

**T.C.
NEVŞEHİR HACI BEKTAŞ VELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**MİKROŞERİT ALÇAK-BAND GEÇİREN ÇİFTLEYİCİ
TASARIMI**

**Tezi Hazırlayan
Seda ELDEN**

**Tez Danışmanı
Doç. Dr. Ali Kürşad GÖRÜR**

**Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Yüksek Lisans Tezi**

**Nisan 2021
NEVŞEHİR**

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans öğrenimim ve tez çalışmam süresince tüm bilgilerimi benimle paylaşmaktan kaçınmayan, her türlü konuda desteğini benden esirgemeyen ve tezimde büyük emeği olan, aynı zamanda kişilik olarak da bana çok şey katan Sayın Hocam Doç. Dr. Ali Kürşad GÖRÜR'e,

Maddi ve manevi olarak her zaman desteklerini hissettiren değerli AİLEME,

Tez çalışmam süresince yardımlarından ötürü Arş. Gör. Engin DOĞAN ve Arş Gör. Alper TÜRKELİ Hocalarıma,

Teknik ve idari yardımlarından dolayı Nevşehir Hacı Bektaş Veli Üniversitesi Rektörlüğü'ne, Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi Dekanlığı'na, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölüm Başkanlığı'na teşekkür ederim.

MİKROŞERİT ALÇAK BAND GEÇİREN ÇİFTLEYİCİ TASARIMI
(Yüksek Lisans Tezi)

Seda ELDEN

NEVŞEHİR HACI BEKTAŞ VELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Mart 2021

ÖZET

Bu çalışmada, 2.0 GHz kesim frekansına sahip bir alçak geçiren filtre ve 3.5 GHz merkez frekansına sahip bir band geçiren filtre kanalından oluşan alçak-band geçiren çiftleyici tasarlanmaktadır. Alçak geçiren kanalın tasarımı için öncelikle eliptik filtreleme karakteristiğine sahip toplu devre elemanlarına sahip alçak geçiren prototip filtre tasarlanmış, ardından bu elemanlar mikroşerit iletim hatlarıyla temsil edilmektedir. Yüksek seçicilik elde etmek ve aynı zamanda kompakt devre tasarımını gerçekleştirebilmek amacıyla 5. dereceden eliptik fonksiyon kullanılmaktadır. 3.5 GHz merkez frekansına sahip band geçiren kanalı elde etmek için ise bir kıvrımlı kare halka rezonatör tasarımı ortaya konmaktadır. Band geçiren kanaldaki kıvrımlı kare halka rezonatörün simetri eksenine yerleştirilen yama pertürbasyon elemanının boyutları değiştirilerek band genişliği kontrolü sağlanmaktadır. Tasarlanan alçak geçiren filtre ve band geçiren filtrenin doğrudan birleştirilmesi suretiyle kanallar arası yüksek izolasyon seviyesine ve kompakt boyutlara sahip alçak-band geçiren çiftleyici tasarlanmış ve imal edilmiştir. Deneysel çalışmalar neticesinde imal edilen devreye ait ölçümlerin simülasyonlarla iyi bir uyum sergilediği gözlenmiştir.

Anahtar kelimeler: Kıvrımlı halka rezonatör, eliptik alçak geçiren filtre, alçak band geçiren çiftleyici.

Tez Danışman: Doç. Dr. Ali Kürşad GÖRÜR

Sayfa Adeti: 63

**DESIGN OF MICROSTRIP LOWPASS BANDPASS DIPLEXER
(M. Sc. Thesis)**

Seda ELDEN

**NEVŞEHİR HACI BEKTAS VELİ UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES**

April 2021

ABSTRACT

In this study, a lowpass-bandpass diplexer consisting a lowpass filter which have a cutoff frequency in 2.0 GHz and a bandpass filter which have a center frequency in 3.5 GHz is designed. For designing lowpass channel, once lowpass prototype filter having lumped circuit elements having elliptic filtering characteristic is designed, then; this elements are represented with microstrip transmission lines. To obtain high selectivity and also to realize compact circuit design, 5. order elliptic function is used. To get bandpass channel having 3.5 GHz center frequency, one meandered square loop resonator design is presented. The bandwidth control is supplied by changing the size of patch perturbation element which placed to symmetry axis of the meandered square loop resonator in bandpass channel. The lowpass bandpass diplexer which have high isolation level and compact size is designed and fabricated by bringing together designed lowpass filter with bandpass filter directly. A good accordancy is observed between the measurements of the circuit fabricated the results of experimental studies and simulation results.

Keywords: Meandered Loop Resonator, Elliptic Lowpass Filter, Lowpass-Bandpass Diplexer.

Thesis Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Ali Kursad GORUR

Page Number: 63

İÇİNDEKİLER

KABÜL VE ONAY SAYFASI	i
TEZ BİLDİRİM SAYFASI	ii
TEŞEKKÜR	iii
ÖZET.....	vi
ABSTRACT.....	v
İÇİNDEKİLER	vi
TABLolar LİSTESİ.....	viii
ŞEKİLLER LİSTESİ	ix
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	xi

1. BÖLÜM

GİRİŞ	1
1.1. Amaç ve Kapsam	2
1.2. Literatür Özet	2

2. BÖLÜM

ALÇAK GEÇİREN FİLTRE TASARIMI	22
2.1. Kompleks Düzlemde İletim Sıfırları ve Kutuplar	23
2.2. Filtreleme Karakteristikleri	23
2.2.1. Butterworth (En Düz) Alçak Geçiren Filtre Cevabı.....	23
2.2.2. Chebyshev Alçak Geçiren Filtre Cevabı	25
2.2.3. Eliptik Alçak Geçiren Filtre Cevabı.....	27

2.3.	Alçak Geçiren Filtre Prototipleri.....	27	
2.3.1.	Butterworth Alçak Geçiren Filtre Prototipi.....	28	
2.3.2.	Chebyshev Alçak Geçiren Filtre Prototipi	29	
2.3.3.	Eliptik Fonksiyon Alçak Geçiren Filtre Prototipi	29	
2.4.	Frekans ve Eleman Dönