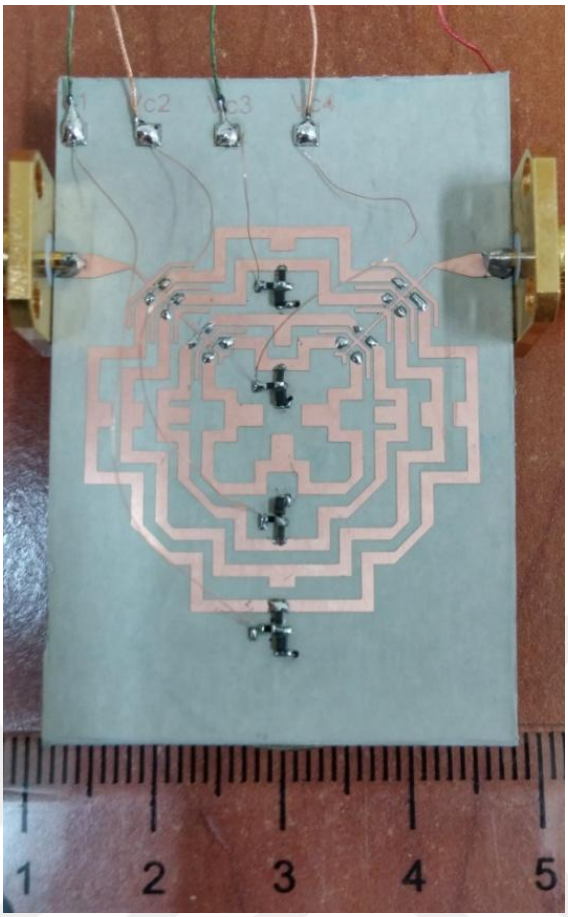


Şekil 4.32: Dört bandlı ayarlanabilir band geçiren filtrenin anahtarlanma karakteristikleri

Şekil 4.32'de ise geçme bandlarının birbirinden bağımsız biçimde anahtarlama karakteristikleri gösterilmektedir. Şekilden görüldüğü gibi her bir varaktör diyot kapasitansı 0.5 pF'a ayarlandığında ilgili geçme bandı anahtarlanabilmektedir. Bu kapasitans değerine karşılık, birinci geçme bandında -19.9 dB, ikinci geçme bandında -17.8 dB, üçüncü geçme bandında -32.77 dB ve dördüncü geçme bandında ise -18.3 dB'lik bir anahtarlama seviyesi elde edilmiştir.

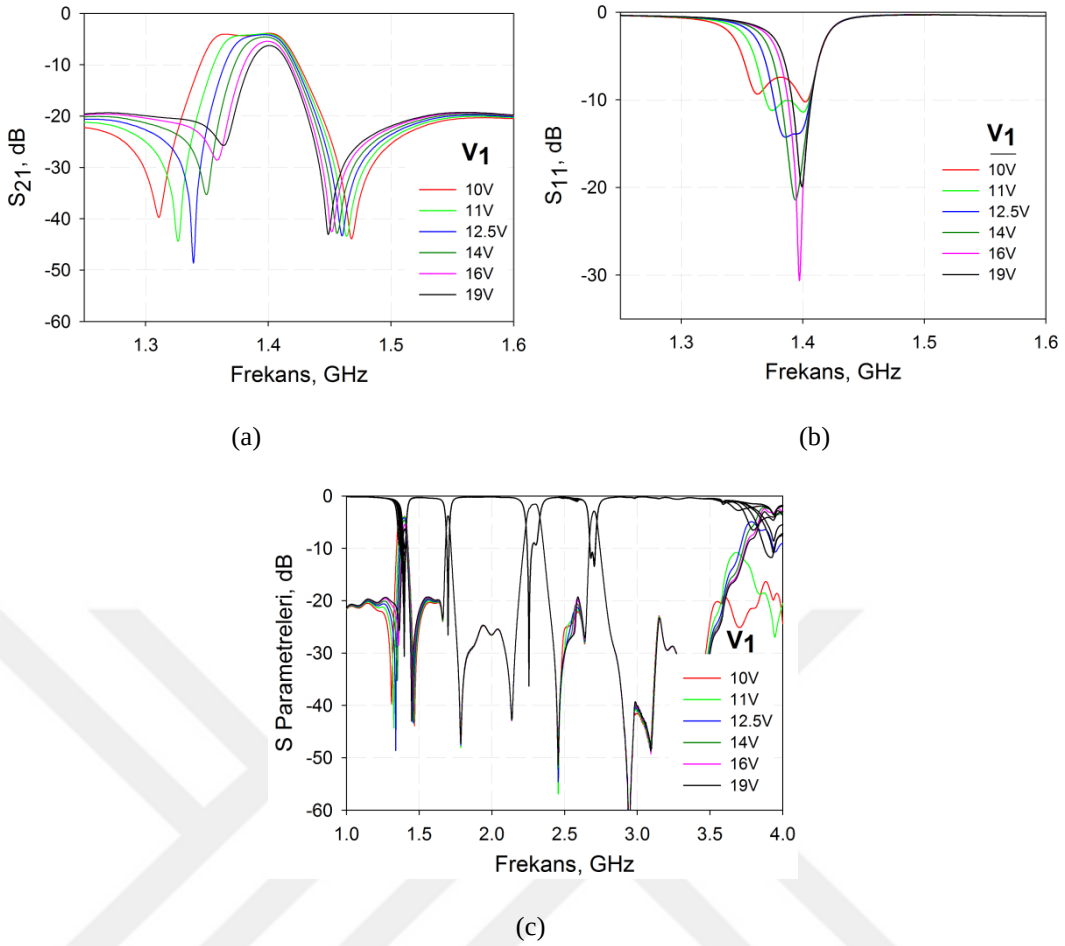
4.4.3 Deneysel Çalışmalar

İmal edilen ayarlanabilir dört bandlı band geçiren filtrenin fotoğrafı Şekil 4.33'te gösterilmiştir. İmalat için 6.15 bağıl dielektrik sabitine ve 1.27 mm taban kalınlığına sahip RT/Duroid taban malzemesi kullanılmıştır. Bias direnci olarak her iki rezonatörde de 10 kΩ kullanılmıştır. DC blok kapasitansları ise en dış rezonatörden içteki rezonatöre doğru sırasıyla 0.9 pF, 0.8 pF, 0.7 pF ve 0.8 pF şeklindedir. DC blok kapasitanslar için deneysel çalışmalarda AVX ince film kapasitörler, varaktör diyotlar için ise Infineon BB837 kullanılmıştır. İmal edilen filtrenin ölçümleri Agilent E5071C ENA Network Analizör'de gerçekleştirilmiştir.



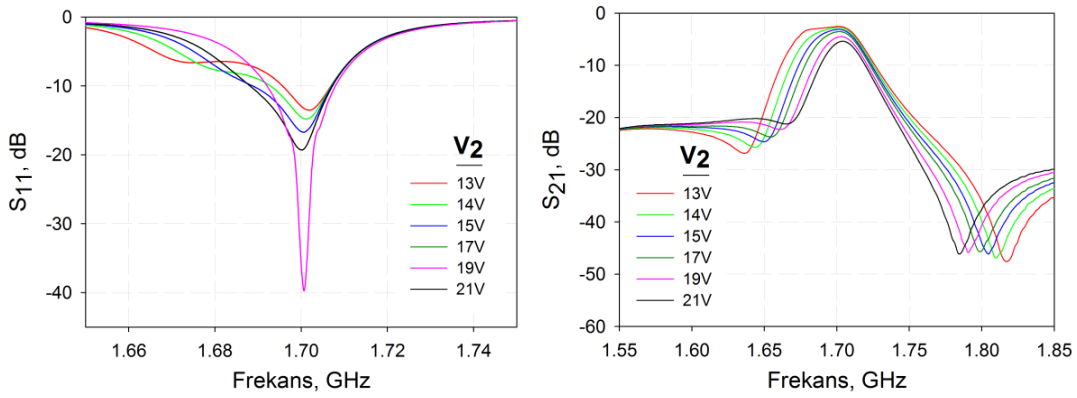
Şekil 4.33: İmal edilen ayarlanabilir dört bandlı band geçiren filtrenin fotoğrafı

Birinci geçme bandındaki band genişliğinin varaktör diyotlara verilen bias gerilimine bağlı olarak kontrolü Şekil 4.34'te gösterilmektedir. Bias geriliminin 10 ila 19 V arasındaki değişimi sayesinde yaklaşık olarak 40 MHz'lik bir band genişliği ayarlaması elde edilebilmektedir. İlgili aralıktaki minimum araya girme kaybı -3.8 dB ile -5.4 dB arasında değişmektedir. Şekil 4.34c'den görülebileceği gibi ayarlama işlemi esnasında diğer bandlarda hiçbir değişim olmamaktadır. Birinci geçme bandının merkez frekansı yaklaşık olarak 1.37 ila 1.40 GHz arasında değişmektedir. Ölçüm esnasında diğer geçme bandlarındaki bias gerilimleri 18 V'tur. Ayrıca, yansıma kayıpları bias gerilimi 10 V iken -8.6 dB, 19 V iken ise -19.6 dB olarak elde edilmiştir. Dejenere modların ayrışımı ise bias geriliminin 15 V'tan küçük olduğu durumlarda elde edilmiştir.

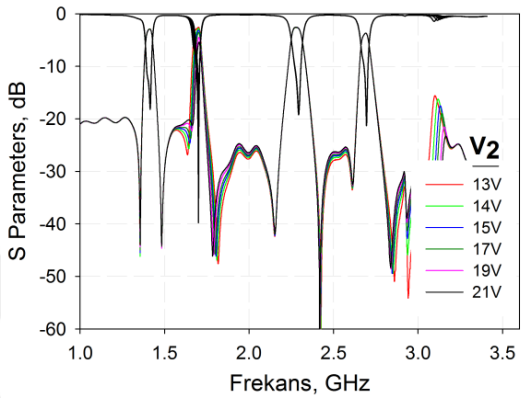


Şekil 4.34: Birinci geçme bandının bias gerilimlerine bağlı olarak kontrolü a) S_{21}, b) S_{11}, c) Geniş band görünümü

Şekil 4.35'te ikinci geçme bandının varaktör diyot kapasitansına bağlı olarak değişimi mevcut olup, bias geriliminin 13-21 V arasındaki değişimi sayesinde yine 40 MHz'lik bir band genişliği ayarlaması elde edilebilmektedir. İlgili aralıktaki minimum araya girme kaybı -3.2 dB ile -5.8 dB arasında değişmektedir. Şekil 4.35c'den görülebileceği gibi ayarlama işlemi esnasında diğer bandlarda hiçbir değişim olmamaktadır. Birinci geçme bandının merkez frekansı yaklaşık olarak 1.67 ila 1.7 GHz arasında değişmektedir. Ölçüm esnasında diğer geçme bandlarındaki bias gerilimleri 18 V'tur. Yansıma kayıpları bias gerilimi 13 V iken -7.3 dB, 21 V iken ise -19.3 dB'dir. Dejenere modların ayrışımı, bias geriliminin 17 V'tan küçük olduğu durumlarda elde edilmiştir.



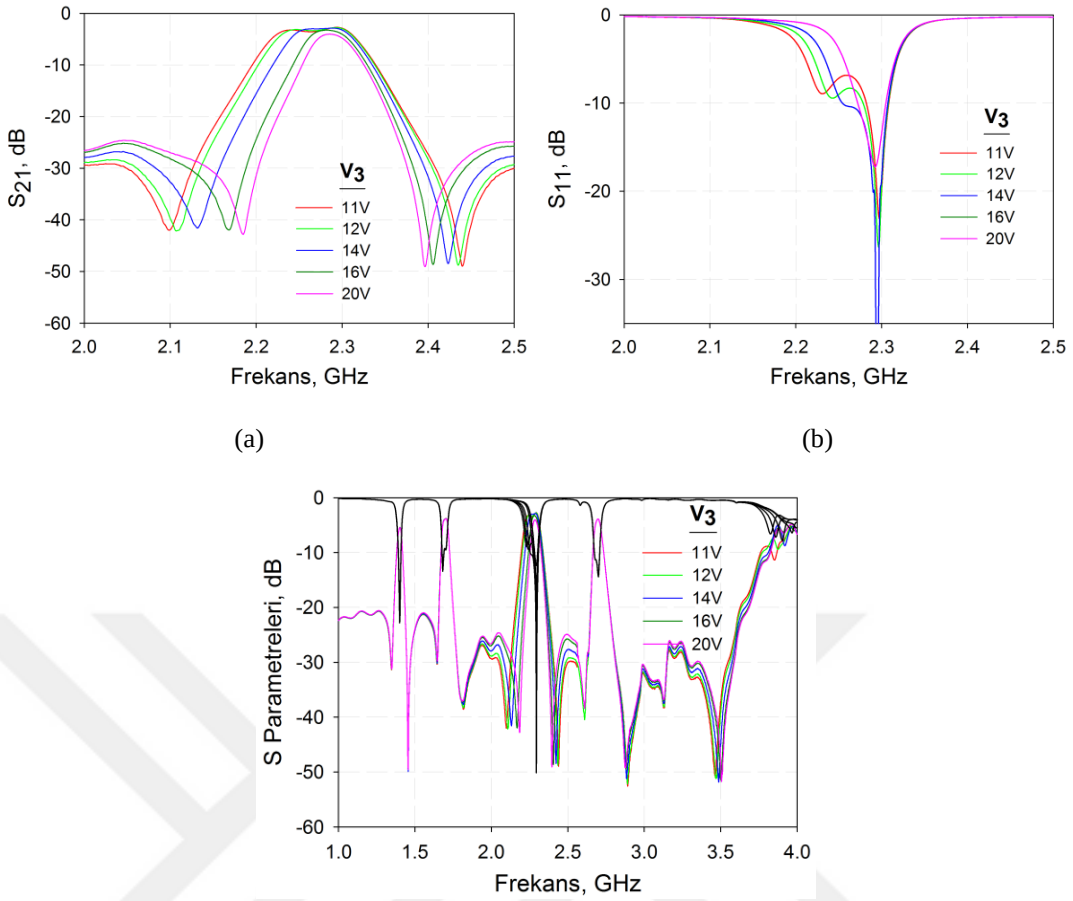
(a) (b)



(c)

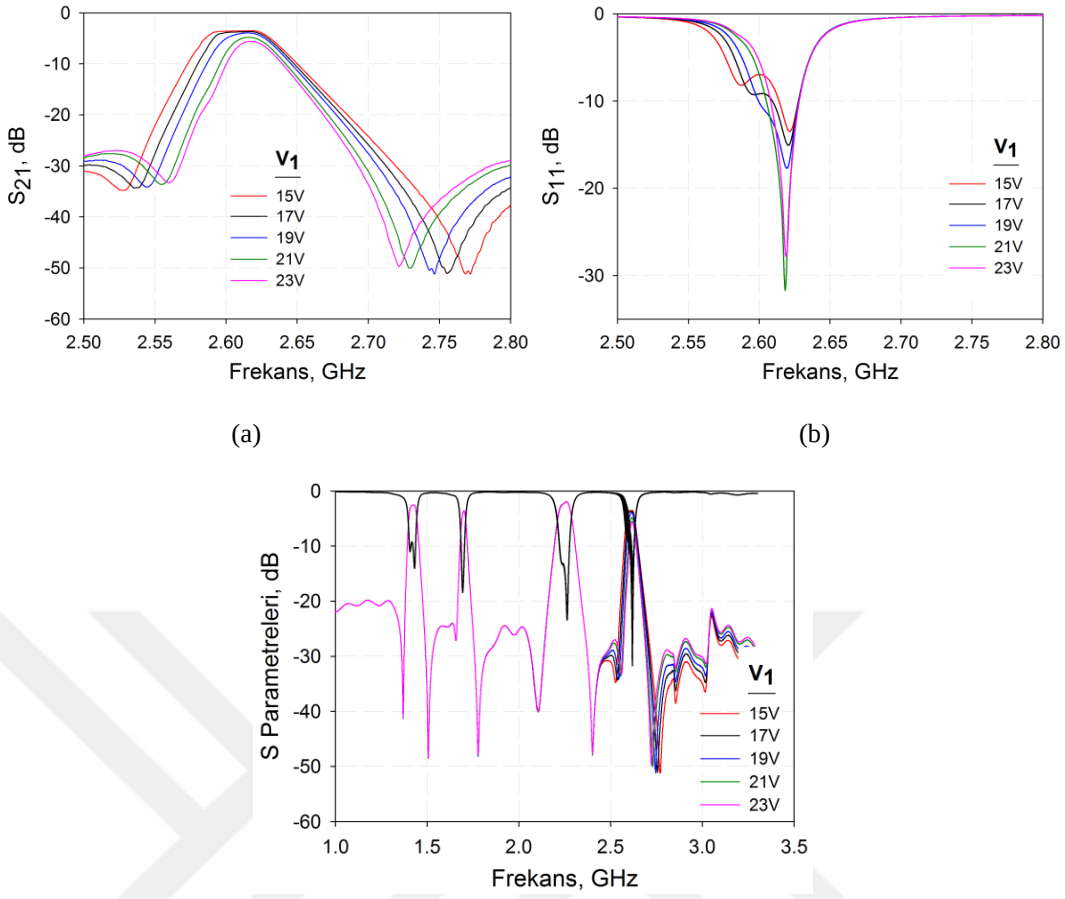
Şekil 4.35: İkinci geçme bandının bias gerilimlerine bağlı olarak kontrolü a) S_{21}, b) S_{11}, c) Geniş band görünümü

Şekil 4.36'da üçüncü geçme bandının varaktör diyot kapasitansına bağlı olarak değişimi mevcut olup, bias geriliminin 11-20 V arasındaki değişimi sayesinde 80 MHz'lik bir band genişliği ayarlaması elde edilebilmektedir. İlgili aralıktaki minimum araya girme kaybı -2.3 dB ile -3.8 dB arasında değişmektedir. Şekil 4.36c'de verilen geniş band görünümünden anlaşılacağı üzere, ayarlama işlemi esnasında diğer geçme bandlarında hiçbir değişim olmamaktadır. Birinci geçme bandının merkez frekansı 2.25 ila 2.28 GHz arasında değişmektedir. Ölçüm esnasında diğer geçme bandlarındaki bias gerilimleri 20V'tur. Yansıma kayıpları bias gerilimi 11 V iken -8.8 dB, 19 V iken ise -17.8 dB olarak ölçülmüştür. Dejenere modların ayrışımı ise bias geriliminin 14 V'tan küçük olduğu durumlarda elde edilmiştir.



Şekil 4.36: Üçüncü geçme bandının bias gerilimlerine bağlı olarak kontrolü a) S_{21}, b) S_{11}, c) Geniş band görünümü

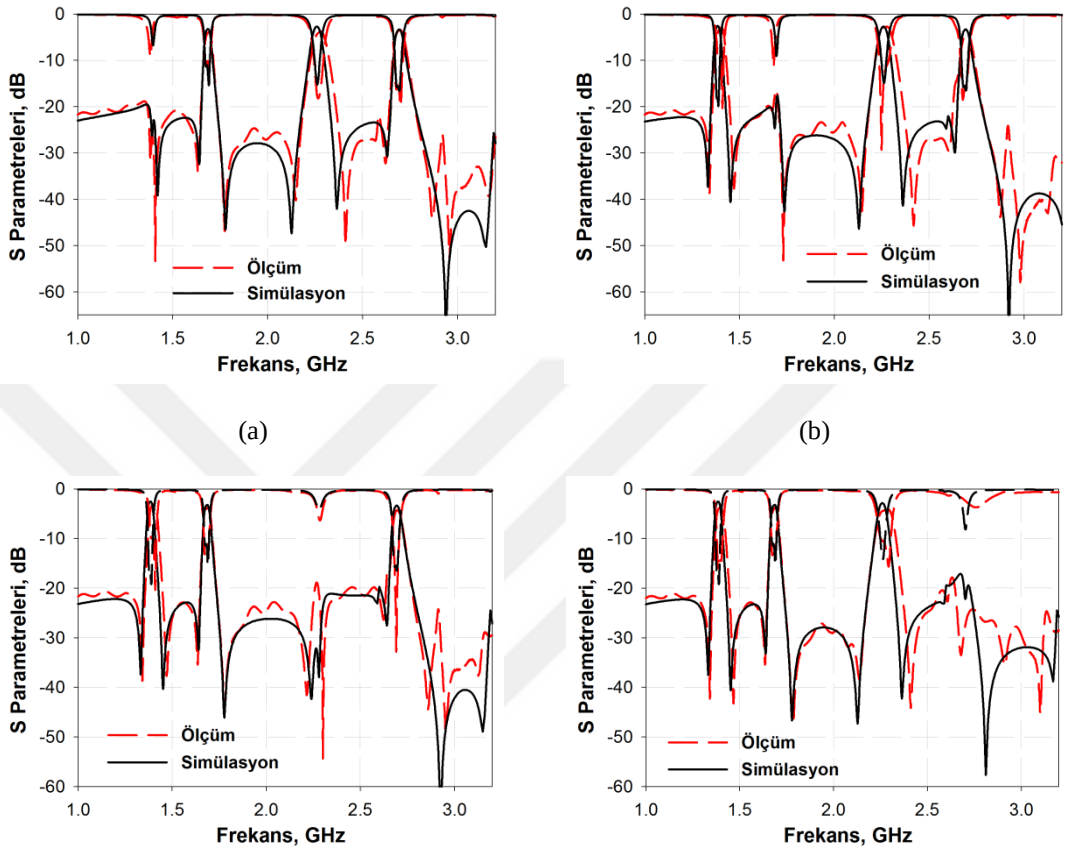
Şekil 4.37'de ise dördüncü geçme bandının varaktör diyot kapasitansına bağlı olarak değişimi mevcut olup, bias geriliminin 11-20 V arasındaki değişimi sayesinde 70 MHz'lik bir band genişliği ayarlaması elde edilebilmektedir. İlgili aralıktaki minimum araya girme kaybı -3.3 dB ile -5.7 dB arasında değişmektedir. Şekil 4.37c'den görülebileceği gibi ayarlama işlemi esnasında diğer bandlarda hiçbir değişim olmamaktadır. Birinci geçme bandının merkez frekansı 2.66 ila 2.69 GHz arasında değişmektedir. Ölçüm esnasında diğer geçme bandlarındaki bias gerilimleri 18 V'tur. Yansıma kayıpları bias gerilimi 11 V iken -8.6 dB, 20 V iken ise -21.7 dB olarak elde edilmiştir. Dejenere modların ayrışımı ise bias geriliminin 14 V'tan küçük olduğu durumlarda elde edilmiştir.



Şekil 4.37: Dördüncü geçme bandının bias gerilimlerine bağlı olarak kontrolü a) S_{21}, b) S_{11}, c) Geniş band görünümü

İmal edilen filtrenin geçme bandlarının anahtarlanma karakteristiğine dair ölçüm sonuçları Şekil 4.38'de verilmiştir. Şekil 4.38a'da birinci geçme bandının iptal edildiği frekans cevabı gösterilmiş olup band reddetme seviyesi yaklaşık olarak -19.9 dB'dir. Simülasyonlarda varaktör diyot kapasitansları sırasıyla 0.5, 1.1, 1.0 ve 0.8 pF olarak alınırken, deneysel çalışma esnasında uygulanan bias gerilimleri sırasıyla 27, 16, 19 ve 18 V'tur. Şekil 4.38b'de ikinci geçme bandının iptal edildiği frekans cevabı gösterilmiş olup band reddetme seviyesi yaklaşık olarak -18.9 dB'dir. Simülasyonlarda varaktör diyot kapasitansları sırasıyla 1.3, 0.5, 1.0 ve 0.8 pF olarak alınırken, deneysel çalışma esnasında uygulanan bias gerilimleri sırasıyla 14, 28, 19 ve 18 V'tur. Şekil 4.38c'de üçüncü geçme bandının iptal edildiği frekans cevabı gösterilmiş olup band reddetme seviyesi yaklaşık olarak -19.6 dB'dir. Simülasyonlarda varaktör diyot kapasitansları sırasıyla 1.3, 1.1, 0.5 ve 0.8 pF olarak alınırken, deneysel çalışma esnasında uygulanan bias gerilimleri sırasıyla 14, 16, 29 ve 18 V'tur. Şekil 4.38d'de ise dördüncü geçme bandının iptal edildiği frekans

cevabı gösterilmiş olup band reddetme seviyesi yaklaşık olarak -19.0 dB'dir. Simülasyonlarda varaktör diyot kapasitansları sırasıyla 1.3, 1.1, 1.0 ve 0.5 pF olarak alınırken, deneysel çalışma esnasında uygulanan bias gerilimleri sırasıyla 14, 16, 19 ve 28 V'tur.



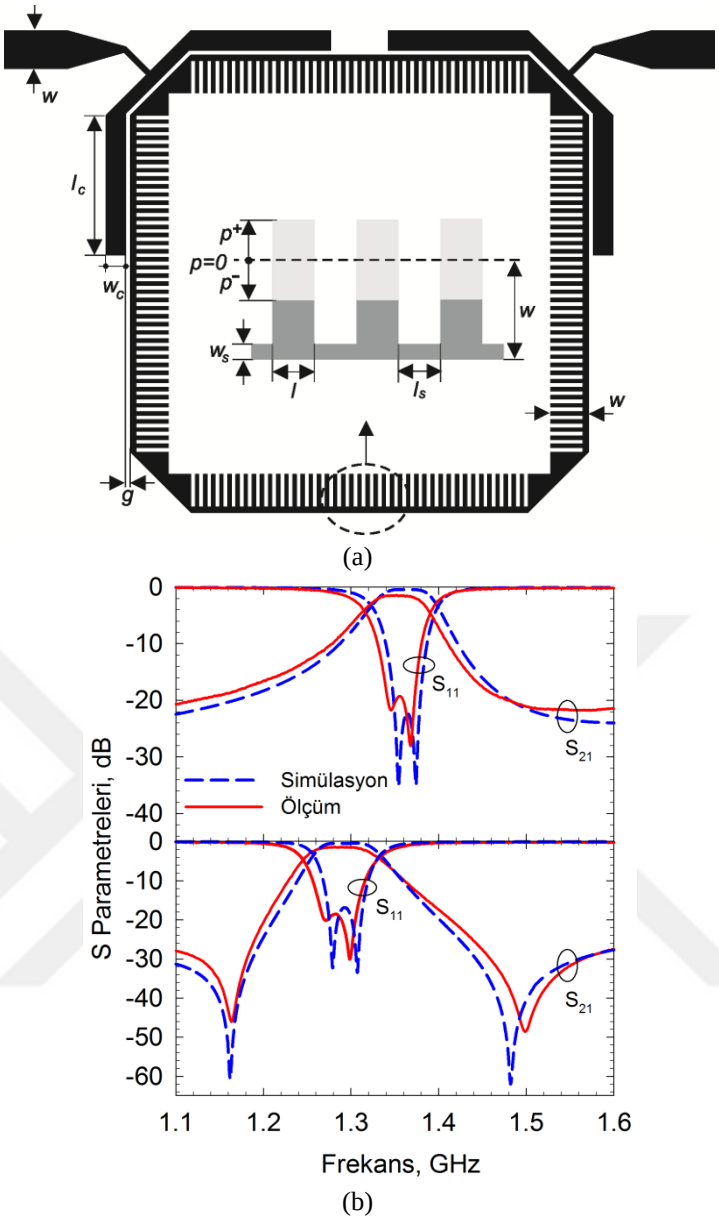
Şekil 4.38: Dört bandlı ayarlanabilir band geçiren filtrede geçme bandlarının anahtarlama karakteristikleri (Simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması) a) Birinci geçme bandı iptal, b) İkinci geçme bandı iptal, c) Üçüncü geçme bandı iptal, d) Dördüncü geçme bandı iptal.

5. AYARLANABİLİR ÖZELLİĞE SAHİP OLMAYAN FİLTRE TASARIM UYGULAMALARI

Bu bölümde, tezin ana hedefi olan ayarlanabilir filtre tasarımı dışında gerçekleştirilen bilimsel çalışmalara değinilmekte olup, ilgili çalışmalar Ekler'de ayrıca verilmiştir. Bu bölümde ele alınan çalışmaların hiçbirinde elektronik veya mekanik olarak ayarlanabilirlik mevcut değildir. Çalışmalar içerisinde 1 adet band durduran filtre tasarımına, 2 adet tek bandlı band geçiren filtre tasarımına, 2 adet iki bandlı band geçiren filtre tasarımına ve 2 adet de dört bandlı band geçiren filtre tasarımına yer verilmiştir.

5.1 Dar Yarıkların Mikroşerit Kare Halka Rezonatörün Frekans Cevabına Etkisi ve Çift Modlu Filtre Tasarımı

Bu çalışmada dar yarıkların mikroşerit kare halka rezonatörün rezonans karakteristiği üzerine etkileri incelenmiş ve bu doğrultuda rezonans frekansı ile devrenin fiziksel boyutlarına ve yarık sayısına bağlı olarak yeni bir formül türetilmiştir. Önerilen rezonatör konfigürasyonu kullanılarak çift modlu mikroşerit band geçiren filtre tasarımı gerçekleştirilmiş olup, tasarlanan filtredeki pertürbasyon düzenlemesi yarık sayılarına ve yarık derinliklerine bağlı olarak sunulmuştur. Böylece dejenere modların uyarılması sağlanmıştır. Önerilen filtre dar yarıklar sayesinde indüktif yüklemeye sahip olduğundan yavaş dalga karakteristiğine de sahiptir. Eliptik ve lineer faz filtreleme karakteristiğine sahip 2 adet çift modlu mikroşerit band geçiren filtre imal edilmiş ve ölçümlerinin simülasyon sonuçlarıyla oldukça iyi bir uyum sergilediği gözlenmiştir. Tasarlanan filtre konfigürasyonu Şekil 5.1a'da gösterilmiştir. Ölçüm sonuçlarıyla simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması ise Şekil 5.1b'de verilmiştir. Bu çalışmada elde edilen sonuçlar, "*Microwave and Optical Technology Letters*" adlı dergide yayınlanmıştır (Bkz. EK-A).

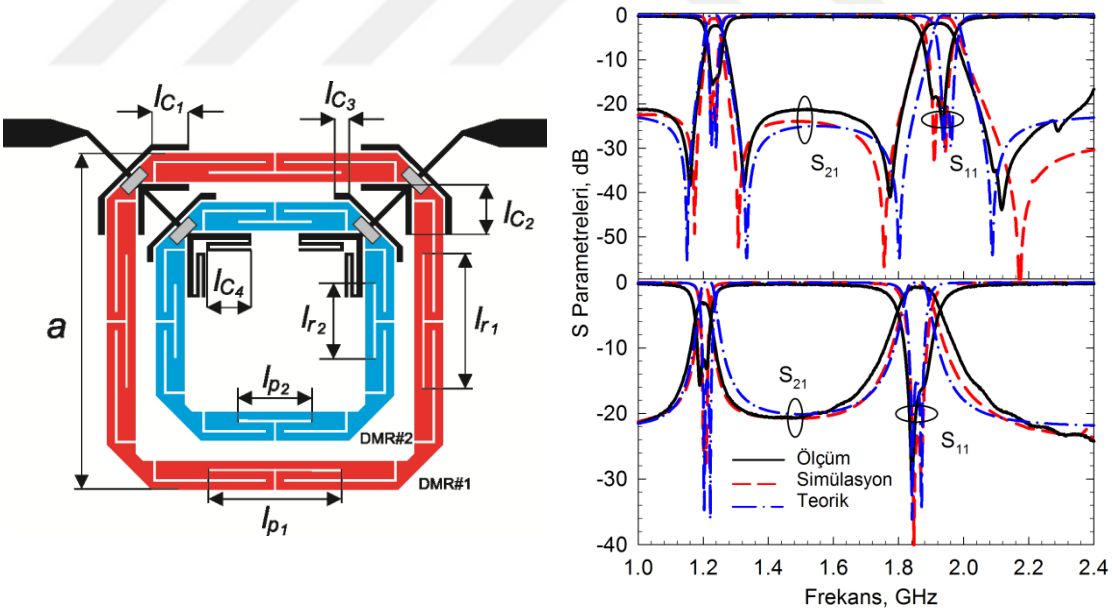


Şekil 5.1: a) Dar yarıklara sahip çift modlu band geçiren filtre yapısı b)Deneysel sonuçlarla simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

5.2 Kompakt Çift Modlu Mikroşerit Rezonatör Konfigürasyonu ve İki Bandlı Band Geçiren Filtre Tasarımı

Bu çalışmada kare halka rezonatörün kollarının kıvrılması suretiyle yeni bir çift modlu rezonatör konfigürasyonu önerilmiştir. Dejenere modlar klasik pertürbasyon düzenlemelerinin aksine, herhangi bir ekstra eleman kullanılmadan, kıvrılmış hatların arasındaki boşluğun kaydırılması ile uyarılmıştır. Böylece, rezonatörün toplam elektriksel uzunluğu sabit kalmakta ve merkez frekansı

değişmemektedir. Ayrıca, önerilen rezonatörün uygun bir giriş-çıkış kuplajı altında kullanılmasıyla iki bandlı band geçiren bir filtre tasarımı ortaya konmuştur. Tasarlanan filtre konfigürasyonu Şekil 5.2a'da gösterilmiştir. İki geçme bandı elde etmek için elektriksel uzunlukları farklı iki adet rezonatör iç içe yerleştirilmiştir. İç içe yerleştirilmiş rezonatörlerden dıştaki rezonatör birinci geçme bandını oluştururken, içteki rezonatör ikinci geçme bandını oluşturmaktadır. Böylece her iki geçme bandı da birbirlerinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir. Giriş-çıkış kuplajı için ise açık devre sonlandırmalı yan hatlara sahip besleme hatları kullanılmıştır. Bu besleme hatları giriş-çıkış kuplajının yanı sıra, birinci geçme bandının harmoniğinin bastırılmasını da sağlamaktadır. Dikkat edileceği üzere, tasarım yöntemi önceki bölümlerde ele alınan çok bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımları ile aynıdır. Her iki geçme bandında da eliptik ve lineer faz filtreleme karakteristiğine sahip 2 adet filtrenin imalatı da gerçekleştirilmiş olup, ölçüm sonuçlarıyla simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması Şekil 5.2b'de gösterilmiştir. Bu çalışmada elde edilen sonuçlar, "*Microwave and Optical Technology Letters*" adlı dergide yayınlanmıştır (Bkz. EK-B).

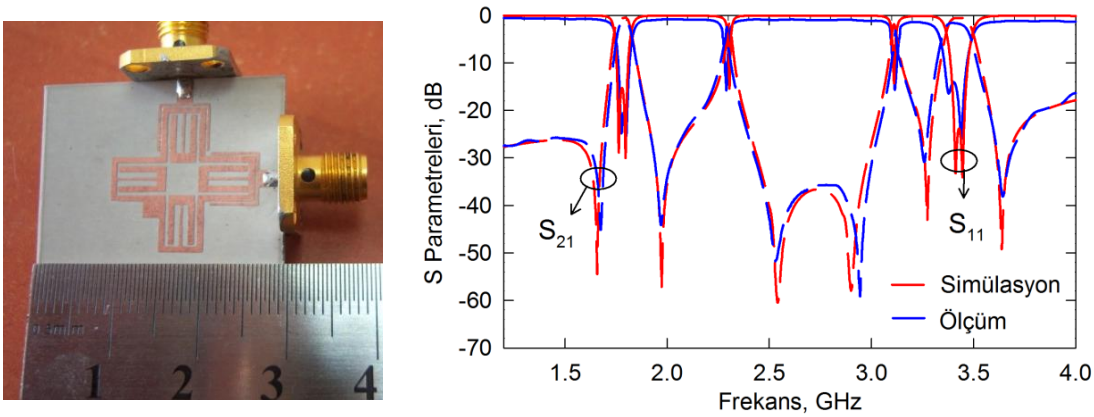


(a) (b)

Şekil 5.2: a) Tasarlanan kompakt çift bandlı mikroşerit band geçiren filtre yapısı b) Ölçüm sonuçlarıyla simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

5.3 Eş Zamanlı Uyarılabilir Geçme Bandlarına Sahip Çok Bandlı Band Geçiren Filtre Tasarımı

Bu çalışmada, çok bandlı band geçiren filtre tasarımı, mikroşerit kıvrımlı halka rezonatörün içerisine açık devre sonlandırmalı yan hatlar yerleştirilerek gerçekleştirilmiştir. Bu yan hatlar, giriş-çıkış portlarına 0^0 - 90^0- 180^0 - 270^0 açılarla yerleştirilmiştir. Giriş-çıkış portlarının rezonatöre doğrudan bağlı olmasına veya kapasitif kuplajla yerleştirilmesine göre sırasıyla iki kırmık banda sahip geniş bir durdurma bandı veya iki kırmık bandı içeren dört bandlı band geçiren filtre tasarımı gerçekleştirilebilmektedir. Çalışma kapsamında özellikle dört bandlı band geçiren filtre tasarımı ve özellikleri üzerinde durulmuş olup, iki kırmık bandın dışındaki geçme bandları çift mod karakteristiğine sahiptir. Bu bandlara ait dejenere modlar tek bir pertürbasyon elemanı kullanılarak eş zamanlı uyarılabilmektedir. Buna bağlı olarak, ilk ve son geçme bandlarının filtreleme karakteristikleri de bu pertürbasyon elemanı sayesinde eş zamanlı olarak lineer faz-eliptik karakteristiklerini göstermektedir. Önerilen yapının geçerliliğini ortaya koymak için imalatı gerçekleştirilmiş olup 1.78, 2.3, 3.11 ve 3.45 GHz merkez frekanslarında ölçümleri yapılmıştır. Tasarlanan filtrenin fotoğrafı Şekil 5.3a'da gösterilmiş olup, deneysel ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması Şekil 5.3b'de gösterilmiştir. Bu çalışmada elde edilen sonuçlar, "*International Microwave Symposium (IMS 2013, Seattle, ABD)*" konferansında sunulmuştur (Bkz. EK-C).



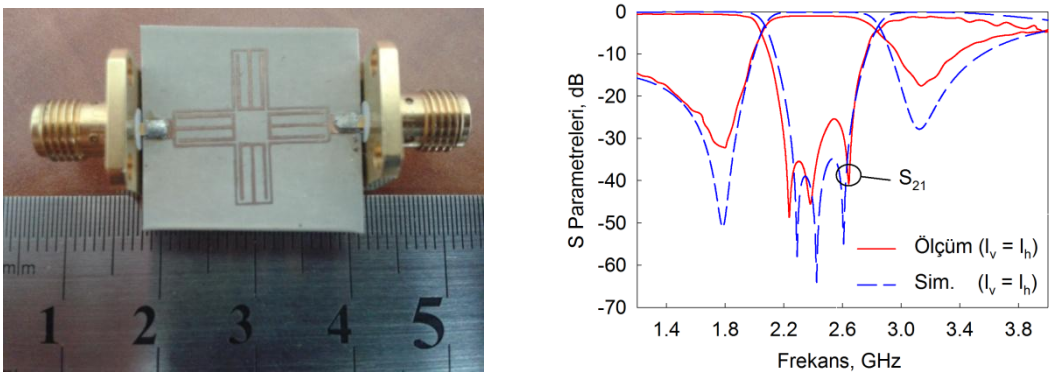
(a) (b)

Şekil 5.3: a) İmal edilen filtrenin fotoğrafı b) Ölçümle simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

5.4 Üç Modlu Band Durduran Filtre Tasarımı

Bu çalışmada açık devre sonlandırmalı yan hatların, kıvrımlı kare halka rezonatörün frekans cevabına etkileri Tam-Dalga Elektromanyetik Simülatör kullanılarak incelenmiştir. Önerilen filtre konfigürasyonu mikroşerit halka rezonatörün içerisine yerleştirilen 4 adet açık devre sonlandırmalı yan hat ile tasarlanmıştır. Bu yan hatlar, hem minyatürizasyonu sağlamakta, hem de durdurma bandı içerisindeki yansıma kutuplarının kontrol edilebilmesine imkan vermektedir. Durdurma bandı içerisinde üç adet yansıma kutbu elde edilmekte olup, ortada yer alan yansıma kutbu yatay yerleştirilmiş yan hatlardan, diğer yansıma kutupları ise dikey yerleştirilmiş yan hatlardan gelmektedir. Tasarlanan filtrede yansıma sıfırları da yan hatların uzunluklarına bağlı olarak kontrol edilebilmektedir.

Tasarlanan filtrenin imalatı da gerçekleştirilmiş olup, deneysel sonuçların simülasyon sonuçlarını doğruladığı gözlenmiştir. Şekil 5.4a'da tasarlanan filtrenin fotoğrafı ve Şekil 5.4b'de deneysel sonuçlar yer almaktadır. Bu çalışmada elde edilen sonuçlar, "*Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2013, Seul, Güney Kore)*" konferansında sunulmuştur (Bkz. EK-D).



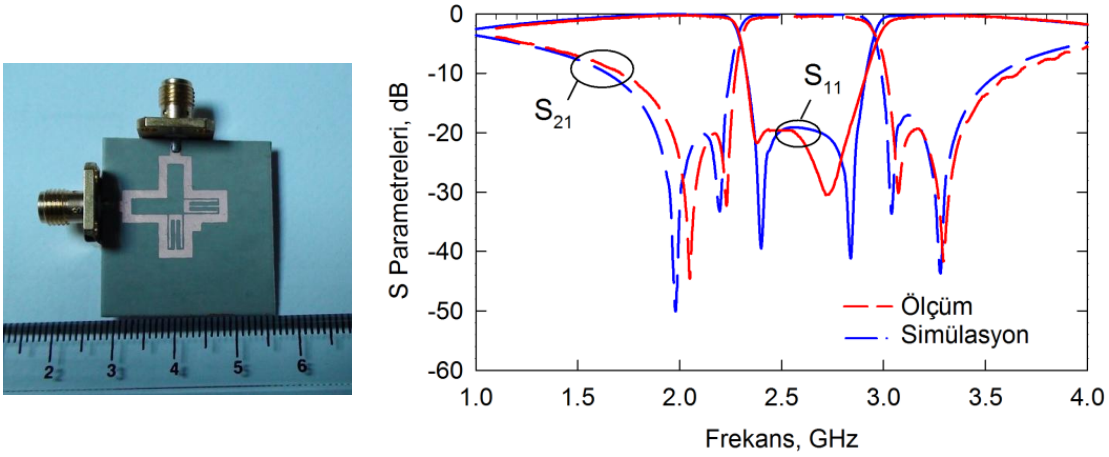
(a) (b)

Şekil 5.4: a) İmal edilen üç modlu band durduran filtrenin fotoğrafı b) Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

5.5 Geniş Bandlı Çift Modlu Mikroşerit Band Geçiren Filtre Tasarımı

Bu çalışmada kullanılan konfigürasyon Şekil 5.3 ve 5.4'te gösterilen devrelerle benzerlik gösterse de frekans cevabı açısından büyük farklılıklara sahiptir. Açık devre sonlandırmalı yan hatlar çift modlu kıvrımlı kare halk rezonatörde giriş-çıkış portlarının zıt köşelerine yerleştirilmiş ve rezonatör giriş-çıkış portlarına doğrudan bağlanmıştır. Böylece, geniş bir durdurma bandı bölünerek bir geçme bandı oluşturulmuştur. Açık devre sonlandırmalı yan hatlar ayarlama yan hattı olarak adlandırılmıştır. Geçme bandının sağ ve sol tarafında iki adet durdurma bandı yer alırken, bu durdurma bandlar pertürbasyon elemanı ile kontrol edilebilmekte, böylece geçme bandının kenarlarındaki sıfırların kontrol edilmesi sağlanmıştır. Ayrıca, ayarlama yan hatlarının boyutlarına bağlı olarak merkez frekans da kontrol edilebilmektedir.

Tasarlanan devrenin imalatı gerçekleştirilmiş olup, deneysel çalışmaların simülasyonlarla oldukça iyi bir uyuma sahip olduğu gözlenmiştir. İmal edilen filtre ve ölçüm sonuçları Şekil 5.5a ve 5.5b'de gösterilmiştir. Bu çalışmada elde edilen sonuçlar, 2014 yılında "*Microwave and Optical Technology Letters*" adlı dergide yayınlanmıştır (Bkz. EK-E).

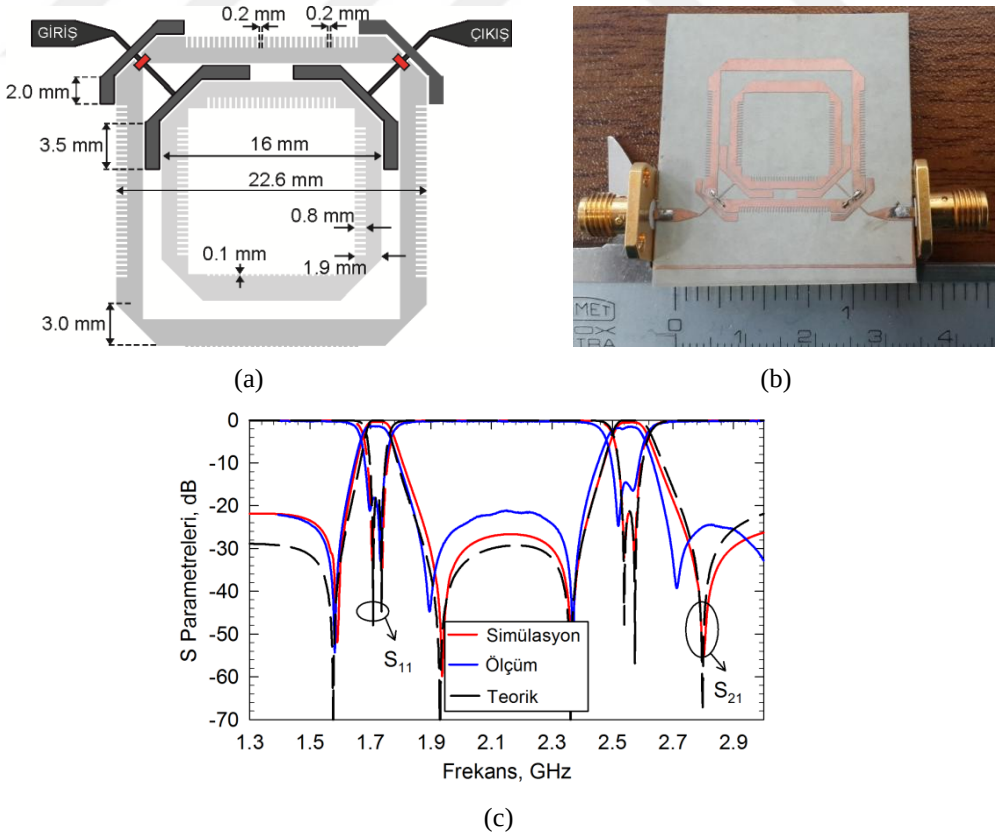


(a) (b)

Şekil 5.5: a) İmal edilen geniş bandlı band geçiren filtrenin fotoğrafı b) Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

5.6 Çok Bandlı Filtreler İçin Çift-Tek Mod Analizi ve İki Bandlı Band Geçiren Filtre Uygulamaları

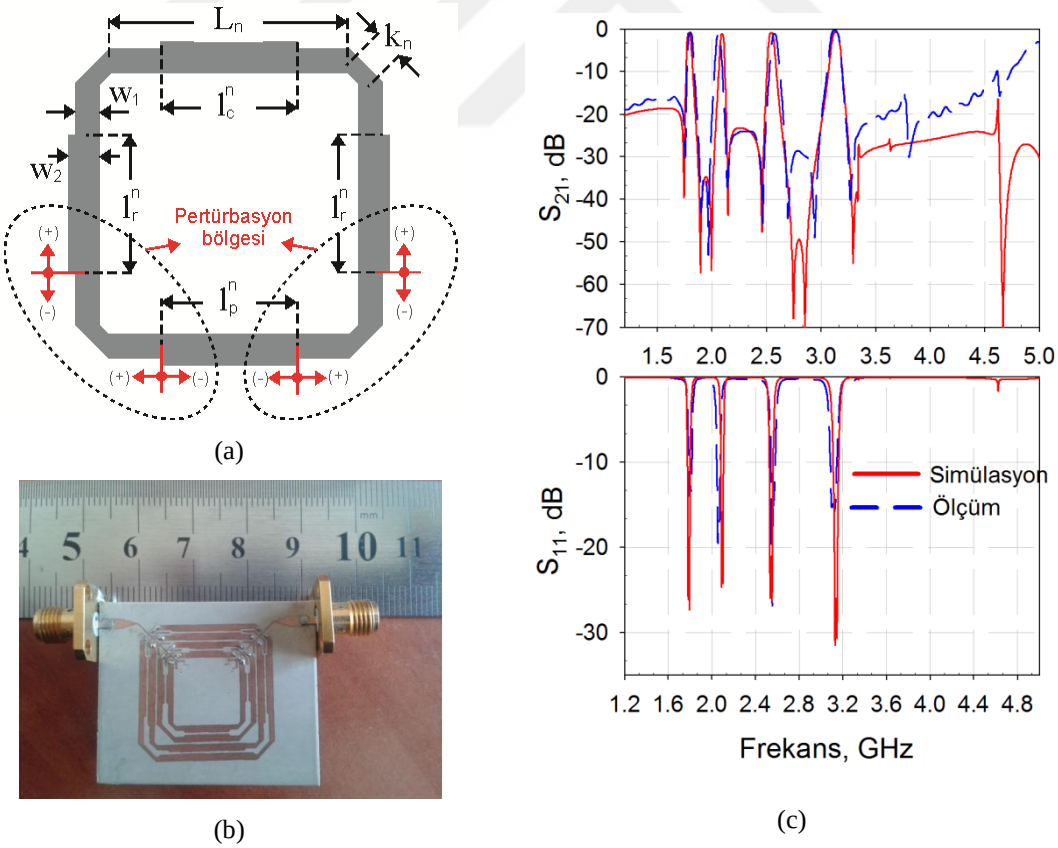
Bu çalışmada, 2. Bölüm'de anlatılan çok bandlı filtreler için çift-tek mod empedans/admittans analizine yer verilmiştir. Önerilen metod özellikle çift modlu rezonatörler kullanılarak tasarlanan çok bandlı band geçiren filtrelerde ortaya çıkan problemi gidermektedir. Geleneksel bir çift modlu rezonatöre ait çift-tek mod analizleri kullanılmıştır. Bu formüller çok bandlı filtre analizlerinde kullanılırken ortaya çıkabilecek yansıma kaybı problemi, bir ayırma katsayısı önerilerek çözülmüştür. Önerilen metodun uygulaması açısından iki adet farklı elektriksel uzunluğa sahip dar yarık yüklü çift modlu rezonatörler iç içe yerleştirilmiş ve iki bandlı band geçiren filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan filtrenin, simülasyon, teorik ve deneysel açıdan birbiriyle uyumlu olduğu gözlenmiştir. Tasarlanan filtre konfigürasyonu, imal edilen devrenin fotoğrafı ve ölçüm, hesaplanan ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması sırasıyla Şekil 5.6a, 5.6b ve 5.6c'de gösterilmiştir. Bu çalışmada elde edilen sonuçlar, 2014 yılında "*Microwave and Optical Technology Letters*" adlı dergide yayınlanmıştır (Bkz. EK-F).



Şekil 5.6: a) Tasarlanan iki bandlı dar yarık yüklemelere sahip band geçiren filtre, b) İmal edilen devrenin fotoğrafı, c) Simülasyon, ölçüm ve teorik sonuçların karşılaştırılması.

5.7 Dört Bandlı Band Geçiren Filtre Tasarımı

Bu çalışmada, iç içe yerleştirilmiş farklı elektriksel uzunluklara sahip 4 adet çift modlu rezonatör kullanılarak dört bandlı band geçiren filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Çift modlu rezonatörlerin pertürbasyon düzenlemeleri rezonatörün kollarındaki empedans değerlerine göre ayarlanmış olup, Şekil 5.7a'da ilgili pertürbasyon düzenlemesi gösterilmiştir. Bu pertürbasyon düzenlemesi sayesinde, her bir geçme bandının band genişlikleri ve mod frekansları birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir. Diğer yandan, her bir rezonatör giriş-çıkış portlarına bağlı besleme hatlarıyla beslenmektedir. Bu besleme hatları açık devre sonlandırmalı yan hatlara sahip olup, bu sayede bazı harmoniklerin bastırılmasında da etkindir. Şekil 5.7b ve5.7c'de sırasıyla imal edilen filtrenin fotoğrafı ve ölçüm sonuçlarıyla simülasyon sonuçlarının karşılaştırması yer almaktadır. Bu çalışmada elde edilen sonuçlar, 2014 yılında "European *Microwave Conference 2014*" adlı konferansta sunulmuştur (Bkz. EK-G).



Şekil 5.7: a) Dört bandlı band geçiren filtrede kullanılan rezonatör, b) İmal edilen devrenin fotoğrafı, c) Simülasyon, ölçüm ve teorik sonuçların karşılaştırılması.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Tez kapsamında geçme bandları birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımları başta olmak üzere çeşitli mikroşerit filtre tasarımları ortaya konmuştur. Teorik modeller kullanılarak tasarlanan filtreler, önerilen yapıların farklı frekanslarda yeniden düzenlenebilmesine imkân vermektedir. Tasarlanan filtreler imal edilerek ölçümleri gerçekleştirilmiş ve ölçüm sonuçlarının gerek simülasyon gerekse teorik sonuçlarla oldukça uyumlu olduğu gözlenmiştir. Tez içerisinde bir, iki ve dört bandlı olmak üzere toplam 3 adet ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımına deneysel çalışmalarıyla birlikte yer verilmiştir. Bunların yanı sıra, 1 adet band durduran filtre tasarımı, 2 adet tek bandlı band geçiren filtre tasarımı, 2 adet iki bandlı band geçiren filtre tasarımı ve 2 adet de dört bandlı band geçiren filtre tasarımı ele alınmıştır. Dolayısıyla toplamda 10 adet farklı filtre türü teorik, simülasyon ve deneysel çalışmalarla literatüre sunulmaktadır. Tez kapsamında üç bandlı filtre tasarımlarının deneysel çalışmaları yapılmamıştır. Bunun sebebi, ayarlanabilir özelliğe sahip olan/olmayan dört bandlı filtrelerin filtre özellikleri açısından üç bandlı filtreleri kapsamasıdır.

Bölüm 2'de mikrodalga filtre tasarımı yöntemlerinden çift-tek mod empedans analizleri ve kuplaj matrisi sentez teknikleri tartışılmıştır. Çift-tek mod empedans analizlerinde öncelikle herhangi bir devrenin saçılma parametrelerinin çift ve tek mod empedans formüllerinden nasıl elde edilebileceğine yer verilmiştir. Daha sonra tez kapsamında literatüre sunulan çok bandlı filtreler için çift ve tek mod empedans analizleri üzerinde durulmuştur. Kuplaj matrisi sentez teknikleri de yine tek bandlı filtreler ve çok bandlı filtreler için ayrı ayrı incelenmiştir. Tek bandlı filtreler çift ve tek dereceli olmak üzere iki farklı aşamada ele alınmıştır. Çok bandlı filtreler için kuplaj matrisi sentezinde, karakteristik fonksiyonun nasıl yazılabileceği ve her bir geçme bandında diğerlerinden bağımsız olarak farklı filtreleme karakteristiğinin nasıl elde edilebileceği üzerinde durulmuştur. Söz konusu teorik açıklamalar tezin diğer bölümlerindeki filtre tasarımlarında simülasyonlarla karşılaştırmalı biçimde yeniden düzenlenmiştir.

Bölüm 3'te ayarlanabilir filtre tasarımlarına tek bandlı bir filtre konfigürasyonu üzerinden giriş yapılmıştır. Bu bölümde, üç adet referans yama kapasite elemanına sahip çift modlu rezonatör kullanılmıştır. Rezonatörün simetri ekseninde giriş-çıkış portlarının karşısına yerleştirilen varaktör diyotun ayarlanmasıyla filtrenin hem band genişliği, hem de filtreleme karakteristiği kontrol edilmiştir. Varaktör diyot kapasitansının referans kapasitanslardan büyük veya küçük olma durumlarına göre iletim sıfırları sırasıyla reel veya imajiner frekanslara taşınmış, bir başka deyişle eliptik veya lineer faz filtreleme karakteristikleri elde edilmiştir. Ayrıca, bu kapasite elemanlarının tamamının birbirine eşit olması durumunda sinyal iletimi mevcut olmamaktadır. Tasarlanan filtrenin imalatı da gerçekleştirilmiş olup, ölçüm sonuçları hesaplamalarla oldukça iyi bir uyum içerisinde sunulmuştur.

Bölüm 4'te ise tezin başlıca odak noktası olan çok bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımlarına yer verilmiştir. Bu kapsamda iki, üç ve dört bandlı ayarlanabilir filtre tasarımları ortaya konmuştur. İki bandlı ayarlanabilir filtre tasarımında kullanılan çift modlu rezonatör Bölüm 3'te ele alınan rezonatörden farklılık içerdiğinden bu bölümde yeniden rezonatör analizi yapılmıştır. Önerilen rezonatörde bir öncekinin aksine, rezonatörün sadece yan kollarında iki adet yama referans kapasitansı kullanılmıştır. İki geçme bandı içinse farklı elektriksel uzunlukta iki adet çift modlu rezonatör kullanılmıştır. Her bir rezonatörde kullanılan varaktör diyotlara uygulanan iki farklı bias gerilimi sayesinde geçme bandları birbirinden bağımsız biçimde ayarlanabilmektedir. Diğer yandan, her iki geçme bandı birbirinden bağımsız olarak anahtarlanabilme kabiliyetine de sahiptir. Tasarlanan filtre, gerek geometrisi, gerekse frekans cevabındaki ayarlanabilirlik kabiliyetlerine göre literatürdeki benzerlerine oldukça önemli bir üstünlük sağlamaktadır. Üç bandlı filtre tasarımı da yine iki bandlı ayarlanabilir filtreyle benzer biçimde tasarlanmıştır. Bu filtre tasarımında her bir geçme bandı diğerlerinden bağımsız olarak anahtarlanabilmektedir. Dört bandlı ayarlanabilir filtre tasarımı ise, farklı elektriksel uzunluktaki dört çift modlu rezonatörü içermesi sebebiyle iki ve üç bandlı filtreden biraz daha karmaşık bir geometriye sahiptir. Bu tasarımdaki çift modlu kare halka rezonatörler, varaktör diyotların yerleştirilebilmesi sebebiyle kıvrılarak menderes biçiminde tasarlanmıştır. Geçme bandları birbirinden bağımsız olarak band genişliği açısından ayarlanabilirlik ve anahtarlanabilirlik kabiliyetlerine sahiptir. Bu özellikler

bazında literatürde en fazla iki bandlı mikrodalga filtrenin yer alması göz önünde bulundurulduğunda tasarlanan filtrenin önemi ortaya çıkmaktadır. Ayrıca, tasarlanan iki ve dört bandlı filtrelerin kuplaj matrisleri de Bölüm 2'de ele alınan yöntemle sentezlenmiştir. Bu bölümde tasarlanan ayarlanabilir filtrelerden iki ve dört bandlı filtre tasarımları imal edilerek ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Ölçüm sonuçlarının teorik ve simülasyon sonuçlarını desteklediği gözlenmiştir.

Bölüm 5'te ise tez kapsamında ayarlanabilir özelliğe sahip olmayan filtre tasarımlarına değinilmiştir. Bu kapsamda, 1 adet üç modlu band durduran filtre tasarımı, 2 adet tek bandlı band geçiren filtre tasarımı, 2 adet iki bandlı band geçiren filtre tasarımı ve 2 adet de dört bandlı band geçiren filtre tasarımı ele alınmıştır. Bu çalışmalar daha detaylı biçimde Ekler Bölümü'nde yer almaktadır.

Tez kapsamında yapılan çalışmalar, yeni nesil haberleşme sistemlerinde oldukça geniş bir kullanım sahasına yöneliktir. Tasarlanan filtreler RF ön uç modüllerindeki uygulamalarda kullanılabilecek nitelikte olup, aynı zamanda 3G, 4G, 4.5G, Wifi, WiMAX ve Bluetooth frekanslarında çalışan sistemlere entegre edilebilecek özelliklere sahiptir. Ayrıca, dört bandlı ayarlanabilir filtre tasarımının, her bir geçme bandı diğerlerinden bağımsız olarak anahtarlanabildiği için, kriptolojik uygulamalarda da önemli bir yere sahip olabileceği tahmin edilmektedir. Özellikle çok bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımlarında geçme bandlarının birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilmesi literatürde önemli bir yere sahip olabileceğini göstermektedir. Bu tasarımlarda geçme bandlarının band genişliklerinin ayarlanabilirliği, filtreleme karakteristiklerinin yeniden yapılandırılabilirliği ve her bir bandın anahtarlanabilme kabiliyetleri literatüre ilk kez bu tez kapsamında sunulmuştur. Tasarlanan filtrelerin önümüzdeki yıllarda yeni çalışmalara ışık tutabileceği tahmin edilmektedir. Tezdeki ayarlanabilir filtre tasarımları merkez frekansı açısından ayarlanabilirliğe sahip değildir; bu nedenle ilerleyen yıllardaki çalışmaların önerilen filtre türlerinde bu özellik üzerine yoğunlaşabileceği tahmin edilmektedir.

7. KAYNAKLAR

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

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

Amari, S. and Rosenberg, U., "Synstesis and Design of Novel In-Line Filters With One or Two Real Transmission Zeros", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 52, 5, 1464-1478, (2004).

Amari, S., Comments on "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 on*, vol.52, no.9, pp.2190,2192, (2004).

Athukorala, L. and Budimir, D., "Open-loop tunable resonators and filters with constant bandwidth," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET* , vol.6, no.7, pp.800,806, May 16 2012

Atia, A. E. and Williams, A. E., "Narrow-bandpass waveguide filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-20, 258–265, (1972).

Atia, A. E. and Williams, A. E., "Non-minimum-phase optimum-amplitude bandpass waveguide filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.,*. MTT-22, 425–431, (1974).

Cameron, R. J., "General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 47, 4, 433-442, April 1999

Cameron, R. J, "Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for microwave filters", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, 51, 1, 1-10, Jan. 2003

Cameron, R. J. and Rhodes, J. D., "Asymmetric Realizations for Dual-Mode Bandpass Filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*., 29, 1, 51-58, Jan. 1981

Chaudhary, G., Jeong, Y. and Lim, J., "Dual-Band Bandpass Filter With Independently Tunable Center Frequencies and Bandwidths," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.61, no.1, pp.107,116, Jan. 2013.

Chen, C.-F., "Design of a Compact Microstrip Quint-Band Filter Based on the Tri-Mode Stub-Loaded Stepped-Impedance Resonators," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.22, no.7, pp.357,359, July 2012.

Cheng, C. M. and Yang, C. F., "Develop Quad-Band (1.57/2.45/3.5/5.2 GHz) Bandpass Filters on the Ceramic Substrate," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.20, no.5, pp.268-270, May 2010

Cheng, K.-K.M., "Design of dual-mode ring resonators with transmission zeros," *Electronics Letters* , vol.33, no.16, pp.1392-1393, 1997

Chi, P.-L., Yang, T. and Tsai, T.-Y., "A Fully Tunable Two-Pole Bandpass Filter," in *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.25, no.5, pp.292-294, May 2015

Chiou, Y. C. and Rebeiz, G. M., "Tunable 1.55 - 2.1 GHz 4-Pole Elliptic Bandpass Filter With Bandwidth Control and >50 dB Rejection for Wireless Systems," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.61, no.1, pp.117,124, Jan. 2013

Chu, Q.-X., Wu, X.-H. and Chen F.-C., "Novel Compact Tri-Band Bandpass Filter With Controllable Bandwidths," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol.21, no.12, pp.655-657, December 2011

Dai, G.L. and Xia, M.Y., "Design of compact dual-band switchable bandpass filter," in *Electronics Letters* , vol.45, no.10, pp.506-507, May 7 2009

Deng, P.-H., Tsai, J.-T. and Liu, R.-C., "Design of a Switchable Microstrip Dual-Band Lowpass-Bandpass Filter," in *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.24, no.9, pp.599-601, Sept. 2014

Du, T.-H., Hsu, K.-W. and Tu, W.-H., "Switchable tri-band bandpass filter with wide stopband," in *Microwave Symposium (IMS), 2015 IEEE MTT-S International* , vol., no., pp.1-4, 17-22 May 2015

Eleftheriades, G.V., "A Generalized Negative-Refractive-Index Transmission-Line (NRI–TL) Metamaterial for Dual-Band and Quad-Band Applications," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol.17, no.6, pp.415-417, June 2007

Gomez-Garcia, R. and Guyette, A.C., "Reconfigurable Multi-Band Microwave Filters," in *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.63, no.4, pp.1294-1307, April 2015

Gorur, A. and Karpuz, C., "Compact dual-band bandpass filters using dual-mode resonators", in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.* 2007, pp. 905-908.

Gorur, A., "Description of coupling between degenerate modes of a dual-mode microstrip loop resonator using a novel perturbation arrangement and its dual-mode bandpass filter applications", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.52, no.2, pp.671,677, Feb. 2004

Hong, J.-S., "Reconfigurable planar filters," in *Microwave Magazine, IEEE* , vol.10, no.6, pp.73-83, Oct. 2009.

Hong, J. and Lancaster, M., "Design of Highly Selective Microstrip Bandpass Filters with a Single Pair of Attenuation Poles at Finite Frequencies," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 7, 1098-1107, July 2000.

Hong, J.-S. and Lancaster, M. J., *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York: Wiley, 2001.

Hsu, K.-W., Lin, J.-H., Hung, W.-C. and Tu, W.-H., "Design of Compact Quad-Band Bandpass Filter Using Semi-Lumped Resonators", *International Microwave Symposium*, Seattle, USA, (2013).

Huang, X., Feng, Q. and Xiang, Q., "Bandpass Filter With Tunable Bandwidth Using Quadruple-Mode Stub-Loaded Resonator," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.22, no.4, pp.176,178, April 2012.

Huang, X., Zhu, L., Feng, Q., Xiang, Q. and Jia, D., "Tunable Bandpass Filter With Independently Controllable Dual Passbands," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.61, no.9, pp.3200,3208, Sept. 2013

Huang, X., Feng, Q., Zhu, L., Xiang, Q. and Jia, D. "Synthesis and design of tunable bandpass filters with constant absolute bandwidth using varactor-loaded microstrip resonator", *Int J RF and Microwave Comp Aid Eng.*, 2014

Karpuz, C., Gorur, A. K., Basmacı, A. N. and Ozek, A., "Design and Analysis of a Compact Dual-Mode Dual-Band Microstrip Bandpass Filter", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol.27, no.02, pp.180-190,2013.

Karpuz C. and Gorur A.K., “Even–odd mode analysis for multiband bandpass filters having multiple resonators and its microstrip implementations” *Microw. Opt. Technol. Lett*., 56: 2664–2667, 2014.

Kim, C. H. and Chang, K., "Ring Resonator Bandpass Filter With Switchable Bandwidth Using Stepped-Impedance Stubs," in *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.58, no.12, pp.3936-3944, Dec. 2010

Kuo, Y.-T., Lu, J.-C., Liao, C.-K. and Chang, C.-Y., "New Multiband Coupling Matrix Synthesis Technique and Its Microstrip Implementation," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.58, no.7, pp.1840,1850, July 2010

Lan, S.-W., Weng, M.-H., Ye, C.-S. and Hung, C.-Y., “Compact quad-band bandpass filter based on uniform impedance stub-loaded resonators”, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 7, pp 121-126, 2015.

Lee, J., Naglich, E. J., Sigmarsson, H., Peroulis, D. and Chappell, W.J., "Tunable Inter-Resonator Coupling Structure With Positive and Negative Values and Its Application to the Field-Programmable Filter Array (FPFA)," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.59, no.12, pp.3389,3400, Dec. 2011

Lei, M.-F. and Wang, H., "An analysis of miniaturized dual-mode bandpass filter structure using shunt-capacitance perturbation," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.53, no.3, pp.861,867, March 2005

Lenoir, P., Bila, S., Seyfert, F., Baillargeat, D. and Verdeyme, S., “Synthesis and design of asymmetrical dual-band bandpass filters based on equivalent network simplification,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 7, pp. 3090–3097, July 2006.

Levy, R., “Direct synthesis of cascaded quadruplet (CQ) filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 43, no. 12, pp. 2940–2945, Dec. 1995.

Lin, Y.-S., Chang, P.-Y. and Hsieh, Y.-S., "Compact Electronically Switchable Parallel-Coupled Microstrip Bandpass Filter With Wide Stopband," in *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.18, no.4, pp.254-256, April 2008

Lin, S. C., "Microstrip Dual/Quad-Band Filters With Coupled Lines and Quasi-Lumped Impedance Inverters Based on Parallel-Path Transmission," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.59, no.8, pp.1937-1946, Aug. 2011

Liu, J. C., Wang, J. W., Zeng, B. H. and Chang, D. C., "CPW-Fed Dual-Mode Double-Square-Ring Resonators for Quad-Band Filters," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.20, no.3, pp.142-144, March 2010

Ni, J. and Hong, J., "Varactor-tuned microstrip bandpass filters with different passband characteristics," Microwaves, Antennas & Propagation, IET , vol.8, no.6, pp.415,422, April 24 2014.

Pozar, D. M., "*Microwave Engineering"*. New York: Wiley, 2005.

Quendo, C., Rius, E., Manchec, A., Clavet, Y., Potelon, B., Favennec, J.-F. and Person, C. "Planar tri-band filter based on dual behavior resonator (DBR)," Microwave Conference, 2005 European, 4-6 Oct. 2005

Ren, L.-Y., "Quad-band bandpass filter based on dual-plane microstrip/DGS slot structure," *Electron. Lett*. Vol. 46, pp. 691, 2010a

Ren, L.-Y., "Tri-Band Bandpass Filters Based on Dual-Plane Microstrip/DGS Slot Structure," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol.20, no.8, pp.429-431, 2010b

Serrano, L. C., Salete, C. A. F., Vuong, T.-P. and Ferrari, P., "Synthesis Methodology Applied to a Tunable Patch Filter With Independent Frequency and Bandwidth Control," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.60, no.3, pp.484,493, March 2012

Singh, K., Ngachenchaiah, K., Bhatnagar, D. and Pal, S., "Wideband, compact microstrip band stop filter for triband operation," Recent Advances in Microwave Theory and Applications, 2008. Microwave 2008. International Conference on, pp. 96 – 98, 21-24 Nov. 2008

Skyworks, *Application Notes*, "Varactor Diodes", 15 Aug 2008.

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

Studniberg, M. and Eleftheriades, G.V., "A quad-band bandpass filter using negative-refractive-index transmission-line (NRI-TL) metamaterials," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE*, vol., no., pp.4961-4964, 9-15 June 2007

Tang, W. and Hong, J.-S., "Varactor-Tuned Dual-Mode Bandpass Filters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.58, no.8, pp.2213,2219, Aug. 2010

Tsai, H. J., Huang, B. C., Chen, N. W. and Jeng, S. K., "A Reconfigurable Bandpass Filter Based on a Varactor-Perturbed, T-Shaped Dual-Mode Resonator," *Microw. and Wireless Compon. Lett.*, IEEE , vol.24, no.5, pp.297,299, May 2014

Wei, F., Huang, Q. L., Li, W.-T. and Shi, X.-W., "A compact quad-band band-pass filter using novel stub-loaded SIR structure", *Microw. Opt. Technol. Lett*., 56: 538–542, 2014.

Wei, F. and Wei S., X., "Compact quad-band BPF based on stub loaded double-ring resonator", *Microw. Opt. Technol. Lett*., 56: 1633–1635, 2014.

Weng, M.-H., Ye, C.-S., Su, Y.-K. and Lan, S.-W., "A new compact quad-band bandpass filter using quad-mode stub loaded resonator", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 56: 1630–1632, 2014.

Wu, H. W. and Yang, R. Y.; "A New Quad-Band Bandpass Filter Using Asymmetric Stepped Impedance Resonators," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.21, no.4, pp.203-205, April 2011

Wu, J.-Y. and Tu, W.-H., "Design of quad-band bandpass filter with multiple transmission zeros," *Electron. Lett*. Vol. 47, pp. 502, 2011

Xia, Y., Wang, R., Jiang, G. and Ye, Y., "Varactor-tuned dual-band filter with constant absolute bandwidth," *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International* , vol., no., pp.1,3, 17-22 June 2012.

Xiao, J.-K., Zhu, Y.-F., Li, Y. and Li, X.-W., "Miniature quad-band bandpass filter with passband individually controllable using folded SIR," in *Electronics Letters* , vol.50, no.9, pp.679-680, April 24 2014

Xu, J., Wu, W. and Miao, C., "Compact Microstrip Dual-/Tri-/Quad-Band Bandpass Filter Using Open Stubs Loaded Shorted Stepped-Impedance Resonator," in *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.61, no.9, pp.3187-3199, Sept. 2013.

Yan, T., Tang, X.-H., Wang, J., "A Novel Quad-Band Bandpass Filter Using Short Stub Loaded E-Shaped Resonators," in *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.25, no.8, pp.508-510, Aug. 2015.

Yang, C.-L., Shu, S.-Y., Chiang, M.-C., Chiu, H.-C. and Chiang, Y.-C.,"A Dual-Mode Dual-Band Filter Constructed on Gaas Substrate for Unlicensed 60 and 77 GHz Applications", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Volume 24, Numbers 17-18, pp. 2431-2444, 2010.

Yang, T. and Rebeiz, G.M., "Tunable 1.25–2.1-GHz 4-Pole Bandpass Filter With Intrinsic Transmission Zero Tuning," in *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.63, no.5, pp.1569-1578, May 2015

Zhang, X. Y., Xue, Q. and Hu, B. J.; "Planar Tri-Band Bandpass Filter With Compact Size," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol.20, no.5, pp.262-264, May 2010

Zhang, X. Y., Gao, L., Cao, Y., Zhao, X.-L. and Ding, Y., "Independently-tuned dual-band filter using varactor-loaded resonators," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 42, 55-66, 2013.

Zhang, L., Wang, X.-H., Wang, Z.-D., Bai, Y.-F. and Shi, X.-W., "Compact electronically tunable microstrip dual-band filter using stub-loaded SIRs", Journal of Electromagnetic Waves and Applications, vol. 28, no. 1, pp. 39-48, 2014

Zhang, Y., Gao, L. and Zhang, X. Y., "Compact Quad-Band Bandpass Filter for DCS/WLAN/WiMAX/5G Wi-Fi Application," in *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.25, no.10, pp.645-647, Oct. 2015.

Zhao, Y., Liu, T., Tiefeng, X., Nie, Q., Xia, Y., Wang, R., Jiang, G. and Ye, Y., "Varactor-tuned dual-band filter with constant absolute bandwidth," *Microwave Symposium Digest (MTT), IEEE MTT-S International* , vol., no., pp.1,3, 17-22 June 2012

Zhu, H., Gao, L., Zhang, X. Y. and Hu B. J., "Design of quad-band bandpass filter using open- and short-stub-loaded resonators," *Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC), 2011* , vol.1, no., pp.661-663, 26-30 July 2011

Zhu, H. and Abbosh, A., "Compact tunable bandpass filter with wide tuning range using ring resonator and short-ended coupled lines," in *Electronics Letters* , vol.51, no.7, pp.568-570, 4 2 2015

EKLER

8. EKLER

EK A

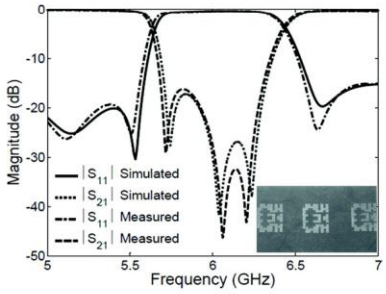


Figure 3 Simulated and measured transmission and reflection coefficients of a rectangular waveguide filter using the prototype resonant structure shown in the inset

filter are shown in Figure 3 in the band 5–7 GHz. Note that near perfect transmission of the signal is achieved across the operating band of the waveguide except within the desired stopband, where $|S_{21}|$ is maintained at less than -18 dB. As expected, the filter also demonstrates near complete reflection ($|S_{11}| \approx 0$ dB) within the stopband due to the low loss of the substrate.

Also shown in Figure 3 are measured transmission and reflection coefficients for a prototype fabricated through photolithography. The fabricated structure is shown in the inset of Figure 3 and is shown installed into the rectangular waveguide in Figure 1. Excellent agreement is observed between simulations and measurement, thus validating the feasibility of the proposed filter design procedure. Note that many other structures with equally good performance were located and a more thorough search may produce a structure with performance surpassing that shown in Figure 3.

5. CONCLUSION

A new design methodology capable of creating small and easy-to-fabricate broadband rectangular waveguide filters is presented. The design is based on an in situ optimization of a pixelated metallic patch placed within the rectangular waveguide. Both simulations and experiment demonstrate strong rejection of the transmitted signal within the stopband, with high insertion loss and sharp band edges.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the National Science Foundation under grant 0800388.

REFERENCES

1. R. Levy and S.B. Cohn, A history of microwave filter research, design, and development, IEEE Trans Microwave Theory Tech 32 (1984), 1055–1067.
2. M. Guglielmi, R. Molina, and A. Melcon, Dual-mode circular waveguide filters without tuning screw, IEEE Microwave Guided Wave Lett 2 (1992), 457–458.
3. P. Savi, D. Trinchero, R. Tascone, and R. Orta, A new approach to the design of dual-mode rectangular waveguide filters with distributed coupling, IEEE Trans Microwave Theory Tech 45 (1997), 221–228.
4. Y.C. Shih, Design of waveguide E-plane filters with all-metal inserts, IEEE Trans Microwave Theory Tech 32 (1984), 695–704.
5. D.W. Kim and J.H. Lee, Partial H-plane filters with partially inserted H-plane metal vane, IEEE Microwave Wireless Compon Lett 15 (2005), 351–353.
6. N. Engheta and R.W. Ziolkowski, Metamaterials: physics and engineering explorations, Wiley-IEEE Press, Hoboken, NJ, 2006.
7. J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, and W.J. Stewart, Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena, IEEE Trans Microwave Theory Tech 47 (1999) 2075–2084.
8. S. Hrabar, J. Bartolic, and Z. Sipus, Waveguide miniaturization using uniaxial negative permeability metamaterial, IEEE Trans Antennas Propag 53 (2005), 110–119.
9. A. Shelkovnikov and D. Budimir, Left-handed rectangular waveguide bandstop filters, Microwave Opt Technol Lett 48 (2006), 846–848.
10. B. Jitha, C.S. Nimisha, C.K. Aanandan, P. Mohanan, and K. Vasudevan, SRR loaded waveguide band rejection filter with adjustable bandwidth, Microwave Opt Technol Lett 48 (2006), 1427–1429.
11. A.R. Diaz and O. Sigmund, A topology optimization method for design of negative permeability metamaterials, Struct Multidiscip Optim 41 (2010) 163–177.
12. P.Y. Chen, C.H. Chen, H. Wang, J.H. Tsai, and W.X. Ni, Synthesis design of artificial magnetic metamaterials using a genetic algorithm, Opt Express 16 (2008), 12806–12818.
13. R.O. Ouedraogo, E.J. Rothwell, A.R. Diaz, S.Y. Chen, A. Temme, and K. Fuchi, In situ optimization of metamaterial-inspired loop antennas, IEEE Antennas Wireless Propag Lett 9 (2010), 75–78.

© 2012 Wiley Periodicals, Inc.

EFFECTS OF NARROW SLITS ON FREQUENCY RESPONSE OF A MICROSTRIP SQUARE LOOP RESONATOR AND DUAL-MODE FILTER APPLICATIONS

Ceyhun Karpuz and Ali Kursad Gorur
Department of Electrical and Electronics Engineering, Pamukkale University, 20070 Denizli, Turkey; Corresponding author: ckarpuz@pau.edu.tr

Received 7 May 2012

ABSTRACT: *In this letter, the effect of narrow slits on resonance characteristics for a microstrip square loop resonator (SLR) with mitered bends is investigated and a new formula to calculate the resonance frequency of SLRs loaded inductively by means of slits is derived as a function of the number of slits. A novel dual-mode SLR configuration performing a slow-wave characteristic obtained by using narrow slits is proposed to use in design of microstrip dual-mode bandpass filters. Also, a new perturbation technique based on the change of electrical lengths is presented for the excitation of two degenerated modes of these type resonators. Additional, two dual-mode bandpass filters having linear phase and elliptical frequency characteristics have been designed, fabricated and tested to verify the proposed filter topology. Experimental results agree with simulated results.* © 2012 Wiley Periodicals, Inc. Microwave Opt Technol Lett 55:143–146, 2013; View this article online at wileyonlinelibrary.com. DOI 10.1002/mop.27237

Key words: *bandpass filter; dual-mode; narrow slit; slow-wave structure*

1. INTRODUCTION

To date, many studies to design compact microwave filters have been made by using meander loop resonators, square loop resonators (SLRs) having loaded stubs or interdigital structures [1–4], etc. These resonator types are the most important building

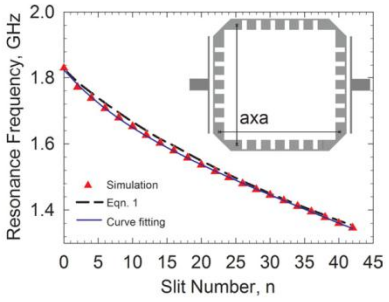


Figure 1 Resonance frequencies of slow-wave SLR versus the slit number n [▲ simulation and — Eq. (1)] ($\varepsilon_r = 6.15$, $h = 1.27$ mm, $a = 22.6$ mm). [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

blocks of dual-mode filters which are quite important in many RF/microwave circuits and systems because of their advantages in providing low loss, sharp rejection skirts, low cost, etc. Although there are a few studies on microstrip filters using slow-wave structures [3, 4], there is no a simple relationship between the periodic loading elements and the resonance frequency, which the size reduction cannot be adjusted.

In this letter, the effect of narrow slits on resonance characteristics to obtain a slow-wave characteristic is investigated for a microstrip SLR with mitered bends. A new simple formula using the number of slits is introduced to calculate the resonance frequency of microstrip SLRs loaded inductively by narrow slits. As is well known, the total electrical length increases also while the number of slits located on a transmission line used as a $\lambda/2$ resonator increases and therefore, the resonance frequency decreases [5]. On the basis of this principle, a novel microstrip dual-mode resonator having slow-wave characteristic is proposed to reduce the size of conventional microstrip dual-mode filters. The classical perturbation techniques presented in [6] can be used to excite two degenerate modes (see Fig. 2). However, these techniques based on the location of the small patch in the orthogonal corner of the resonator limit the slit number for the proposed topology. Therefore, they are not appropriate to obtain the maximum size reduction. A novel perturbation arrangement based on the change of the electrical lengths has also been realized to increase the slow-wave effect. The increment/decrement of the width of the bottom arm of the resonator can be used to provide this change. Also, as proposed in [7], we have located *I*/*O* ports along the straight line to provide advantages for the cascade connection of the other microwave components such as antenna, power amplifier and power divider. To demonstrate the verification of the proposed topology, we have designed two bandpass filters having elliptical and linear phase filtering characteristics, which their performances are in excellent agreement with those of simulated results.

2. EFFECTS OF NARROW SLITS ON RESONANCE FREQUENCY

The proposed slow-wave resonator is shown in the inset of Figure 1. As can be seen from the figure, the resonator has a square loop resonator configuration with mitered bends. It is constructed with four transmission lines loaded inductively by narrow slits to obtain a slow-wave effect. The electrical length of each transmission line at the fundamental resonance frequency of conventional square loop resonator is $l_0 = \lambda/4$, the characteristic impedance is $Z_{c0} = 49.63\ \Omega$ and the effective dielectric coefficient is $\varepsilon_{eff0} = 4.43$. For the narrow slits, $Z_{cs} = 105.82\ \Omega$ and $\varepsilon_{effs} = 3.99$. These values have been calculated from the quasi-static formulas given in [1]. It should be noted that the slit number (n) is increased from center of each transmission line to its corners, an adjustable slow-wave effect is provided. The effect of the slit number on the resonance frequency is illustrated in Figure 1. The resonance frequency decreases exponentially between 1.827 and 1.335 GHz, while the slit number increases from 0 to 42. The change of the resonance frequency can be formulated with respect to the slit number as

$$f(n) = \frac{f_0}{\sqrt{1 + \alpha \cdot n}} \tag{1a}$$

$$\alpha = \frac{l_s}{l_0}\frac{Z_{cs}}{Z_{c0}}\sqrt{\frac{\varepsilon_{effs}}{\varepsilon_{eff0}}} \tag{1b}$$

where f_0 is the fundamental resonance frequency of the conventional square loop resonator and α is a fixed coefficient related with the electrical parameters of the resonator (given above). Figure 1 also shows the comparison of the results obtained from Eq. (1) ($\alpha = 0.02076$), curve fitting ($\alpha = 0.01904$) and simulation. As can be seen from the figure, the fundamental resonance frequency of the structure proposed in this study for different values of the slit number can be easily calculated by using the formula given in Eq. (1).

3. SLOW-WAVE DUAL-MODE RESONATORS AND FILTER DESIGN

To excite two degenerate modes of the proposed slow-wave resonator and design a dual-mode filter, the conventional configuration shown in the inset of Figure 2 can be used as presented in [6]. As can be seen from the figure, the center frequency decreases with the increment of the slit number so that a sufficient slow-wave effect can be obtained. However, as is well known, such a coupling scheme is not suitable for the cascade connection of microwave devices and moreover, the classical perturbation arrangement limits the slit number. Therefore, the input/output (*I*/*O*) ports can be located along the straight line in

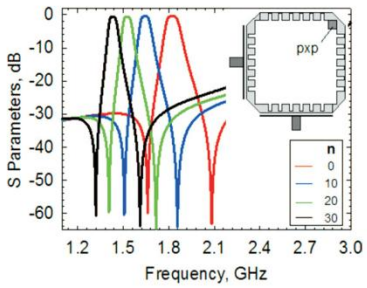


Figure 2 Change in the frequency response of the dual-mode bandpass filter using the classical perturbation arrangement with the slit number n (for the fixed perturbation, $P = 1.9$ mm). [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

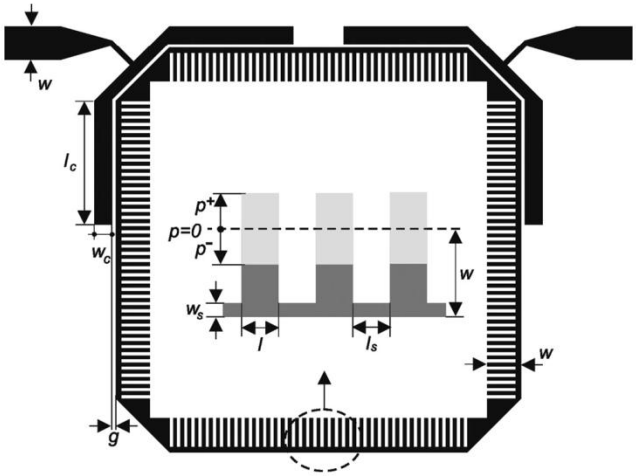


Figure 3 Proposed compact slow-wave dual-mode microstrip resonator ($n = 42$, $l_c = 7$ mm, $w_c = 1.0$ mm, $w = 1.9$ mm, $w_s = 0.3$ mm, $l = l_s = 0.2$ mm, $g = 0.2$ mm)

a similar manner to coupling scheme proposed in [7] as an alternative solution for the cascade connections. On the other hand, novel perturbation arrangement can be realized based on increase the electrical length of the bottom or top arm of the resonator to increase the slow-wave effect by etching more slits.

The novel slow-wave dual-mode resonator configuration including the proposed solutions is illustrated in Figure 3. The width of the bottom arm of the resonator has been used as the perturbation element to obtain a sufficient mode splitting, which is called as the perturbation width P in this study. When the width of the bottom arm of the resonator is equal to those of the other arms, the perturbation width P has been accepted as the zero position. In this case, there is no transmission. If the perturbation width p is shifted in the positive and negative directions as indicated in Figure 3, then two different filtering characteristics can be obtained. Figure 4 shows the frequency responses versus the different perturbation widths. It can be seen that transmission zeros can be moved from the imaginary axis of the complex frequency plane to its real axis, while the perturbation width P is changed from the positive direction to the negative direction. The value P must be positive for the elliptical characteristic, while it must be negative for the linear phase characteristic.

Mode splitting is investigated using full-wave EM simulations [8]. Figure 5 shows the changes of the mode frequencies and the coupling coefficient with respect to the perturbation width P, which is separated to three regions. One of them presents the single mode region where is no coupling between the degenerate modes. The others present dual-mode regions for

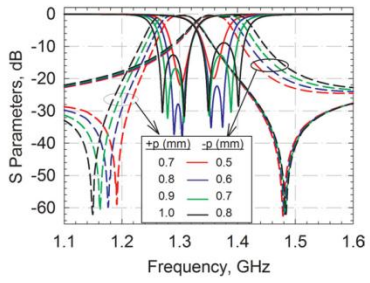


Figure 4 Passband characteristics of the proposed filters: if the perturbation value is changed from the positive ($+P$) to negative ($-P$), the filtering characteristic changes from the elliptical characteristic to the linear phase characteristic (dashed lines for S_{21}, solid lines for S_{11}). [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

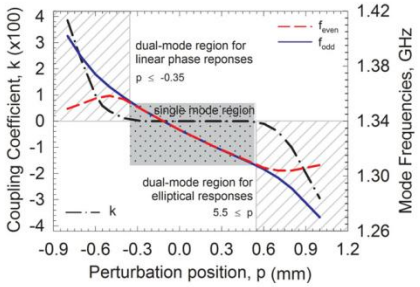


Figure 5 Coupling coefficient and mode frequencies versus the perturbation width. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

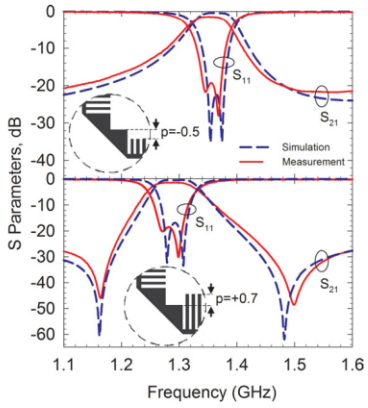


Figure 6 Comparison of simulated and measured results (Dashed lines show the simulation, solid lines show the measurement). [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

the elliptical and linear phase responses. The coupling coefficient k can be found by using the formula $k = (f_e^2 - f_o^2)/(f_e^2 + f_o^2)$ where f_e and f_o indicate even and odd mode frequencies, respectively. It should be noted that the change of the even mode frequency is more than that of the odd mode since the total electrical length of the resonator increases with the shifting of the perturbation width P from negative to positive.

4. BANDPASS FILTER APPLICATIONS

Two novel slow-wave dual-mode bandpass filters having linear and elliptical characteristics were designed using a full-wave EM Simulator [8]. The designed filters have been fabricated on RT/Duroid substrates having a relative dielectric constant as 6.15 and a thickness of 1.27 mm. The measurements have been realized using a Vector Network Analyzer HP8720C. The designed compact slow-wave dual-mode filters have an area of 22.6×22.6 mm^2, and the other dimensions are given in the caption of Figure 3. The perturbation width $P = -0.6$ mm for the linear phase filtering characteristic, while $P = +0.9$ mm for the elliptical filtering characteristic. Comparison of simulated and measured frequency responses are shown in Figure 6 and their summaries are given in Table 1. As can be seen from Figure 6 and Table I, the measured and simulated results are in an excellent agreement.

5. CONCLUSION

In this study, the effect of narrow slits on resonance characteristics of a novel square loop resonator has been investigated and a simple formula has been derived as a function of the slit number to calculate the resonance frequency. As an alternative conventional configurations regards to the location of *I/O* feed lines and the perturbation effect, a novel coupling scheme and perturbation arrangement have been presented. In addition, two compact slow-wave dual-mode bandpass filters with the elliptical and linear phase characteristics have been designed, fabricated and tested by using the proposed square loop resonator. An excellent agreement between the measured and simulated results has been observed.

TABLE 1 Summary of Simulated and Measured Results for Proposed Filters

Filter Type	p (mm)	f_0 (GHz) Sim.	f_0 (GHz) Meas.	FBW (%) Sim.	FBW (%) Meas.	IL (dB) Sim.	IL (dB) Meas.	RL (dB) Sim.	RL (dB) Meas.
Linear Phase	−0.6	1.364	1.355	5.6	5.8	0.42	1.44	22.5	19.4
Elliptical	+0.9	1.298	1.282	5.9	6.4	0.4	1.36	16.8	18.5

REFERENCES

1. J.S. Hong and M.J. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, Wiley, New York, 2001.
2. G.-L. Wu, W. Mu, X.-W. Dai, and Y.-C. Jiao, Design of novel dual-band bandpass filter with microstrip meander-loop resonator and CSRR DGS, Prog Electromagn Res 78 (2008), 17–24.
3. H.-W. Hsu, C.-H. Lai, and T.-G. Ma, A miniaturized dual-mode ring bandpass filter, Microwave Wireless Components Lett IEEE 20 (2010), 542–544.
4. M. Keshvari and M. Tayarani, A novel compact dual-mode bandpass filter, Microwave Opt Technol Lett 53 (2011), 656–659.
5. A. Gorur, C. Karpuz, and M. Alkan, Characteristics of periodically loaded CPW structures, Microwave Guided Wave Lett IEEE 8 (1998), 278–280.
6. A. Gorur, Description of coupling between degenerate modes of a dual-mode microstrip loop resonator using a novel perturbation arrangement and its dual-mode bandpass filter applications, IEEE Trans. Microwave Theory Tech 52 (2004), 671–677.
7. G.M. Eryilmaz, C. Karpuz, and A. Gorur, Dual-mode microstrip filters with adjustable transmission zeros, Microwaves Antennas Propagation, IET 2 (2008), 839–847.
8. EM User's Manual, Sonnet Software, Inc., Liverpool, NY, 2008.

© 2012 Wiley Periodicals, Inc.

HIGH-FREQUENCY LOW-POWER FRACTIONAL FREQUENCY MULTIPLIER

Yannan N. Miao, Chim Chye Boon, Manh Anh Do, Kiat Seng Yeo, and Wei Meng Lim
School of Electrical and Electronic Engineering, Nanyang Technological University, Nanyang Avenue, Singapore 639798; Corresponding author: miao0012@e.ntu.edu.sg

Received 8 May 2012

ABSTRACT: *The topology of fractional frequency multiplier (FFM) is proposed for high-frequency and low-power application. Based on the topology, a × (3/2) FFM is designed and fabricated in a 0.18 μm CMOS technology. The FFM's output power is larger than 0 dBm in its operation range from 15.3 to 18.45 GHz.* © 2012 Wiley Periodicals, Inc. Microwave Opt Technol Lett 55:146–149, 2013; View this article online at wileyonlinelibrary.com. DOI 10.1002/mop.27236

Key words: *CMOS; fractional frequency multiplier; injection-locked oscillator*

1. INTRODUCTION

With an increase in the demand for high-speed connectivity, wireless transceivers need more bandwidth for more channels and higher data rates. Hence, a frequency synthesizer in the transceiver needs to provide higher and multiband frequency.

The major obstacle of multiband frequency synthesizer is the implementation of a wide-band voltage-controlled oscillator (VCO). The VCO needs a varactor with large variable

EK B

REFERENCES

1. M. Hirvonen, K. Jaakkola, P. Pursula, and J. Säily, Dual-Band platform tolerant antennas for radio-frequency identification, IEEE Trans Antennas Propag 54 (2006), 2632–2637.
2. ETSI standard, Available at: http://www.etsi.org/deliver/etsi_en/300400_300499/30044002/01.03.01_60/en_30044002v010301p.pdf
3. S.Y. Chen and P. Hsu, CPW-fed folded-slot antenna for 5.8 GHz RFID tags, Electron Lett 40 (2004).
4. Copper Conductive Coating 599-B3755 from Spraylat, Available at http://www.spraylat.com

© 2012 Wiley Periodicals, Inc.

A NOVEL COMPACT CONFIGURATION FOR DUAL-MODE MICROSTRIP RESONATORS AND DUAL-BAND BANDPASS FILTER APPLICATIONS

Ceyhun Karpuz and Ali Kursad Gorur
The Department of Electrical and Electronics Engineering, Pamukkale University, 20070 Denizli, Turkey; Corresponding author: ckarpuz@pau.edu.tr

Received 13 July 2012

ABSTRACT: *In this article, a novel compact dual-mode resonator formed by a square loop having folded arms and mitered bends is proposed. Degenerate modes can be excited by shifting the gaps between the folds. Thus, the center frequency can be arranged at a fixed value because the total electrical length of the proposed configuration is not changed. A novel compact dual-mode dual-band bandpass filter is also designed by locating the one resonator within the other. Additionally, to suppress the harmonic of the first passband, open-circuited stubs are connected to the end of the feedlines. Two dual-mode dual-band bandpass filters with the elliptical and linear phase filtering characteristics for both passbands have been designed, fabricated, and tested. Calculated, simulated, and measured results are in a good agreement.* © 2012 Wiley Periodicals, Inc. Microwave Opt Technol Lett 55:775–779, 2013; View this article online at wileyonlinelibrary.com. DOI: 10.1002/mop.27444

Key words: *dual-mode; dual-band; bandpass filter; feedline*

1. INTRODUCTION

Microstrip dual-mode filters are extensively applied in many RF/microwave circuits because of their main advantages including narrow band, compact structure, and low-fabrication cost. Also, according to the fast developments in communication technology, multiple frequency bands are largely needed for modern communication systems.

To date, many authors have been studied on dual-mode and dual-band bandpass filters using different design methods [1–3]. As is well known, degenerate modes of conventional dual-mode resonators (DMRs) can be excited by means of perturbation elements as a corner-cut or a patch element to obtain linear phase or elliptical filtering characteristics, respectively [4]. However, it is observed that there is an undesirable change in the center frequency of the passband, whereas the filtering characteristic is changed from the elliptical filtering characteristic to the linear phase, which is an important problem for many applications.

In this article, a novel DMR having the same center frequency for both filtering characteristics is presented. Proposed resonator shown in Figure 1(a) is formed by using a square loop resonator having folded arms. Gaps between the folded lines in the orthogonal corner are used to excite degenerate modes of the resonator as a perturbation element. Mode excitation can be achieved by shifting these gaps in the negative or positive direction indicated in the figure. Conversely, the proposed configuration provides a size reduction of 55% as compared with the conventional dual-mode filter structure [4]. A feeding scheme consisted of the feedlines located on the upper corners of the resonator is also proposed to provide more flexibility for external or internal connections such as the cascade connection of the other microwave devices to filters or the connection of the open-circuited stubs to the end of feedlines for the harmonic suppression, respectively. Additionally, to remove the extra surface area requirements for the design of dual-mode dual-band bandpass filters, one DMR is located within the other DMR as is proposed in Ref. 3. Two dual-mode dual-band bandpass filters with the elliptical or the linear phase filtering characteristics have also been designed, fabricated, and tested by using a vector network analyzer. Frequency responses calculated from the coupling matrices and obtained from the simulations are in a very good agreement with those of the measurement.

2. A NOVEL COMPACT DMR

As is well known, microstrip DMRs can be constructed by using square loop resonators and are usually fed by a pair of orthogonal feedlines. To realize the mode excitation between the degenerate modes of a DMR, conventional perturbation effects can be obtained by locating or cutting a small patch at the diagonal line of the structure [1–4]. In this article, two different perturbation arrangements are used. In the first configuration, a novel arrangement based on the shifting the gaps between the folded transmission lines in the opposite corners of the I/O ports of the loop resonator has been proposed as shown in Figure 1(a). The second configuration using the conventional perturbation arrangement for the same filter is shown in Figure 2(a). However, as can be seen from the figure, second configuration has a novel feeding scheme.

2.1. Novel Perturbation Technique

The proposed resonator configuration is given in Figure 1(a). It is formed by folding the arms of a square loop resonator and it is fed by a pair of orthogonal feedlines arranged at 90° (or 270°). As can be seen from the figure, this configuration provides compactness as well as exciting degenerated modes by shifting the gaps between the folded lines near the orthogonal corner in the positive or negative directions as indicated in Figure 1(a). Therefore, the position of these gaps can be used as a perturbation element. Coupling diagram and equivalent circuit model of this filter are depicted in Figures 1(b) and 1(c), respectively. The frequency responses of the proposed DMR versus the different perturbation values are also illustrated in Figure 1(d). As can be seen from the figure, elliptical and linear phase filtering characteristics can be obtained for positive and negative p values, respectively. It should be noted that there is no change in the total electrical length of the resonator, whereas the perturbation element is shifted from the positive to negative, thus its center frequency does not change. Geometrical dimensions of the DMR having a resonance frequency of 1.215 GHz are $a = 22.6$ mm, $l_r = 9.0$ mm, $l_s = 3.5$ mm, and $w = 1.9$ mm. For all coupling gaps, g is 0.2 mm.

2.2. Novel Feeding Scheme

As shown in Figure 2(a), another feeding scheme is used for the proposed resonator. As can be seen from the figure, in this filter

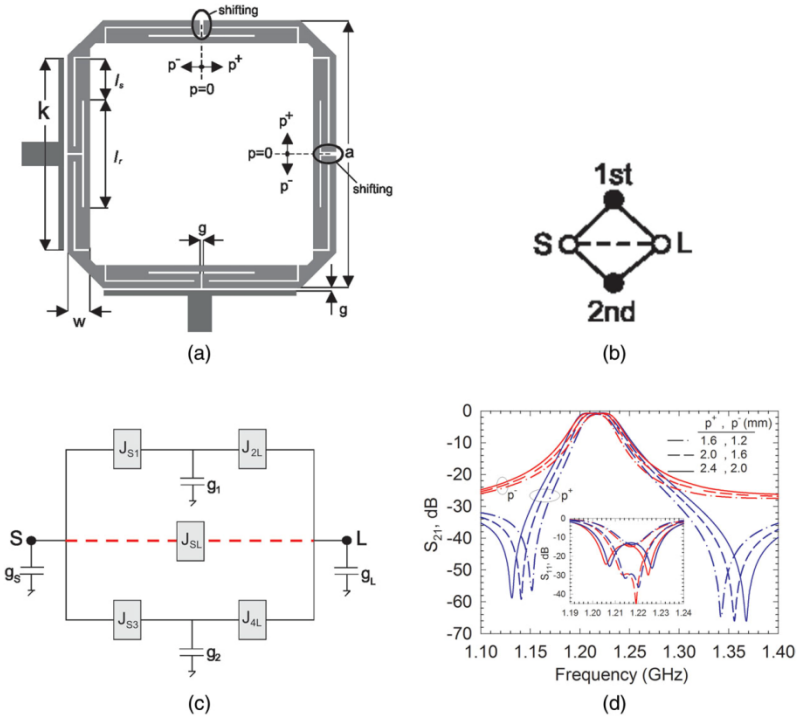


Figure 1 Proposed compact dual-mode bandpass filter with a novel perturbation arrangement: (a) filter configuration, (b) coupling diagram, (c) equivalent circuit model, and (d) frequency responses for different perturbation values. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

configuration, feedlines are located at the upper corners of the resonator along a straight line to provide more practical solutions for the external or internal connections. The electrical length between I/O ports is arranged at 90° (or 270°) in the center frequency of resonators to realize the dual-mode characteristic with the symmetrical frequency response. Source-load coupling diagram and equivalent circuit model are also illustrated in Figures 2(b) and 2(c), respectively. Length indicated with l_p in Figure 2(a) can be used as an individual perturbation element to excite the degenerate modes of the resonator, because the increment or decrement of this length in the symmetrical axis of the resonator creates an inductive or a capacitive effect, respectively. It should be noted that these changes are related with the reference lengths labeled with l_r. While the greater value of the perturbation element l_p than the reference length l_r provides an inductive effect, its lower value provides a capacitive effect, which these mode excitation procedures are similar to those of proposed in Ref. 4. Noted that l_p should be greater than l_r to obtain the linear phase characteristic, whereas l_p is smaller than l_r to obtain the elliptical characteristic. All dimensions are given above except $l_r = 9.0$ mm and $k = 5.0$ mm. Various frequency responses for different perturbation lengths are also illustrated in Figure 2(d). Conversely, the center frequency of the passband is changing due to the change in l_p for this feeding scheme.

3. DUAL-BAND FILTER APPLICATIONS WITH DMRs USING THE PROPOSED FEEDING SCHEME

A novel compact dual-mode dual-band microstrip bandpass filter using the proposed resonator topology is illustrated in Figure 3. To remove extra surface area, one of them, which is the DMR (DMR#1) having the higher resonant frequency, is located within the other DMR (DMR#2) having the lower resonant frequency. As can be seen from the Figure 3, air bridges are used to form the loop resonators, so the feedlines are passed under these air bridges. Mode excitation procedure has also been given in the previous section. Some examples for the effect of the perturbation elements on the frequency response are shown in Figure 4. The change of the perturbation values can be used to affect only one passband for both filtering characteristic. Thus, each passband can easily be controlled independently from the other one.

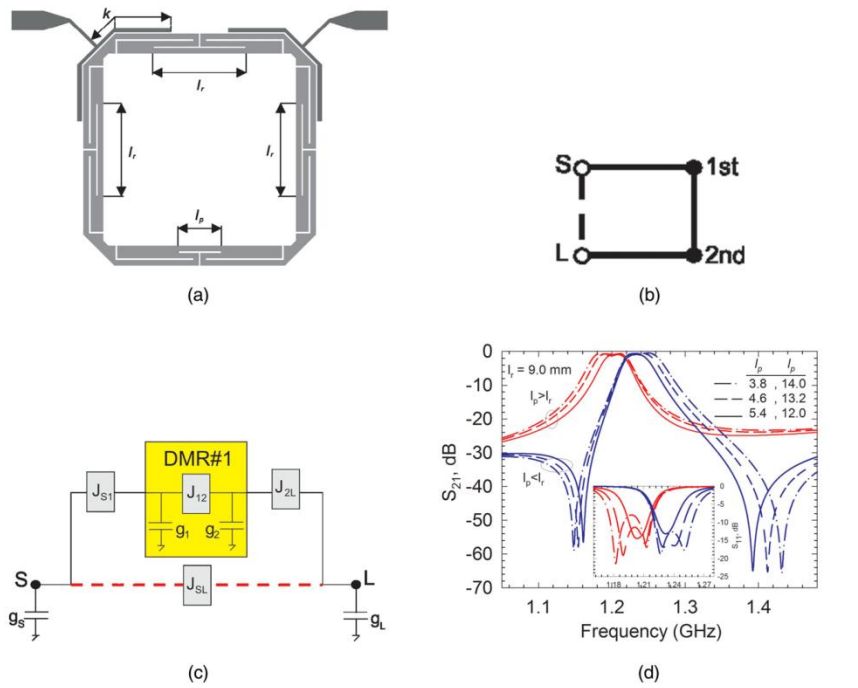


Figure 2 Proposed compact dual-mode bandpass filter with a novel feeding scheme: (a) filter configuration, (b) coupling diagram, (c) equivalent circuit model, and (d) frequency responses. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

Geometrical dimensions of the filter having two passbands at 1.21 GHz and 1.89 GHz are $a = 22.6$ mm, $b = 16$ mm, $l_{c1} = 2.5$ mm, $l_{c2} = 3.4$ mm, $l_{c3} = 1.0$ mm, $l_{c4} = 2.5$ mm, $l_{r1} = 5.0$ mm, and $l_{r2} = 9.0$ mm. Conversely, open-circuited stubs are connected to the end of the feedlines for the harmonic suppression. Equivalent circuit model and coupling diagram of the proposed filter are also represented in Figures 5(a) and 5(b), respectively. Theoretical analysis of the designed filters is achieved from coupling matrices obtained by using the similarity transformation procedures [5]. As mentioned in Ref. 3, there is a source-load coupling between the I/O ports and the other coupling elements can also be seen from Figure 5(b). Coupling matrices for the designed filters are given in Eq. (1). As can be seen from the equation, ± 0.8612 and ± 0.9817 are the couplings between the degenerate modes. While the negative sign, which means that there is a capacitive coupling between the modes of the resonator, is for the filter with elliptical characteristics; the positive sign, which means that there is an inductive coupling between the modes of the resonator, is for the linear phase characteristics. Two dual-mode dual-band bandpass filters having the elliptical and the linear phase filtering characteristic for both passbands are designed and

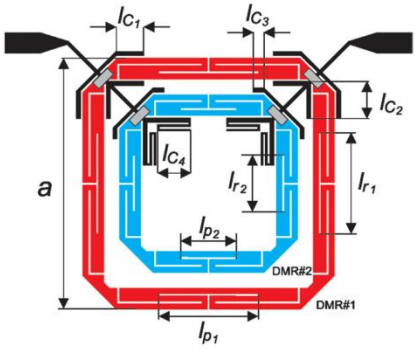


Figure 3 Proposed compact dual-mode dual-band bandpass filter. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

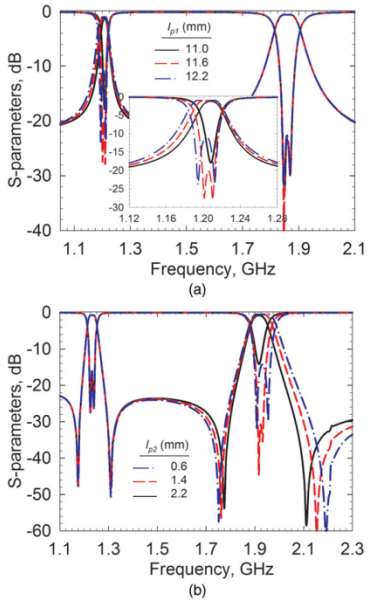


Figure 4 Frequency responses of the proposed dual-band bandpass filter for different perturbation lengths (a) $l_p > l_r$ and (b) $l_p < l_r$. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

simulated using a full-wave EM Simulator [6]. Designed filters have been fabricated on RT/Duroid substrates having a relative dielectric constant as 6.15 and a thickness of 1.27 mm. Measurements have been realized using a Vector Network Analyzer HP8720C. Comparison of the calculated, measured, and simulated results is shown in Figure 6 and their summary results are given in Table 1.

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.2326 & 0 & -0.2263 & 0 & 0.0388 \\ 0.2326 & 0 & \pm 0.8612 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 0.8612 & 0 & 0 & 0 & -0.2326 \\ -0.2263 & 0 & 0 & 0 & \pm 0.9817 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pm 0.9817 & 0 & -0.2263 \\ 0.0388 & 0 & -0.2326 & 0 & -0.2263 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

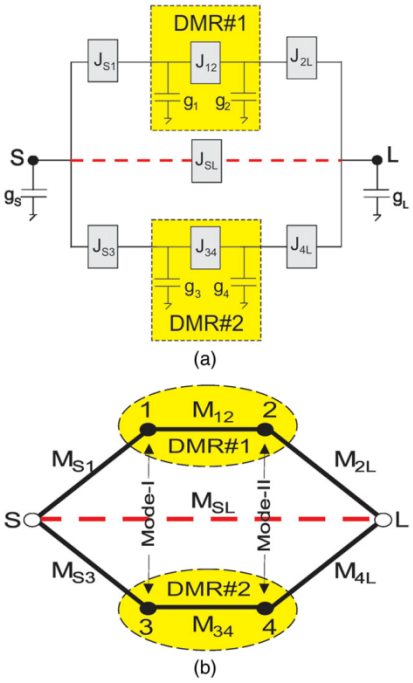


Figure 5 (a) Equivalent circuit model and (b) the coupling scheme for proposed filters. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

4. CONCLUSION

In this study, a novel compact DMR constructed by folding the arms of a square loop resonator as a meander line has been designed. Mode excitation has been achieved by shifting the gap between the folded lines from the positive to the negative directions, and vice versa. Thus, two novel dual-mode bandpass filters having elliptical and linear phase filtering characteristics can be obtained in the same center frequency because of their fixed electrical lengths. In

TABLE 1 Summary of Simulated, Measured, and Calculated Results of Designed Filters

Filter Type		Passband I			Passband II		
		f_0 (GHz)	BW (MHz)	RL (dB)	f_0 (GHz)	BW (MHz)	RL (dB)
Elliptical	*Simulated*	1.220	40	17.20	1.920	102	18.60
	Measured	1.230	54	13.70	1.900	99	19.40
	Calculated	1.232	50	20.55	1.950	75	20.55
Linear phase	*Simulated*	1.206	32	20.17	1.860	92	22.90
	Measured	1.197	55	11.94	1.860	132	17.00
	Calculated	1.212	50	14.85	1.856	75	14.85

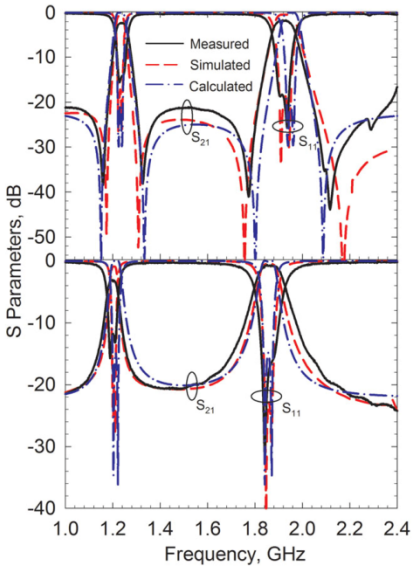


Figure 6 Comparison of calculated, simulated, and measured results for designed microstrip dual-mode dual-band filters. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

addition, novel dual-band bandpass filters with a different feeding scheme have been realized. Mode excitation has been achieved by applying an alternative perturbation arrangement based on the change of the capacitive or inductive effects in the symmetrical axis. Two dual-mode dual-band bandpass filters have been fabricated and tested. All frequency responses are in an excellent agreement.

REFERENCES

1. J.X. Chen, T.Y. Yum, J.L. Li, and Q. Xue, Dual-mode dual-band bandpass filter using stacked-loop structure, IEEE Microwave Wireless Compon Lett 16 (2006), 502–504.
2. Q.X. Chu and F.C. Chen, A compact dual-band bandpass filter using meandering stepped impedance resonators, IEEE Microwave Wireless Compon Lett 18 (2008), 320–322.
3. A. Gorur and C. Karpuz, Compact dual-band bandpass filters using dual-mode resonators, In IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest 2007, Honolulu, HI, pp. 905–908.
4. A. Gorur, Description of coupling between degenerate modes of a dual-mode microstrip loop resonator using a novel perturbation arrangement and its dual-mode bandpass filter applications, IEEE Trans Microwave Theory Tech 52 (2004), 671–677.
5. R.J. Cameron, Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters, IEEE Trans Microwave Theory Tech 51 (2003), 1–10.
6. EM User's Manual, Sonnet Software, Inc., Liverpool, NY, 2008.

© 2012 Wiley Periodicals, Inc.

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A WIDEBAND TOP LOOP LOADED MONOPOLE ANTENNA FOR MOBILE HANDSET

Pil Hyun Jung and Woon Geun Yang
Department of Electronics Engineering, University of Incheon, 12-1 Songdo-dong, Yeonsu-gu, Incheon, 406-772, Republic of Korea; Corresponding author: wgyang@incheon.ac.kr

Received 14 July 2012

ABSTRACT: *In this article, we design a wideband top loop loaded monopole antenna for mobile handset. There is one loop made by a rectangular-shaped slot on the top of the proposed antenna. The top loop is an asymmetric structure. Owing to the top loop, the antenna can have a huge bandwidth from 1540 to 2610 MHz. A High Frequency Structure Simulator (HFSS) is employed to analyze the proposed antenna in the design process and to compare the simulation and experimental results. The bandwidth of the proposed antenna is measured as 1500–2600 MHz for Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) of less than 3.* © 2012 Wiley Periodicals, Inc. Microwave Opt Technol Lett 55:779–782, 2013; View this article online at wileyonlinelibrary.com. DOI: 10.1002/mop.27443

Key words: *wideband; monopole; top loop*

1. INTRODUCTION

Recently, many mobile handset suppliers provide customers with a variety of functions, and mobile handsets are becoming

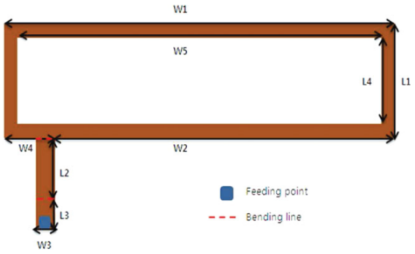


Figure 1 Geometry of the proposed antenna. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

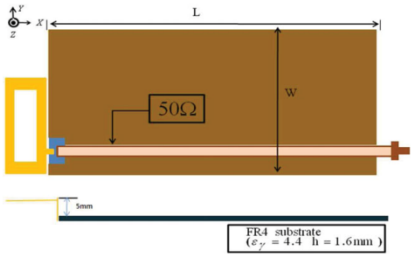


Figure 2 Geometry of the proposed antenna and ground plane. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

EK C

Design of Compact Multi-Band Microstrip Bandpass Filter Having Simultaneously Excited Passbands by Using Open-Circuited Stubs

Ali Kursad Gorur, Ceyhun Karpuz

Dept. of Electrical and Electronics Engineering, Pamukkale University, Denizli, 20070, Turkey

Email: agorur@pau.edu.tr, ckarpuz@pau.edu.tr

Abstract — In this paper, a novel compact multi-band bandpass filter design is realized by using a microstrip meander square loop resonator and open-circuited stubs which are located at 0^0 - 90^0- 180^0 - 270^0 according to the excitation ports. The proposed resonator structure can be used to design wideband bandstop filter with two notch bands or quad-band bandpass filter by connecting input/output ports to the resonator directly or capacitively coupled, respectively. In addition, quad-band bandpass filter includes two dual-mode passbands and two ultra-narrow single mode passbands. Degenerate modes of two dual-mode passbands can be simultaneously excited using only one conventional perturbation element in the orthogonal corner. To demonstrate the validity of proposed configuration and design procedure, a quad-band bandpass filter was designed, fabricated and tested. It can be used for the communication systems having the operating frequencies of 1.78, 2.3, 3.11 and 3.45 GHz. Measured results are in a very good agreement with the simulated results.

Index Terms — Quad-band, bandpass filter, simultaneously excited passbands, open-circuited stubs, notched band.

I. Introduction

In recent years, requirement of microstrip filters having low cost, low loss, high selectivity and compact size is gradually increasing in modern wireless communication systems. Since the microstrip filters operating at multiple frequencies have some advantages such as compactness, serving simultaneous operations, they are standing out instead of single band filters. Also, dual-mode filters have an important role in miniaturizations since they can be used as a doubly tuned circuit.

Several approaches have been studied for dual and triple-band microstrip bandpass filters using stepped impedance resonators, multiple resonators, dual-band ring resonator, open circuited stubs, etc [1-4]. Depending on the fast development in communication technologies, much more passbands can be required, so quad-band bandpass filters have an increasing demand in recent years. Similar approaches with dual and tri-band bandpass filters can also be used for quad-band bandpass filter design [3-5]. However, there are few studies on quad-band bandpass filter design since their design procedure is more difficult because of the harmonics of the previous passbands. In these designs, using multiple dual-mode resonators at different frequencies is the most commonly used procedure, because all passbands can be independently controlled. These configurations require multiple perturbation elements to excite each passband separately. Therefore, any configuration which allows exciting the degenerate modes of multiple passbands with only one perturbation element will remove this extra perturbation requirement.

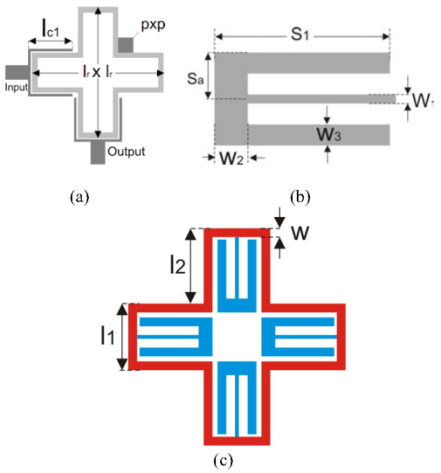


Fig. 1. a. Conventional dual-mode bandpass filter configuration b. Close view of an open-circuited stub to be located inside the conventional dual-mode resonator c. Proposed resonator configuration.

In this study, a novel quad-band microstrip bandpass filter design is achieved using a meander loop resonator having open-circuited stubs. Proposed structure has a similarity with some studies in the literature in terms of the types of open-circuited stubs [2, 6]. These studies provide a wide upper stopband by means of four stubs at 45^0 - 135^0 - 225^0 - 315^0 (at $\lambda/8$-$3\lambda/8$-$5\lambda/8$-$7\lambda/4$ wavelengths) inside the resonator. Although there are still four stubs inside the meander loop resonator in this study, locations of them are adjusted to 0^0 - 90^0 - 180^0 - 270^0 according to the excitation ports. Thus, four passbands can be obtained including two ultra-narrow notched bands and two dual-mode passbands. On the other hand, by using only one patch element in the orthogonal corner of the resonator, degenerate modes of the first and last passbands can be simultaneously excited. Therefore, proposed configuration may be named as a cloned-band bandpass filter. Proposed

978-1-4673-2141-9/13/$31.00 ©2013 IEEE

filter has been fabricated for the experimental verification of the simulated results. Measured results show an excellent agreement with the simulated results.

II. Conventional Dual-Mode and Dual-Band Filter

Conventional dual-mode bandpass filter and the close view of the open-circuited stubs to be used are depicted in Fig. 1a and Fig. 1b, respectively. As can be seen from Fig. 1b, open-circuited stubs have two open ends. Proposed resonator configuration is formed by locating four open-circuited stubs inside the conventional meander loop resonator as shown in Fig. 1c. Two of the stubs are located against the input/output (I/O) ports, whereas the other two stubs are placed at the opposite sides of the I/O ports. Thus, locations of all stubs are arranged at 0-λ/4- λ/2- 3λ/4 wavelengths.

As is well known, in the conventional filter structure given in Fig. 1a, I/O ports are coupled to the dual-mode resonator with feedlines and degenerate modes can be excited by using a perturbation element located in the orthogonal corner. In addition, type of the perturbation element such as a patch or a corner-cut element determines the locations of transmission zeros whether they are in the real frequencies or imaginary frequencies, respectively. All physical dimensions shown in Fig. 1 are, l_r =17.3 mm, l_{c1} =5.8 mm, l_1 = 5.3 mm, l_2 = 6 mm, s_1=5.8 mm, w =0.7 mm , w_1 = 0.3 mm, w_2 = 1.1 mm, w_3 = 0.7 mm.

To form dual passband using the proposed resonator, I/O ports can be directly connected to the resonator. Thus, by means of the open-circuited stubs, two notched bands can be created inside a wide stopband response as shown in Fig. 2. In the inset figure of Fig. 2, proposed configuration can be clearly seen. As can be seen from Fig. 2, there are three stopbands and degenerate modes of the first and third stopbands can be excited by using only one perturbation element. Hence, for the first and second passbands, transmission zeros in the lower and higher frequencies can be simultaneously controlled. It should also be noted that the both passbands have single pole and their center frequencies for the given physical dimensions are 2.08 and 2.86 GHz.

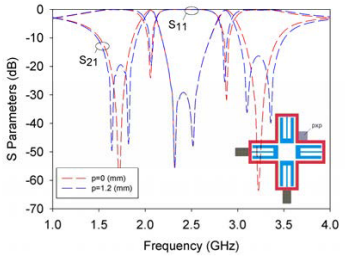


Fig. 2. Wideband bandstop filter with two notch bands. (Inset figure: Filter structure)

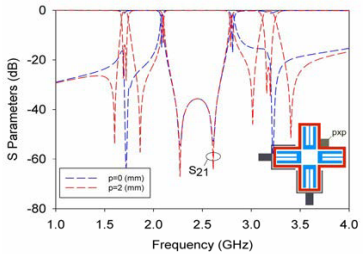


Fig. 3. Frequency responses of quad-band bandpass filter with respect to perturbation element.

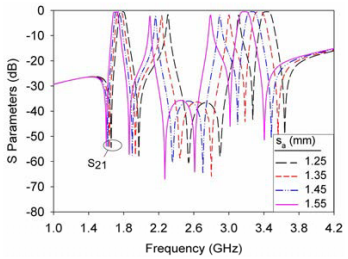


Fig. 4. Various frequency responses due to the different stub lengths, s_a

III. Quad-Band Bandpass Filter Structure

As mentioned in the previous section, dual-passband can be formed inside a wide stopband response when the IO ports are directly connected to the designed resonator, so they can be defined as notched bands. Also, these two ultra-narrow notched bands can be created by coupling the IO ports to the resonator using feedlines as can be seen in the inset figure of Fig. 3. Thus, proposed filter topology can be considered as a quad-band bandpass filter including two ultra-narrow notched bands. Additionally, degenerate modes of the first and fourth passbands of the proposed topology can be simultaneously excited by using only one perturbation element.

In Fig. 3, two different frequency responses can be seen according to the different perturbation dimensions. As can be seen from the figure, in the absence of perturbation element, there is not transmission in the first and last passbands. Therefore, it can be clearly seen that, proposed stub locations in a λ/4 resonator allow mode excitation of two different passbands simultaneously. For the frequency responses shown in Fig. 3, physical dimensions of the filter are same with the dimensions given in the previous section. As can be clearly seen from the Fig. 3, while the perturbation dimension, p, is increasing, degenerate modes of the first and last passbands are moving away from each other, simultaneously.

978-1-4673-2141-9/13/$31.00 ©2013 IEEE

TABLE I SUMMARY OF SIMULATED AND MEASURED RESULTS

	Simulated				Measured			
Passbands	**f_c (GHz)**	**RL (dB)**	**IL (dB)**	**FBW (%)**	**f_c (GHz)**	**RL (dB)**	**IL (dB)**	**FBW (%)**
1st	1.78	-15.3	-0.57	4.61	1.79	-20.49	-1.34	4.58
2nd	2.306	-15.38	-1.65	0.9	2.29	-15.8	-2.98	1.00
3rd	3.11	-14.05	-1.88	0.71	3.11	-14.6	-3.12	0.8
4th	3.45	-23.87	-0.51	3.8	3.4	-14.3	-1.58	4.21

Designed quad-band filter topology also allows controlling the center frequencies of the passbands by changing the lengths of the open-circuited stubs. Changes in center frequencies of the passbands due to the lengths of the stubs are also illustrated in Fig. 4. All passbands are shifting to lower frequencies due to the increment in s_a.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

A quad-band microstrip bandpass filter including two ultra-narrow notched bands has been designed, simulated and fabricated. Designed filter was simulated using a full- wave EM Simulator [7]. RT/Duroid substrate with a 6.15 relative dielectric constant and a thickness of 1.27 mm has been used for the fabrication. Photograph of the fabricated filter is illustrated in Fig. 5a. Measurements were realized by using Agilent E5071C ENA Network Analyzer. For the fabricated filter, s_a is 0.7 mm and perturbation patch dimension, p, is 2.0 mm. Designed filter has an electrical length of 0.27 λg x 0.27 λg for the quarter wavelength resonator, where, λg is the guided wavelength at the lowest center frequency, 1.78 GHz. Comparisons between the simulated and measured results are shown in Fig. 5b with a good agreement. Summaries of the numerical results for the measured and simulated results are also given in Table 1. It can be applied to 1.8, 2.3, 3.11 and 3.45 GHz systems.

V. CONCLUSION

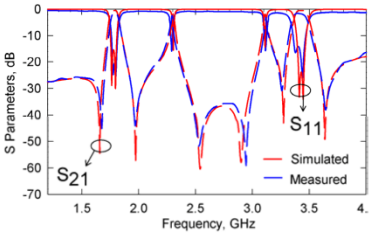
A novel compact quad-band microstrip bandpass filter including two ultra-narrow notched bands and two dual-mode passbands has been investigated. Proposed filter has been designed by locating four open-circuited stubs inside a microstrip meander square loop resonator. Unlike the conventional stub-loaded resonators in the literature, stubs have been located at 0^0-90^0-180^0-270^0 according to the I/O port locations. Thus, degenerate modes of the first and fourth passbands can be simultaneously excited using only one perturbation element in the orthogonal corner. Design filter has also been fabricated and measured in an excellent agreement with the simulated results.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Scientific and Technological Research Council of Turkey (TUBITAK) under Grant 112E041.



(a)



(b)

Fig. 5. a. Photograph of the fabricated filter b. Comparison of the simulated and measured results.

REFERENCES

[1] S. Luo, L. Zhu, S. Sun , "A Dual-Band Ring-Resonator Bandpass Filter Based on Two Pairs of Degenerate Modes," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech*, vol.58, no.12, pp.3427-3432, Dec. 2010

[2] A. K. Gorur, C. Karpuz, "A novel perturbation arrangement for dual-mode resonators and its dual-band bandpass filter applications," *Microwave Conference (EuMC)* vol.,no., pp.468-471, Oct. 2011

[3] Yi-Ting Kuo, Jian-Yu Li; Shi-Yu Cheng; Chi-Yang Chang; , "Tri-band and quad-band filter design using E-shaped resonators," *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2011 Asia-Pacific* , vol., no., pp.1270-1273, Dec. 2011

[4] Shih-Cheng Lin, "Microstrip Dual/Quad-Band Filters With Coupled Lines and Quasi-Lumped Impedance Inverters Based on Parallel-Path Transmission," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech* , vol.59, no.8, pp.1937-1946, Aug. 2011

[5] Hsu, Ko-Wen; Tu, Wen-Hua; , "Compact wide-stopband quad-band bandpass filter with tunable transmission zeros," *2012 IEEE Microwave Symposium Digest*, vol.,no., pp.1-3, June 2012

[6] Y-Z. Wang, M.-L. Her, "Miniaturised dual-mode microstrip bandpass filters with wide upper stopband," *Microw., Antennas & Propagation, IET* , vol.1, no.4, pp.904-910, Aug. 2007

[7] em, Sonnet Software Inc., June 2011, Version 13.52

978-1-4673-2141-9/13/$31.00 ©2013 IEEE

EK D

A Novel Compact Triple-Mode Microstrip Bandstop Filter with Adjustable Reflection Zeros

Ali Kursad Gorur[1], Ceyhun Karpuz[1], Pinar Ozturk Ozdemir[1] and Zuhra Karaca[1]

[#]Electrical-Electronics Engineering, Pamukkale University
Pamukkale Universitesi, Muhendislik Fakultesi, 20070, Denizli, Turkiye

agorur@pau.edu.tr

Abstract **— In this letter, the effect of open-circuited stubs on the frequency response of a microstrip square loop resonator shaped as a meander form is investigated with a full-wave electromagnetic (EM) simulator and a triple-mode microstrip bandstop filter is designed by using this effect. Proposed filter configuration is consisted of a microstrip square loop resonator shaped meander and four open-circuited stubs vertically and horizontally located inside the resonator. These stubs not only can be used to adjust the reflection poles in the stopband, but also used to obtain the miniaturisation. Central reflection pole is related with the horizontally located stubs, whereas the other two reflection poles are obtained from the vertically located stubs. In addition, the proposed configuration allows the controlling of the reflection zeros by changing the lengths of the stubs. Designed filter is simulated, fabricated and tested. Measured results show a good agreement with the simulated results.**

Index Terms **—Triple mode, bandstop filter, open-circuited stubs.**

I. Introduction

Planar filters are well popular for the advantages of compact size, low cost and low loss, since they can be widely used in microwave circuits and communication systems. In modern communication systems, bandstop filters are largely used to avoid the unwanted signals and interferences. To date, various bandstop filter design methods have been introduced such as using dual-mode loop resonators [1], open-circuited stubs [2], patch resonators [3], waveguides [4], etc. Moreover, multi-mode bandpass/bandstop filters also have an important role in communication system design because of their great advantages for miniaturisation [5, 6].

In this letter, design of a novel compact tri-mode microstrip bandstop filter by using open-circuited stubs is presented. Proposed structure is consisted of a meander loop resonator having internally connected two vertical and two horizontal open-circuited stubs. These stubs have two open-ends and are located inside the meander loop resonator with a separation of 90°. Lengths of the vertical and horizontal stubs relative to each other can also be used to control the location of reflection zeros. Designed filter is simulated, fabricated and tested. Measured results are in a good agreement with the simulated results. It has a wide stopband at 2.45 GHz with a fractional bandwidth of %25.7.

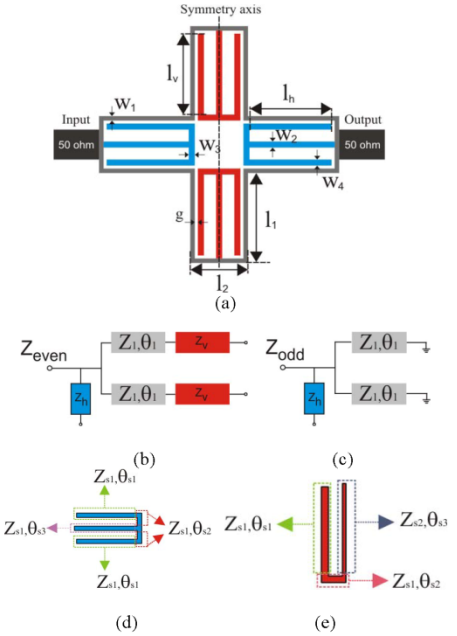


Fig. 1. a) Proposed triple-mode bandstop filter configuration b) even mode equivalent circuit c) odd mode equivalent circuit d) horizontal stubs e) half of vertical stubs

II. Triple-Mode Microstrip Bandstop Filter

A. Theoretical Model

Equivalent half circuits for even and odd mode conditions of the proposed filter are shown in Fig. 1b and Fig. 1c, respectively. Z_h and Z_v represent the horizontal and vertical stub impedances, respectively. It should be noted that, since

978-1-4799-1472-2/13/$31.00 ©2013 IEEE

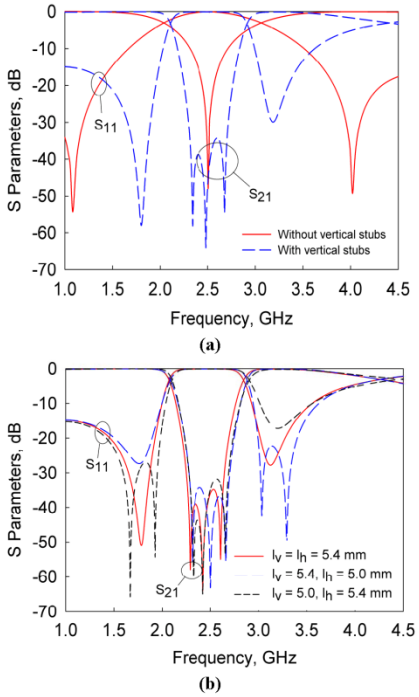


Fig. 2. a) Simulated frequency responses of the bandstop filter with and without open-circuited stubs b) Simulated frequency responses with respect to various stub lengths.

the symmetry axis cut the vertical stub, half of the impedance of is taken to express the even mode impedance. For the horizontal and vertical stubs, transmission line impedances and electrical lengths descriptions are also shown in Fig. 1d and 1e, respectively.

Using the equivalent circuit model shown in Fig. 1b, resonance conditions for the even mode may be expressed as,

$$Z_{s1}Z_{s2}\cot(\theta_{s1}+\theta_{s2})-Z_{s2}{}^{2}\tan(\theta_{s3})-Z_{s2}Z_{1}\tan(\theta_{1}) -Z_{s1}Z_{1}\tan(\theta_{1})\tan(\theta_{s3})\cot(\theta_{s1}+\theta_{s2})=0 \quad (1a)$$

or,

$$\cot(\theta_{s1}+\theta_{s2})-2\tan(\theta_{s3})=0 \quad (1b)$$

In addition, resonance condition for the odd mode may also be expressed from Fig. 1c as,

$$\cot(\theta_{s1}+\theta_{s2})-2\tan(\theta_{s3})=0 \quad (2)$$

B. Filter Design

Proposed triple-mode bandstop filter configuration is illustrated in Fig. 1. The bandstop filter was designed and fabricated on RT/Duroid substrate with a 6.15 relative dielectric constant and a thickness of 1.27 mm. Input/output ports are adjusted to 50 • . All dimensions depicted in Fig. 1 are, l_1=6.0, l_2= 3.8, w_1=0.3, w_2=w_3= w_4=0.4 and g=0.2 mm. Open-circuited stubs are investigated as vertical and horizontal stubs and their stub lengths are named as l_v and l_h, respectively.

In Fig. 2a, frequency responses of the proposed configuration with and without the vertical stubs are given. It can be seen that a reflection pole is observed resulting from the horizontally located stubs and two extra reflection poles can be obtained by using vertically located stubs. Various frequency responses corresponding to the different stub lengths are shown in Fig. 2b. As can be seen from the figure, reflection zeros and poles can be controlled by changing the vertical and horizontal stub lengths l_v and l_h, respectively. While l_v is greater than l_h, a pair of reflection zeros occur at the right-hand side of the stopband. In case of smaller l_v with respect to l_h, a pair of reflection zeros occur at the left-hand side of the stopband. Besides, while all stub lengths are equal to each other, only one reflection zero occurs at both side of the stopband. As shown in Fig. 2b, l_v and l_h are adjusted to 5.0 and 5.4 mm to prove the mentioned idea.

III. Results and Discussion

Proposed triple-mode bandstop filter was simulated, fabricated and tested using Agilent E5071C ENA Network Analyzer. Simulations were realized by a full-wave EM Simulator [7]. Designed filter has a compact size as 15.8x15.8 mm^2 at the center frequency of 2.45 GHz with a fractional bandwidth of %25.7. For the fabricated filter, l_v and l_h are equal to each other as 5.4 mm. Photograph of the fabricated filter is illustrated in Fig. 3a. As can be seen from Fig. 3b, measured and simulated results show a good agreement. Numerical results are also given in Table 1.

TABLE I
NUMERICAL RESULTS

Name	FBW (%)	f_C (GHz)	IL (dB)	RL (dB)
Simulated	25.7	2.45	> 30	0.11
Measured	29.6	2.43	> 25	0.99

VII. Conclusion

Design of a compact triple-mode bandstop filter with open-circuited stubs has been achieved in this letter. Designed filter is applicable for the systems requiring stopband at 2.45 GHz. It allows controlling the reflection zeros near the stopbands

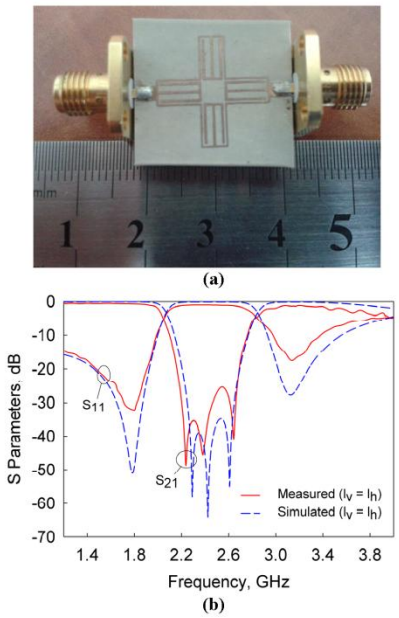


Fig. 3. a) Photograph of the fabricated filter b Comparison of the simulated and measured results.

by changing the lengths of vertical and horizontal stubs, separately. Thus, it has been shown that the status of the stubs relative to each other has influence on the reflection zeros. Proposed filter was fabricated, simulated and tested. Measured results are in a good agreement with the simulated results.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Scientific and Technological Research Council of Turkey (TÜB TAK) under Grant 112E041.

REFERENCES

1 Chiou, H.-K.; Tai, C.-F.; , "Dual-band microstrip bandstop filter using dual-mode loop resonator," *Electronics Letters* , vol.45, no.10, pp.507-509, May 7 2009.

2 A. Gorur, C. Karpuz, E. Gunturkun, M. Urhan, A.K. Gorur, , "Design of microstrip bandstop filter with adjustable wide passband using folded open-circuited stub resonators", Asia-Pacific Microwave Conference, Singapore, 2009, pp.894-897.

3 Jia-Sheng Hong, "Microstrip dual-mode band reject filter", 2005 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol., no., pp.4.

4 Snyder, R.V.; Sanghoon Shin; , "Bandstop filters using dielectric loaded evanescent mode resonators," Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International , vol.2, no., pp. 599-602 Vol.2.

5 Xu, J.; Miao, C.; Cui, L.; Ji, Y.-X.; Wu, W.; , "Compact high isolation quad-band bandpass filter using quad-mode resonator," *Electronics Letters* , vol.48, no.1, pp.28-30, January 5 2012.

6 Jian-Kang Xiao; Xiao-Peng Zu; Hui-fen Huang; Wei-Li Dai; , "Multi-mode bandstop filter using defected equilateral triangular patch resonator," Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE), 2010 9th International Symposium on , vol., no., pp.1252-1255.

7 em, Sonnet Software Inc., June 2011, Version 13.52.

EK E

A NOVEL COMPACT MICROSTRIP DUAL-MODE WIDEBAND BANDPASS FILTER DESIGN USING TUNING STUBS

Ali K. Gorur, Ceyhun Karpuz, Ahmet Ozek, Pinar O. Ozdemir, and Zuhra Karaca
Department of Electrical and Electronics Engineering, Pamukkale University, 20070 Denizli, Turkey; Corresponding author: agorur@pau.edu.tr

Received 5 May 2013

ABSTRACT: *In this article, a novel dual-mode wideband bandpass filter having tuning stubs is proposed. Proposed filter has two stopbands in the lower and higher sides of the passband as the filter is configured as a bandstop filter by using direct-connected feedlines. Hence, a passband can be created inside a wide stopband by means of the open-circuited stubs, which are called as tuning stubs, located into the opposite corners of the input and output (I/O) ports, which are arranged so as to form a quarter wavelength resonator. Tuning stubs are placed inside a meander loop resonator to keep the compact configuration. On the other hand, center frequency of the passband can be controlled by changing the lengths of the tuning stubs. Additionally, by means of a perturbation patch placed at the orthogonal corner of the loop resonator, selectivity of the passband can also be controlled by exciting the degenerate modes of the side stopbands. Designed filter has been fabricated, simulated and measured in a good agreement.*
© 2014 Wiley Periodicals, Inc. Microwave Opt Technol Lett 56:47–49, 2014; View this article online at wileyonlinelibrary.com. DOI 10.1002/mop.28078

Key words: *dual mode; tuning stubs; wideband; bandpass filter*

1. INTRODUCTION

Recently, there is an increasing demand for microstrip bandpass filters as they have a wide usage area in mobile/satellite communication systems. Therefore, microstrip filter topologies having high performance have a great interest in microwave literature [1]. Also, wideband bandpass filters have respectable place in microwave communications, because they are commonly used in various microwave devices including receivers and transmitters.

Dual-mode microstrip resonators are usually used to design narrowband bandpass/bandstop filters because of their advantages such as small size, low cost, high selectivity, and easy implementation [2]. Parallel coupled lines are mostly used for wideband bandpass filter design in the literature [2–4]. However, as the coupling between adjacent resonators or transmission lines needs to be very large, fabrication difficulties are appeared. In [3], parallel coupled lines have been used in I/O ports for a dual-mode square loop resonator and a novel wideband bandpass filter design has been achieved by investigating the multiple resonances under different coupling strengths. In another wideband bandpass filter design using square loop resonator, direct-connected feedlines have been used as a bandstop configuration and by means of the tuning stubs, a wide passband with two side stopbands has been created [4]. However, in this design, tuning stubs requires covering large circuit size.

In this study, a novel wideband bandpass filter is designed by using tuning stubs located into the orthogonal corners of the I/O ports of a $\lambda/4$ meander loop resonator. As the tuning stubs are located inside the resonator, extra surface area is not needed. In addition, these stubs are not only required for creating the

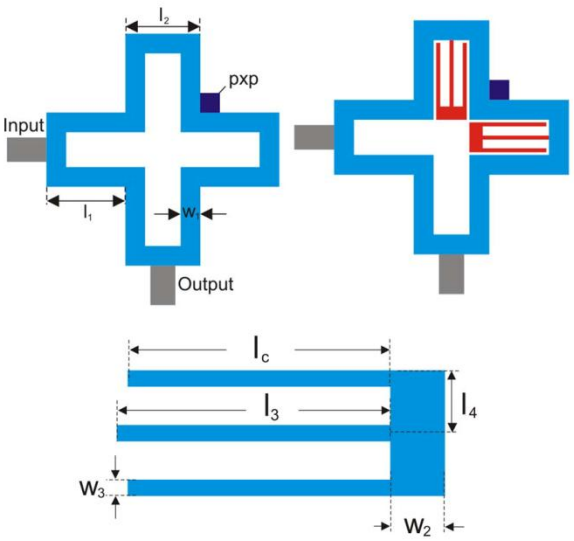


Figure 1 (a) Proposed bandstop filter structure, (b) Proposed wideband bandpass filter configuration, (c) a closer view of the tuning stub, and (d) transmission line model of the tuning stub. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

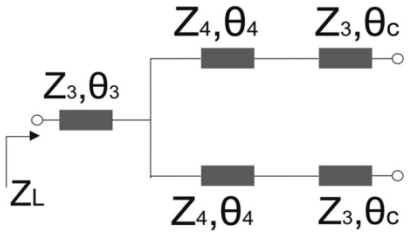


Figure 1 (Continued)

passband, but also necessary for controlling the center frequency. On the other hand, a perturbation patch is used in the orthogonal corner of the meander loop resonator to achieve the mode excitation in the side stopbands, so selectivity of the passband may be increased as degenerate modes of the stopbands are transmission zeros of the passband. Designed dual-mode wideband bandpass filter has been fabricated. Measured and simulated results show a good agreement.

2. DESIGN PROCEDURE

Proposed filter is constructed as a dual-mode bandstop filter with direct-connected feedlines as shown in Figure 1(a). Degenerate modes of this bandstop filter can be excited by a perturbation patch located in the symmetrical axis of the resonator. Based on the structure studied in [4], to obtain a wide passband, tuning stubs located into the opposite corners of the I/O ports can be used. Unlike this structure, tuning stubs are placed into a meander loop resonator as shown in Figure 1(b). Therefore, a more compact designation can be achieved as the feedlines are not required to be large. A close view and transmission line model of the tuning stubs are shown in Figures 1(c) and 1(d), respectively.

All dimensions depicted in Figures 1(a) and 1(c) are $l_1 = 6.0$ mm, $l_2 = 5.7$ mm, $l_3 = 5.0$ mm, $l_4 = 1.15$ mm, $w_1 = 1.5$ mm, $w_2 = 1.0$ mm, and $w_3 = 0.3$ mm. The designed bandstop filter has a resonance frequency of 2.58 GHz and it is fabricated on a RT/Duroid substrate having a relative dielectric constant as 6.15 and a thickness of 1.27 mm. Simulations of the designed filter are realized by a full-wave EM Simulator [5] and frequency responses due to the different perturbation dimensions for the bandstop filter are illustrated in Figure 2. There is a wide stopband between 1.04 and 3.9 GHz and a passband until 6.2 GHz with a total resonator surface area of 17.7 × 17.7 mm^2. Additionally, as can be seen from the figure, perturbation patch is not only required for the excitation of the degenerate modes, but it can also widen the stopband [6].

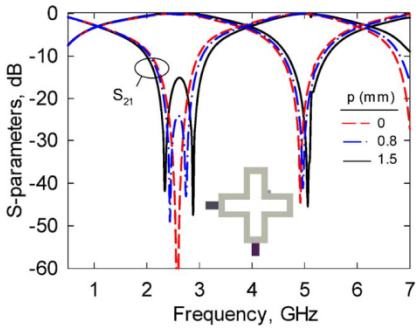


Figure 2 Frequency response of the conventional bandstop filter given in Figure 1(a) due to the different perturbation dimensions. Inset figure: filter structure. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

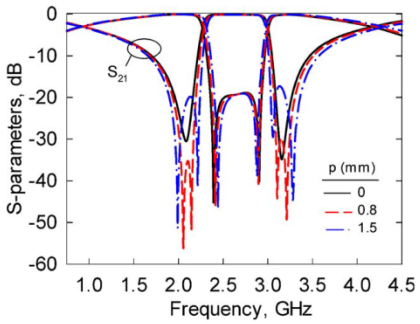


Figure 3 Frequency response of the proposed wideband bandpass filter given in Figure 1(b) due to the different perturbations. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

3. DUAL-MODE WIDEBAND BANDPASS FILTER

As mentioned in the previous section, using the designed bandstop filter configuration, a wide passband can be created by means of the tuning stubs located into the opposite corners of the I/O ports based on the filter configuration in [4]. Designed wideband bandpass filter has a resonance frequency of 2.66 GHz and two side stopbands in the absence of perturbation. On

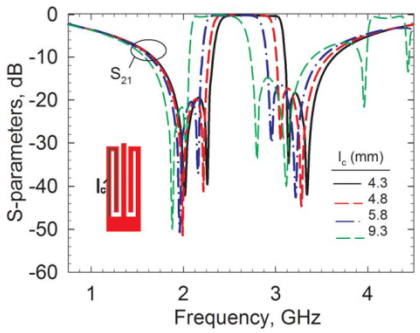


Figure 4 Effects of stub length, l_c, on the resonance characteristics of the wideband bandpass filter. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

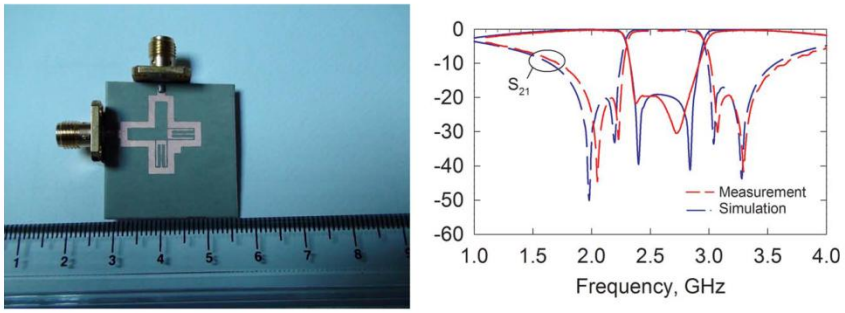


Figure 5 (a) Photograph of the fabricated filter, and (b) comparison of the simulated and measured results. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

the other hand, selectivity of the passband can be controlled by changing the dimensions of the perturbation patch, as the degenerate modes of the side stopbands are transmission zeros of the passband. Investigations of the frequency responses corresponding to the different perturbation dimensions are shown in Figure 3. As can be seen from the figure, while p is zero, degenerate modes of the stopbands are not excited. It should also be noted that, both sidebands are simultaneously affected from the change of perturbation dimension.

Tuning stubs are also useful to adjust the center frequency of the passband which is illustrated in Figure 4. As can be seen from the figure, while the lengths of the open-circuited stubs are increasing, center frequency of the passband is decreasing to lower frequencies. As can be seen from the inset figure of Figure 4, lengths of the open-circuited stubs are folded to observe maximum size reduction. Therefore, l_c is investigated until 9.3 mm and resonance frequency of the passband is 2.27 GHz for this stub length.

4. EXPERIMENTAL STUDIES

Designed dual-mode wideband bandpass filter has been fabricated for the verification of the simulation results and a photograph of the fabricated filter is shown in Figure 5(a). Measurements have been realized using a Vector Network Analyzer Agilent E5071C. Comparisons of the simulated and measured results are also shown in Figure 5(b). The dimension of the perturbation patch, p, is 1.5 mm for the experimental studies. Lengths of the open-circuited sides of the tuning stubs are 4.8 mm. Insertion losses of the passband for the simulated and measured results are 0.16 and 0.36 dB, respectively, and return losses for both simulated and measured results are greater than 15 dB. Fractional bandwidth of the measurement is observed as 25.4%, whereas for the designed filter, fractional bandwidth is 26.6% with a center frequency of 2.58 GHz.

5. CONCLUSION

In this study, a novel compact dual-mode microstrip wideband bandpass filter has been designed. Designed filter has direct-connected feedlines as a bandstop filter configuration and 50 Ω input and output ports have been arranged as quarter wavelength resonator. By means of the tuning stubs located into the opposite corners of the I/O feedlines, a wide passband with two side stopbands has been created. By varying the dimensions of the perturbation element in the orthogonal corner of the resonator, control of the transmission zeros near the passband has been achieved. Additionally, tuning stubs have been located inside a meander loop resonator to remove extra surface area. Designed filter has also been fabricated and measured. Measured results show an excellent agreement with the simulated results.

REFERENCES

1. M.D. Pozar, Microwave engineering, Wiley, Hoboken, NJ, 2005.
2. J.S. Hong and M.J. Lancaster, Microstrip filters for RF/microwave applications, Wiley, New York, 2001.
3. S. Sun and L. Zhu, Wideband microstrip ring resonator bandpass filters under multiple resonances, IEEE Trans Microwave Theory Tech 55 (2007), 2176–2182.
4. J. Konpang, C. Jumneansri, P. Anunvrapong, and J. Wongmethanukroah, A dual-mode wide-band bandpass filter using the microstrip loop resonator with tuning stubs, In: European Microwave Conference, Munich, Germany, 2007, pp. 791–794.
5. EM user's manual, Sonnet Software, Liverpool, NY, 2008.
6. A. Gorur, Description of coupling between degenerate modes of a dual-mode microstrip loop resonator using a novel perturbation arrangement and its dual-mode bandpass filter applications, IEEE Trans Microwave Theory Tech 52 (2004), 671–677.

© 2014 Wiley Periodicals, Inc.

FREQUENCY-RECONFIGURABLE DUAL-BAND MONOPOLE ANTENNA FOR WiMAX WIRELESS DEVICES

X. L. Sun, S. W. Cheung, and T. I. Yuk
Department of Electrical and Electronic Engineering, The University of Hong Kong, Hong Kong, People's Republic of China; Corresponding author: xlsun@eee.hku.hk

Received 5 May 2013

ABSTRACT: *This article proposes a planar monopole antenna with two frequency-tunable bands for wireless devices used in the WiMAX system. The antenna has two radiating branches acting as monopoles and resonating at around 2.4 GHz (lower band) and 3.4 GHz (higher band). By using two varactors on the radiating branches with novel designs of DC-biasing circuits, the two operating bands can be continuously tuned using the corresponding DC-bias voltages. The lower band can be tuned to cover the frequency bands of 2.3–2.4 GHz and 2.5–2.69 GHz, and the*

EK F

14. M. Franceschetti, J. Bruck, and L. Schulman, A random walk model of wave propagation, IEEE Trans Antennas Propag 52 (2004), 1304–1317.
15. M. Iskander and Z. Yun, Propagation prediction models for wireless communication systems, IEEE Trans Microwave Theory Techn. 50 (2002), 662–673.
16. G. Gennarelli and G. Riccio, A uapo-based model for propagation prediction in microcellular environments, Prog Electromagn Res B 17 (2009), 101–116.
17. H.W. Son and N.H. Myung, A deterministic ray tube method for microcellular wave propagation prediction model, IEEE Trans Antennas Propag 47 (1999), 1344–1350.
18. H. Song, H. Wang, K. Hong, and L. Wang, A novel source localization scheme based on unitary esprit and city electronic maps in urban environments, Prog Electromagn Res 94 (2009), 243–262.
19. A. Tayebi, J. Gómez, F. de Adana, and O. Gutierrez, The application of arrival and received signal strength in multipath indoor environments, Prog Electromagn Res 91 (2009), 1–15.
20. L. Azpilicueta, F. Falcone, J.J. Astráin, J. Villadangos, I.J. García Zuazola, H. Landaluce, I. Angulo, and A. Perallos, Measurement and modeling of a UHF-RFID system in a metallic closed vehicle, Microwave Opt Technol Lett 54 (2012), 2126–2130.
21. A. Moreno, I. Angulo, A. Perallos, H. Landaluce, I.J.G. Zuazola, L. Azpilicueta, J.J. Astráin, F. Falcone, and J. Villadangos, IVAN: Intelligent Van for the distribution of pharmaceutical drugs, Sensors 12 (2012), 6587–6609.
22. J.A. Nazábal, P. Iturri López, L. Azpilicueta, F. Falcone, and C. Fernández-Valdivielso, Performance analysis of IEEE 802.15.4 compliant wireless devices for heterogeneous indoor home automation environments, Int J Antennas Propag 2012 (2012), 14.
23. S. Led, L. Azpilicueta, E. Aguirre, M. Martínez de Espronceda, L. Serrano, and F. Falcone, Analysis and description of HOLTIN service provision for AECG monitoring in complex indoor environments, Sensors 13 (2013), 4947–4960.
24. P.L. Iturri, J.A. Nazábal, L. Azpilicueta, P. Rodriguez, M. Beruete, C. Fernández-Valdivielso, and F. Falcone, Impact of high power interference sources in planning and deployment of wireless sensor networks and devices in the 2.4GHz frequency band in heterogeneous environments, Sensors 12 (2012), 15689–15708.
25. E. Aguirre, J. Arpón, L. Azpilicueta, S. de Miguel, V. Ramos, and F. Falcone, Evaluation of electromagnetic dosimetry of wireless systems in complex indoor scenarios within body human interaction, Prog Electromagn Res B 43 (2012), 189–209.
26. M. Muñoz-Organero, P.J. Muñoz-Merino, and C. Delgado-Kloos, Using bluetooth to implement a pervasive indoor positioning system with minimal requirements at the application level, Mobile Inf Syst 8 (2012), 73–82.
27. T.S. Rappaport, (Ed.), Wireless communications: Principles and practice, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 2001.

© 2014 Wiley Periodicals, Inc.

EVEN–ODD MODE ANALYSIS FOR MULTIBAND BANDPASS FILTERS HAVING MULTIPLE RESONATORS AND ITS MICROSTRIP IMPLEMENTATIONS

Ceyhun Karpuz[1] and Ali Kursad Gorur[2]
[1] Department of Electrical and Electronics Engineering, Pamukkale University, Denizli, 20070, Turkey
[2] Department of Electrical and Electronics Engineering, Nevsehir Haci Bektas Veli University, Nevsehir, 50100, Turkey; Corresponding author: agorur@pau.edu.tr

Received 1 April 2014

ABSTRACT: *This article presents even–odd mode impedance/admittance descriptions for dual-mode multiband filters having independently controllable passbands formed by multiple resonators in different electrical lengths. Even–odd mode impedance models of dual-mode ring resonators are used. Using these models, conventional equivalent admittance formulas are revised with a frequency dependent separation coefficient to obtain the desired in-band return loss levels by keeping each passband from the effects of other passbands. As the proposed method can be applied for dual-mode multiband filters, a dual-mode dual-band microstrip filter is designed, simulated, and fabricated. Designed filter has two dual-mode resonators in different electrical lengths which are comprised by square loop resonators having narrow slits. Fabricated dual-band filter has also been measured in a good agreement with the simulated results.* © 2014 Wiley Periodicals, Inc. Microwave Opt Technol Lett 56:2664–2667, 2014; View this article online at wileyonlinelibrary.com. DOI 10.1002/mop.28668

Key words: *even–odd mode; multiband; bandpass filter; separation coefficient*

1. INTRODUCTION

Dual-mode filters have an important place in the area of miniaturised microwave filters. Many design topologies have been given for dual-mode filters having several resonator types in the literature. They can also exhibit different filtering characteristics including elliptical and linear phase for the systems required for high selectivity and flat group delay [1]. Besides, dual-mode resonators are mostly used in multiband bandpass filter design. One of the most popular design methods is to combine dual-mode resonators having different electrical lengths under appropriate coupling [2–5].

Dual-mode resonators can be analyzed by several methods including even/odd mode analysis, coupling matrix, and so forth. Although there are many even–odd mode impedance formulas for various dual-mode resonators, impedance formulas of a conventional dual-mode ring resonator are expressed in [6]. Conversely, using the same impedance formulas, calculations of perturbation capacitance and gap capacitance between the feedline and the resonator are also given in [5, 6]. In this study, dual-band filter design has been achieved using two stacked ring resonators as in [2–5]. However, these studies do not include the frequency response for dual-band characteristics. Also, for the parallel connected transmission lines, admittance formulas are given in [1] with a similar manner of classical circuit theory depending on the summation of admittances of each transmission line. This method can also be applied for multiband filters having parallel connected resonators.

This article presents even–odd mode impedance descriptions for multiband bandpass filters. For this purpose, conventional even–odd mode impedance formulas for dual-mode ring resonator are observed using the method described in [6]. For the design of multiband bandpass filter using multiple dual-mode ring resonators, classical equivalent admittance formulas may be used based on the concept of summation of input admittance formulas of each resonator. However, this phenomenon will cause an unwanted in-band return loss level change in each passband as the admittances of other resonators will affect the related passband as a perturbation element. To eliminate this error, conventional equivalent admittance formulas can be revised with a frequency dependent normalization factor. By this way, each passband can be constructed by own impedance/admittance formulas without affecting the other passbands. For the validation of the proposed model, a dual-mode dual-band bandpass filter is designed using two nested dual-mode square loop resonators having narrow slits in a similar manner with [7]. Designed filter has also been fabricated and measured for the verification of theoretical and simulation results.

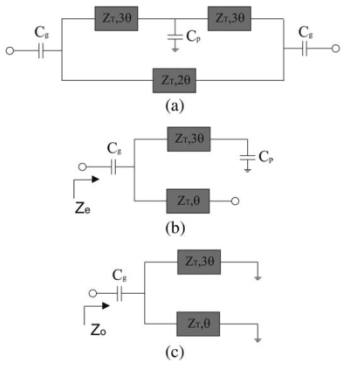


Figure 1 (a) Equivalent circuit model of a conventional dual-mode filter, (b) even mode half-circuit model, and (c) odd mode half-circuit model

2. THEORETICAL ANALYSIS

Equivalent circuit model for a conventional dual-mode square loop resonator with a patch perturbation element is shown in Figure 1(a). Even and odd mode half circuits constructed by locating electric and magnetic walls to the symmetrical axis of the conventional structure are also depicted in Figures 1(b) and 1(c), respectively. As is well known, scattering parameters can be obtained from even and odd mode impedance formulas [1],

$$S_{11}=\frac{Z_{even}Z_{odd}-Z_0^2}{\left(\frac{Z_{even}+Z_{odd}}{2}+Z_0\right)^2-\left(\frac{Z_{even}-Z_{odd}}{2}\right)^2} \tag{1}$$

$$S_{21}=\frac{(Z_{even}-Z_{odd})Z_0}{\left(\frac{Z_{even}+Z_{odd}}{2}+Z_0\right)^2-\left(\frac{Z_{even}-Z_{odd}}{2}\right)^2} \tag{2}$$

In these equations, Z_{even} and Z_{odd} are the even and odd mode impedance formulas, respectively. Besides, Z_0 is the input and output port impedances as 50 Ω. Even and odd mode input impedance formulas for the conventional dual-mode ring resonator may be expressed as [6],

$$Z_{odd}=jZ_T\left(\frac{1}{\cot(\theta)+\cot(3\theta)}-\frac{1}{y_s}\right) \tag{3}$$

$$Z_{even}=jZ_T\left(\frac{\tan(3\theta)+y_p}{y_p\tan(3\theta)-1}-\tan(\theta)\right)^{-1}-\frac{1}{y_s} \tag{4}$$

where, Z_T and θ are characteristic impedance and electrical length of the transmission lines shown in Figure 1(a), respectively. Electrical length θ can also be defined with respect to the resonance frequency as $\frac{\pi f}{2f_r}$. y_p and y_s are $\pi C_p Z_T f_r$ and $2\pi C_s Z_T f_r$ [6]. C_p and C_s capacitances represent the perturbation capacitance in the symmetrical axis and gap capacitance between the feedline and dual-mode resonator, respectively. f_r is the natural resonant frequency that is different from the center frequency f_c. Therefore, C_p and C_s capacitances can be calculated according to f_r using the method described in [6].

For multiband bandpass filter design, using multiple dual-mode resonators under appropriate coupling is one of the most popular methods in the literature [2–5]. By this way, passbands can be independently controlled by different resonators. Such filters can be modeled as shown in Figure 2. As can be seen from the figure, each resonator has its own perturbation capacitance and gap capacitance. It should be noted that the input admittance of this model can be found from the summation of input admittances of all resonators as in classical circuit theory. However, this phenomenon may cause an error as the input impedance/admittance of a resonator affect the other resonators. Thus, extra mode excitation is occurred in each passband as the input impedances of other resonators behave as perturbation at the input impedance of the related resonator. Therefore, input impedance/admittance of a resonator should be separated from the impedances/admittances of other resonators. In other words, impedance/admittance formula of a multiband filter may be expressed with a separation coefficient as,

$$\frac{1}{Z_e}=\frac{1}{Z_{e1}}K_1+\frac{1}{Z_{e2}}K_2+\ldots+\frac{1}{Z_{eN}}K_N \tag{5}$$

$$\frac{1}{Z_o}=\frac{1}{Z_{o1}}K_1+\frac{1}{Z_{o2}}K_2+\ldots+\frac{1}{Z_{oN}}K_N \tag{6}$$

where, Z_e and Z_o are the equivalent even and odd mode input impedances for multiband bandpass filter having an equivalent circuit model shown in Figure 2. K is the separation coefficient and subscripts show the resonator number that corresponds to the related passband.

$$K_R=\prod_{i-1}^{N}\frac{(f-f_{ci})}{(f_{cR}-f_{ci})}(i\neq R) \tag{7}$$

where, R represents the resonator number and also the passband number. Therefore, f_{cR} is the center frequency of the related passband. By this way, desired in-band return loss level can be obtained in each passband by eliminating the effects of other resonators in the related passband.

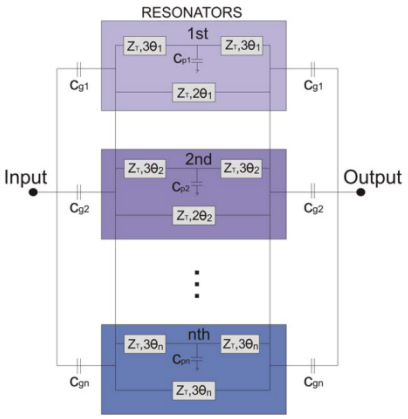


Figure 2 Equivalent circuit model for dual-mode multiband bandpass filters. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

TABLE 1 Passband Specifications and Calculations

Pass Band	Z_T (Ω)	f_c (GHz)	FBW	f_r (GHz)	C_g (pF)	C_p (pF)
First	70	1.8	4%	1.836	1.05	1.09
Second	70	2.5	5%	2.563	0.95	0.99

DESIGN EXAMPLE

A dual-mode multiband bandpass filter may be constructed using multiple dual-mode resonators according to the equivalent circuit model shown in Figure 2. For this purpose, gap capacitances and perturbation capacitances for each passband must be calculated separately using the method described in [6]. Specifications about Z_T, f_c, and FBW are given in Table 1 for a dual-band bandpass filter. Calculations of f_r, C_p, and C_g are also given in Table 1. In Figure 3, scattering parameters calculated from (1) according to the even and odd mode impedances in (4) are shown in Figure 3. As can be seen, by means of the separation coefficient desired in-band return loss level and also mode excitation can be achieved.

3. DUAL-MODE DUAL-BAND MICROSTRIP BANDPASS FILTER APPLICATIONS

To apply the proposed multiband even–odd mode impedance formulas, a dual-mode dual-band microstrip bandpass filter is designed and simulated. The proposed filter is designed by combining the procedures introduced in [2, 7]. In [7], a dual-mode bandpass filter is designed using a square loop resonator with narrow slits located at the arms of the resonator. In addition, a dual-band bandpass filter is designed using nested square loop resonators with different electrical lengths in [2]. Thus, in this study, a dual-mode dual-band bandpass filter is designed using two dual-mode square loop resonators having narrow slits. The proposed filter is also depicted in Figure 4. As can be seen from the figure, nested dual-mode resonators have different electrical lengths to form dual passband response. Coupling arms having open-circuited stubs are used to feed the resonator as well as harmonic suppression. Air bridges depicted with red lines are used in the external resonator to keep the loop resonator structure. Based on the classical perturbation approach [8], degenerate modes of each resonator can be excited by changing the slit depth in the orthogonal corner. Also, slit depths in the orthogonal corner of each resonator are smaller than the depths of other arms. By this way, bandwidths of each resonator can be controlled as slit depths are behaved as a perturbation element. As is well known in-band return loss level is also changed while the mode excitation is being realized. It should also be noted

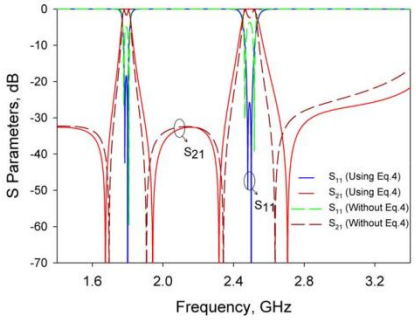


Figure 3 Frequency response comparisons according to the presence of separation coefficient. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

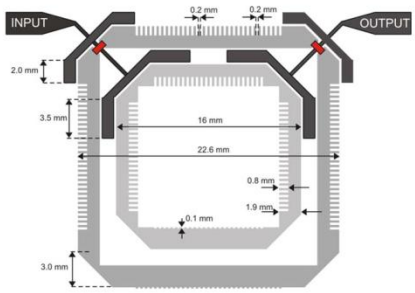


Figure 4 Dual-mode dual-band microstrip bandpass filter structure. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

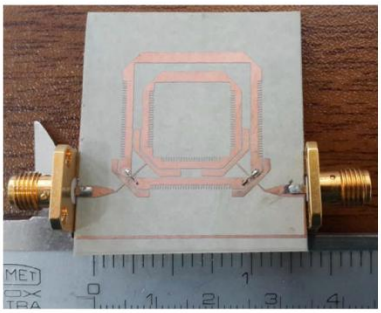


Figure 5 Photograph of the fabricated filter. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

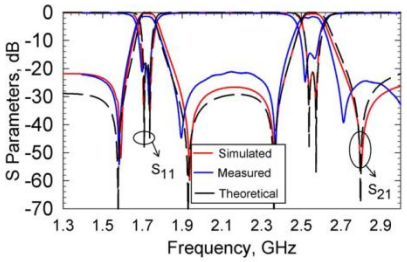


Figure 6 Comparison of the calculated, simulated, and measured results. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

TABLE 2 Numerical Values for Calculated, Simulated, and Measured Results

	First Passband					Second Passband				
	f_c (GHz)	RL (dB)	IL (dB)	FBW (%)	Q	f_c (GHz)	RL (dB)	IL (dB)	FBW (%)	Q
Calculated	1.73	19.04	0.12	5.16	19.38	2.56	21.28	0.12	4.68	21.37
Simulated	1.73	18.28	0.51	5.33	18.76	2.56	21.48	0.66	4.49	22.27
Measured	1.71	17.88	1.38	5.95	16.81	2.53	14.63	1.81	5.00	20

that the equivalent circuit model for the conventional dual-mode resonators shown in Figure 1(a) can be used for this design as the ratios between the mean lengths of the arms of the resonators are suitable. Additionally, as slit depths in the orthogonal corner of each resonator are smaller than the other arms, a capacitive coupling will occur in the symmetrical axis. Thus, a capacitance can also be used as perturbation.

Designed filter has been simulated by a full-wave EM simulator [9] using RT/Duroid substrate with a relative dielectric constant of 6.15 and a thickness of 1.27 mm. Physical parameters of the filter are also shown in Figure 4. Designed filter has also been fabricated for the experimental verification. Photograph of the fabricated filter is shown in Figure 5. Fabricated filter has been measured by Agilent E5071C ENA Network Analyzer. Physical dimensions of the fabricated filter are same with the values given in Figure 4. Simulated, calculated, and measured results obtained from the proposed method in the previous section are illustrated in Figure 6. Numerical values are also given in Table 2. Gap capacitances and perturbation capacitances of both resonators for this design can be calculated using the given specifications in Table 2, as 1.04 and 1.09 pF for the first resonator and 0.84 and 0.88 pF for the second resonator, respectively. Passbands of the filter are designed at 1.73 and 2.56 GHz with the fractional bandwidths of 5.16 and 4.68%, respectively.

4. CONCLUSION

This article presents even–odd mode analysis for multiband bandpass filters constructed by multiple resonators. Even–odd mode impedance formulas derived from the equivalent circuit model of a conventional dual-mode ring resonator have been used for multiband operation. Classical equivalent impedance/admittance formulas are revised with a frequency dependent separation coefficient to obtain the desired in-band return loss levels by keeping each passband from the effects of other passbands. To investigate the proposed procedure, a dual-band microstrip filter application has been achieved using dual-mode square loop resonators having narrow slits. Fabricated dual-mode dual-band microstrip bandpass filter has been measured in a good agreement with the simulated results.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the Scientific and Technological Research Council of Turkey (TUBITAK) under Grant 112E041.

REFERENCES

1. J.-S. Hong and M.J. Lancaster, Microstrip filters for RF/microwave applications, Wiley, New York, 2001.
2. C. Karpuz, A.K. Gorur, A.N. Basmacı, and A. Ozek, Design and analysis of a compact dual-mode dual-band microstrip bandpass filter, J Electromagn Waves Appl 27 (2013), 180–190.
3. J.C. Liu, J.W. Wang, B.H. Zeng, and D.C. Chang, CPW-fed dual-mode double-square-ring resonators for quad-band filters, IEEE Microwave Wireless Compon Lett 20 (2010), 142–144.
4. Y.-l. Wu, C. Liao, X.-Z. Xiong, and H.-J. Zhou, Miniature dual-mode dual-band bandpass filter with improved passbands performance for 2.4/5.2 GHz WLAN application, Microwave Opt Technol Lett 56 (2014), 1235–1238.
5. C.-L. Yang, S.-Y. Shu, M.-C. Chiang, H.-C. Chiu, and Y.-C. Chiang, A dual-mode dual-band filter constructed on Gaas substrate for unlicensed 60 and 77 GHz applications, J Electromagn Waves Appl 24 (2010), 2431–2444.
6. K.-K.M. Cheng, Design of dual-mode ring resonators with transmission zeros, Electron Lett 33 (1997), 1392–1393.
7. C. Karpuz and A.K. Gorur, Effects of narrow slits on frequency response of a microstrip square loop resonator and dual-mode filter applications, Microwave Opt Technol Lett 55 (2013), 143–146.
8. A. Gorur, Description of coupling between degenerate modes of a dual-mode microstrip loop resonator using a novel perturbation arrangement and its dual-mode bandpass filter applications, IEEE Trans Microwave Theory Techn 52 (2004), 671–677.
9. Sonnet User's Manual, Version 14, Sonnet Software, North Syracuse, NY, 2011.

© 2014 Wiley Periodicals, Inc.

A NEW DESIGN OF TRIPLE-BAND WLAN/WiMAX MONOPOLE ANTENNA FOR MULTIPLE-INPUT/MULTIPLE-OUTPUT APPLICATIONS

Nasser Ojaroudi,[1] Nuraddin Ghadimi,[1] Mehdi Mehranpour,[1] Yasser Ojaroudi,[2] and Sajjad Ojaroudi[2]

[1] Young researchers and Elite Club, Ardabil Branch, Islamic Azad University, Ardabil, Iran; Corresponding author: ant.gruop@microwave-technology.com

[2] Young researchers and Elite Club, Germi Branch, Islamic Azad University, Germi, Iran

Received 9 March 2014

ABSTRACT: *In this manuscript, a new design of microstrip-fed monopole antenna with meander-line strips for wireless local area network (WLAN) and world-wide interoperability microwave access (WiMAX) systems is proposed. The operating frequencies of the proposed antenna are 2.4/3.5/5.5 GHz, which covers the WLAN and WiMAX bands. The measured results of the proposed antenna show that the impedance bandwidths are from 2.01 to 2.67 GHz, 3.25 to 3.75 GHz, and 5 to 6 GHz. The presented antenna has a small size of 12 × 18 mm^2. Various configurations of array of this antenna for multiple input-multiple output (MIMO) application are also studied. It shows that the features of low profile, good return loss, and small mutual coupling are promising for MIMO applications.* © 2014 Wiley Periodicals, Inc. Microwave Opt Technol Lett 56:2667–2671, 2014; View this article online at wileyonlinelibrary.com. DOI 10.1002/mop.28675

Key words: *monopole antenna; MIMO application; triple-band function*

1. INTRODUCTION

Recently, the increasing use of microwave mobile communication systems demand the antennas for different systems and standards with properties like reduced size, broadband, multi-band operation, moderate gain, and so forth. [1]. One of the important frequency bands for wireless communications is the world-wide interoperability microwave access (WiMAX). The

Design of Quad-Band Bandpass Filter Using Nested Dual-Mode Square Loop Resonators

Ceyhun Karpuz[1], Ali Kürşad Görür[2], Ahmet Özek[1], Zuhra Karaca[3]
[1] The Department of Electrical and Electronics Engineering, Pamukkale University
20070, Denizli, Turkey
[2] The Department of Electrical and Electronics Engineering, Nevsehir Haci Bektas Veli University
50100, Nevsehir, Turkey
[3] The Department of Electrical and Electronics Engineering, Nigde University
51100, Nigde, Turkey
ckarpuz@pau.edu.tr, agorur@pau.edu.tr

***Abstract*— In this letter, design of a quad-band microstrip bandpass filter is presented by using nested placed four dual-mode square loop resonators (DMSLR) having different electrical lengths. Arms of the square loop resonators (SLR) are formed with low/high impedance parts, in order to obtain a maximum miniaturization by nesting DMSLRs and perturbation effects by changing the lengths of low impedance parts for the excitation of degenerate modes. Thus, the proposed configuration allows the control of mode frequencies, bandwidths and transmission zeros for each passband individually. Resonators are coupled to input/output (I/O) ports by feedlines having open-circuited stubs which suppress the harmonics. A dual-mode quad-band bandpass filter has been designed with an electrical length of $0.25\lambda_g$ x $0.25\lambda_g$ and fabricated, where λ_g is the guided wavelength at 1.79 GHz (the lowest resonance frequency). Measured and simulated results are in a good agreement.**

***Keywords*— Dual-mode, quad-band, microstrip, bandpass filter**

I. INTRODUCTION

Because of the rapid developments on communication technologies, multi-band systems have great importance and so, requirement of multi-band bandpass filters is gradually increasing. They have a great advantage in miniaturization since they can operate at separate frequencies.

In the microwave literature, although there are many studies on dual and triple band bandpass filters [1-4], there are fewer studies on quad and quint band bandpass filters because of design complexity based on the unwanted [5-9]. To date, many resonator types have been introduced for multi-band bandpass filters including SLRs, stepped-impedance resonators, multiple mode resonators, etc [1-9]. On the other hand, embedding a bandstop filter or transmission zeros inside a wideband passband [1], using multiple mode resonators [2], combining multiple resonators having different resonant frequencies under appropriate coupling [5-7] are most popular multi-band bandpass filter design techniques.

In this letter, a quad-band microstrip bandpass filter constructed by nesting four DMSLRs having different

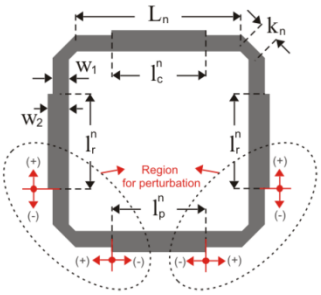


Fig.1. Proposed resonator configuration

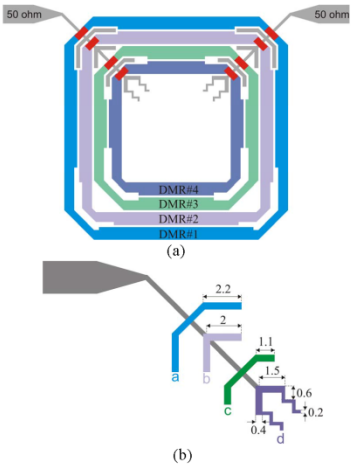


Fig. 2. (a) Designed dual-mode quad-band bandpass filter (b) close view of the feedline.

electrical lengths is proposed. DMSLRs are formed with low/high impedance parts, like stepped impedance resonators (SIR) as shown in Fig.1. Degenerate modes can be excited by changing the lengths of low impedance parts of DMSLRs (lr and lp) in the positive or negative direction at perturbation region shown in Fig.1. Thus, for each passband, the mode frequencies, bandwidths and transmission zeros can easily be controlled. It should be noted that low impedance parts of DMSLRs can simply be used as a perturbation element, because the conventional perturbation arrangement using extra circuit area is not suitable for the proposed configuration based on the nesting of four DMSLRs as illustrated in Fig. 2(a). All resonators are coupled to I/O ports by means of the feedline loaded open-circuited stubs as shown in Fig. 2(b). Proposed feedlines are used not only to feed the DMSLRs, but also to suppress the harmonics of the first and second passbands. Center frequencies of the passbands can be adjusted to desired frequency (from 1 to 4 GHz) for the systems of GSM, Wifi and Wimax by changing the resonator dimensions. Therefore passbands of the designed filter are at 1.79 GHz, 2.1 GHz, 2.52 GHz and 3.14 GHz. To demonstrate the validity of the proposed design procedure, a sample quad-band filter has been fabricated and tested.

II. Quad-Band Bandpass Filter Design

Designed quad-band bandpass filter is constructed by nesting four DMSLRs as shown in Fig. 2(a). Proposed dual-mode resonator (DMR) configuration used in quad-band design is obtained by modifying the arms of a single square loop resonator having low/high impedance parts such as a SIR. All geometrical dimensions are indicated in Fig. 1. Excitation of degenerate modes of each DMR can be achieved by changing the lengths of low impedance parts at perturbation region in the positive or negative direction as shown in Fig.1. It should be noted that, all points represented to describe the perturbation directions are shown in Fig.1. These points must be simultaneously shifted in the same direction to obtain suitable perturbation effect. For example, all points should be shifted in the negative direction to achieve elliptical filtering characteristics. Hence, lp lengths should be increased (lp > lc), while lr lengths are decreased (lr < lc). Otherwise, for linear phase filtering characteristics, lp lengths should be decreased (lp < lc), while lr lengths are increased (lr > lc). In these cases, total electrical length of the resonator is not changed, because there are two units increment in lp, while lr has one unit decrement. Therefore the center frequencies of the passbands are fixed. Resonant frequencies of the resonators used in the quad-band filter design may be approximately expressed as [11],

$$f_n = \frac{c}{4(L_n + k_n)\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \qquad (1)$$

where, n is the resonator number shown in Fig. 2(a), c is the speed of light in free space. Also, Ln and kn are the mean length of each arm of the related resonator as labeled in Fig. 1. All dimensions of the resonators and resonance frequencies calculated from (1) are given in Table 1. Besides, w1=1.0 mm and w2=1.3 mm in all resonators. Stub loaded feedlines connected to I/O ports (50 ohm) shown in Fig. 2(b) are used not only to feed the DMSLRs, but also to suppress the harmonics of the first and second passbands. There are four pairs of open-circuited stubs (labeled as a, b, c and d) connected to the main feedline. Stub a and c are main coupling lines for DMR#1/#2 and DMR#3/#4, respectively. Since these coupling lines are not sufficient for DMSLRs, stub b and d are used as additional coupling lines for the related resonators. The lengths of the stubs, lr and lp are adjusted for optimal results that the return loss in passband is between -20 and -25 dB and the bandwidth is approximately 2%. The continuities of the DMSLRs are provided by the connection of air bridges using bonding wires on the upper corners of the resonators as shown in Fig. 2a.

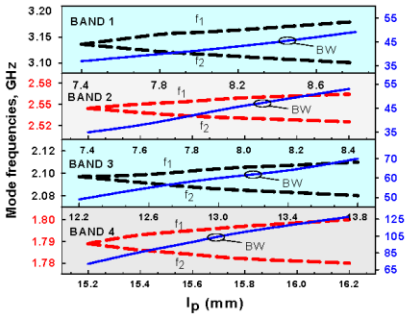


Fig. 3. Change of mode frequencies and bandwidths of all passbands with respect to the change in l_p

TABLE I. Dimensions of DMRs and Resonance Frequencies

DMR#(n)	L_n	l_c^n	k_n	l_p^n	l_r^n	f_r [from (1)]
1	16.8	11.8	3.36	15.6	9.9	1.78
2	16.2	11.8	1.26	12.6	11.4	2.04
3	10.8	5.8	3.36	7.6	4.9	2.51
4	10.2	5.8	1.26	7.6	4.9	3.11

III. Results

The designed dual-mode quad-band bandpass filter has been fabricated on an RT/Duroid substrate with a thickness of 1.27 mm and relative dielectric constant of 6.15. All simulations have been realized by a full-wave EM Simulator [12] and fabricated filter has been measured by Agilent E5071C ENA Network Analyzer. The overall size of the filter is 22.6x22.6 mm2 and the corresponding electrical length is 0.25 λg x 0.25 λg, where λg is the guided wavelength at the lowest resonance frequency, 1.79 GHz.

All passbands may be independently controlled in terms of center frequency and bandwidth. Center frequencies of the passbands can be adjusted by changing the total electrical length of the related DMRs shown in Fig. 1b. However, in this situation, feedlines must be rearranged to obtain the desired insertion loss levels in each passband since the coupling between the resonators and feedlines will also be changed.

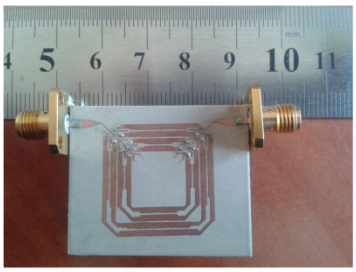


Fig. 4. Photograph of the fabricated filter.

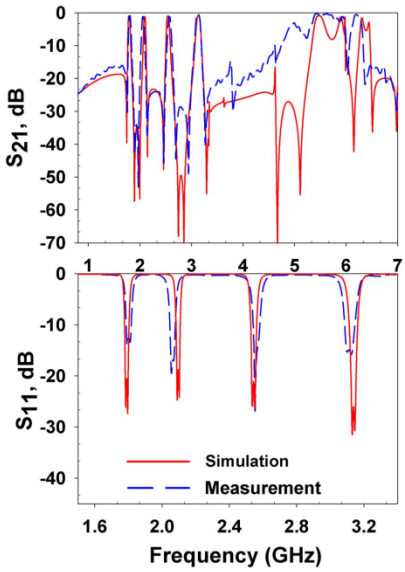


Fig. 5. Comparison of the simulated and measured results (a) S_{11} (b) S_{21}

Additionally, the change of mode frequencies and bandwidths according to the length, lp are shown in Fig.3. It should be noted that, these parameters change not only with lp, but also with lr. As can be seen from Fig. 3, bandwidths of each passband individually increase with the increment in lp.

Coupling between the degenerate modes may be expressed as [10],

$$M_{1,2}^{n} = \frac{f_1^2 - f_2^2}{f_1^2 + f_2^2} \qquad (2)$$

where, n is the passband number, f1 and f2 are mode frequencies, respectively. Coupling coefficients M1,2 can be calculated as 0.0067, 0.0057, 0.0059 and 0.0048 for each passband, respectively. On the other hand, there are not mutual couplings between the DMSLRs because of their different physical dimensions. Briefly, the center frequencies are inherently at different frequency region.

Comparisons between the proposed filter and reported quad-band bandpass filters are given in Table 2. Proposed filter has an important superiority in terms of fractional bandwidths as compared to similar works including quad-band property in the literature.

Photograph of the fabricated filter is illustrated in Fig. 4. Measured and simulated results are also shown in Fig. 5. Comparison of insertion loss and return loss are shown in Fig. 5a and 5b, respectively. As can be seen from those figures, a very good agreement is obtained between the simulated and measured results. Numerical details for each passband are given in Table 3.

TABLE II. COMPARISON WITH REPORTED QUAD-BAND FILTERS

	f_c (GHz)	FBW (%)	Size (λ_0xλ_0)	IL (dB)
[5]	0.95, 1.26, 1.89, 2.29	6.7, 5.4, 12, 15.3	0.25 λ_g x 0.25 λ_g	2.18, 2.09, 1.40, 0.93
[6]	1.57,2.45 3.5, 5.2	9.55,31.8 11.1,15.9	0.26 λ_g x 0.26 λ_g	0.19,0.180. 24,0.59
[7]	2.4, 3.5, 5.2, 6.8	6.4, 9.4, 3.8, 4.9	0.3 λ_g x 0.3 λ_g	0.5, 1.3, 1.3, 1
[8]	1.74, 2.09, 2.75, 3.14	6.89, 3.82, 2.25, 1.59	-	1.4, 1.7, 2.1, 2.6
This Work	**1.79, 2.1, 2.52,3.14**	**2.2, 1.8, 2.2, 2.5**	**0.25 λ_g x 0.25 λ_g**	**1.15,1.44 1.46,0.80**

IV. CONCLUSION

A novel compact dual-mode quad-band microstrip bandpass filter has been designed based on nested placed four DMSLRs. All resonators have been coupled to I/O ports by means of the feedline loaded open-circuited stubs. Proposed feedlines are used not only to feed the resonators DMSLRs, but also to suppress the harmonics of the previous passbands. DMSLRs have been formed with low/high impedance parts and degenerate modes can be excited by changing the lengths of low impedance parts. Thus, for each passband, the mode frequencies, bandwidths and transmission zeros can easily be controlled. Center frequencies of the passbands can be arranged at the desired frequency for the systems of GSM, Wifi and Wimax. Therefore passbands of the designed filter have been adjusted to 1.79 GHz, 2.1 GHz, 2.52 GHz and 3.14 GHz. Measured results of the fabricated filter are in a good agreement with the simulated results.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the Scientific and Technological Research Council of Turkey (TUBITAK) under Grant 112E041.

REFERENCES

[1] Tsai L. C., Hsue C. W., "Dual-band bandpass filters using equal-length coupled-serial-shunted lines and Z-transform technique," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.52, no.4, pp.1111,1117, April 2004

[2] Liu H.-W., Wang Y., Wang X.-M., Lei J.-H., Xu W.-Y., Zhao Y.-L., Ren B.-P., Guan X.-H., "Compact and High Selectivity Tri-Band Bandpass Filter Using Multimode Stepped-Impedance Resonator," *IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett.,* vol.PP, no.99, pp.1, 2013.

[3] Karpuz C. and Gorur A. K., "A novel compact configuration for dual-mode microstrip resonators and dual-band bandpass filter applications" *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 55, pp.775–779, April 2013.

[4] Xu J., Wu, W., Miao C., "Compact Microstrip Dual-/Tri-/Quad-Band Bandpass Filter Using Open Stubs Loaded Shorted Stepped-Impedance Resonator," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol., no.99, pp.1,2013

[5] J. C. Liu, J. W. Wang, B. H. Zeng, D. C. Chang, "CPW-Fed Dual-Mode Double-Square-Ring Resonators for Quad-Band Filters," *IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett.*, vol.20, no.3, pp.142,144, March 2010

[6] C. Min Cheng, C. F. Yang, "Develop Quad-Band (1.57/2.45/3.5/5.2 GHz) Bandpass Filters on the Ceramic Substrate," *IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett.*, vol.20, no.5, pp.268,270, May 2010

[7] H. W. Wu, R. Y. Yang, "A New Quad-Band Bandpass Filter Using Asymmetric Stepped Impedance Resonators," *IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett.*, vol.21, no.4, pp.203,205, April 2011

[8] Ren, L.-Y., "Quad-band bandpass filter based on dual-plane microstrip/DGS slot structure," *Electronics Letters*, vol.46, no.10, pp.691,692, May 13 2010

[9] C. F. Chen, "Design of a Compact Microstrip Quint-Band Filter Based on the Tri-Mode Stub-Loaded Stepped-Impedance Resonators," *IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett.*, vol.22, no.7, pp.357,359, July 2012.

[10] Gorur, A., "Description of coupling between degenerate modes of a dual-mode microstrip loop resonator using a novel perturbation arrangement and its dual-mode bandpass filter applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.52, no.2, pp.671,677, Feb. 2004

[11] J. S. Hong and M. J. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, Wiley, New York, 2001.

[12] EM User's Manual, Sonnet Software, Inc., Liverpool, NY, 2008

TABLE III. SUMMARY OF SIMULATED AND MEASURED RESULTS

	Simulated Results					Measured Results				
	f_c (GHz)	Q_{ext}	FBW (%)	I_L (dB)	R_L (dB)	f_c (GHz)	Q_{ext}	FBW (%)	I_L (dB)	R_L (dB)
Band 1	1.79	45.4	2.2	0.89	20.6	1.80	39.13	2.6	1.15	13.04
Band 2	2.10	55.6	1.8	1.15	18.8	2.06	42.92	2.3	1.44	17.06
Band 3	2.52	45.4	2.2	0.95	21.6	2.57	42.67	2.3	1.46	15.6
Band 4	3.14	40	2.5	0.82	26.8	3.10	33.09	3.0	0.80	14.9

9. ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı	: Ali Kürşad Görür
Doğum Yeri ve Tarihi	: Kayseri, 30.09.1986
Lisans Üniversite	: Hacettepe Üniversitesi (2004-2009)
Y. Lisans Üniversite	: Pamukkale Üniversitesi (2009-2011)
Elektronik posta	: akursadgorur@hotmail.com

Yayın Listesi :

- Gunturkun, E., **Gorur, A. K.,** Karpuz, C., Gorur, A., "Design of UWB Microstrip Bandpass Filter Using Stub-Loaded Quintuple-Mode Resonator", Microw. Opt. Tech. Lett., Accepted.
- Karpuz, C., **Gorur, A. K.** and Sahin, E., "Dual-mode dual-band microstrip bandpass filter with controllable center frequency", Microw. Opt. Technol. Lett., 57: 639–642, (2015).
- Karpuz, C., **Gorur, A. K.**, "Even-Odd Mode Analysis for Multi-Band Bandpass Filters Having Multiple Resonators and Its Microstrip Implementations", Microw. Opt. Tech. Lett., Vol. 56, no.11, pp. 2664–2667, 2014.
- **Gorur, A. K.,** Karpuz, C., Ozek, A. and Emur, M.,"Metamaterial based dual-band bandpass filter design for WLAN/WiMAX applications", Microw. Opt. Tech. Lett., Vol. 56, no.10 2211–2214, 2014
- **Gorur, A. K.,** Karpuz, C., Ozek, A., Ozdemir, P. O. and Karaca, Z., "A novel compact microstrip dual-mode wideband bandpass filter design using tuning stubs", Microw. Opt. Technol. Lett., Vol. 56, no.1, 47–49, 2014 **(Featured as "Key Scientific Aritcle" on Advances in Engineering Series Url link: https://advanceseng.com/electrical-engineering/a-novel-compact-microstrip-dual-mode-wideband-bandpass-filter-design-using-tuning-stubs/)**

- C. Karpuz and **A. K. Gorur**, “A Novel Compact Configuration for Dual-Mode Microstrip Resonators and Dual-Band Bandpass Filter Applications” Microwave and Optical Technology Letters, vol.55, no.4, pp.775-779, 2013
- C. Karpuz and **A. K. Gorur**, “Effects of Narrow Slits on Resonance Characteristics of a Microstrip Square Loop Resonator and Dual-Mode Filter Applications” Microwave and Optical Technology Letters Vol.55, no.1, pp.143-146, 2013
- C. Karpuz, **A. K. Gorur**, A. N. Basmacı, A. Ozek, "Design and Analysis of a Compact Dual-Mode Dual-Band Microstrip Bandpass Filter", Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Vol.27, no.02, pp.180-190, 2013

Konferans listesi:

- **Gorur, A. K.,** Emur, M.**,** Ozek, A. and, Karpuz, C., “Design of High-Selectivity Microstrip Bandpass Filter Using Triple-Mode Stub Loaded Resonator”, *European Microwave Conference (EUMC 2015)*, Paris, France, September 2015, 809-812
- Karpuz C., Inan O., **Gorur A. K.,** "Calculation of Quasistatic Parameters for Asymmetric Coplanar Waveguides Using Fuzzy Logic", Asia-Pacific Microwave Conference 2014 (APMC 2014), Sendai, Japan, Nov 2014
- Karpuz, C.; **Gorur, A.K.;** Ozek, A.; Karaca, Z., "Design of quad-band bandpass filter using nested dual-mode square loop resonators," *European Microwave Conference (EuMC), 2014 44th* , vol., no., pp.945,948, 6-9 Oct. 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 Proceedings*, Seoul, South Korea, November 2013.
- **Gorur A. K.** and Karpuz C., “Design of Compact Multi-Band Microstrip Bandpass Filter Having Simultaneously Excited Passbands by Using Open-Circuited Stubs”, *International Microwave Symposium (IMS 2013)* – 2-7 June, Seattle, USA, 2013

- Karpuz C., **Gorur A.K.**, Ozek A. and Gorur, A. “A Novel Compact Quad-Band Microstrip Bandstop Filter Design Using Open-Circuited Stubs”, *International Microwave Symposium (IMS 2013)* – 2-7 June, Seattle, USA, 2013

- **Gorur A.K.,** Basmaci A. N., and Karpuz C., "Design of a Dual-Mode Dual-Band Bandpass Filter with a Novel Feed Scheme," *Eleco 2011,* Bursa, Turkey, December 2011

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

- Görür A., C. Karpuz, E. Güntürkün, M. Urhan and **A.K. Gorur**, “Design of microstrip bandstop filter with adjustable wide passband using folded open-circuited stub resonators”, *Proc.* APMC-2009 (*Asia-Pacific Microwave Conference-09),* Singapore, WE1C-03, Dec. 07-10, 2009

- Karpuz, C., A. Görür, E. Güntürkün and **A.K. Gorur**, “Asymmetric response dual-mode dual-band bandstop filters having simple and understandable topology”, *Proc.* APMC-2009 (*Asia-Pacific Microwave Conference-09),* Singapore, WE3C-03, Dec. 07-10, 2009

- C. Karpuz, M. Emür, A. Özek, **A.K. Gorur**, “Açık Halka Rezonatörler Kullanılarak Üç Bantlı Mikroşerit Bant Durduran Filtre Tasarımı”, Electrical-Electronics and Computer Engineering Conference (ELECO2014), Bursa, December 2014.

- P. Ozdemir, **A.K. Gorur**, C. Karpuz, “İndüktif Yüklemeli Mikroşerit Kare Halka Rezonatörler Kullanılarak Mikrodalga Frekans Çiftleyici Tasarımı ve Çift-Band Uygulamaları”, Electrical-Electronics and Computer Engineering Conference (ELECO2014), Bursa, December 2014.

- C. Karpuz, **A.K. Gorur**, “Dual-Mode Dual-Band Bandpass Microstrip Filter Design”, Electrical-Electronics and Computer Engineering Conference (ELECO2010), Bursa, December 2010.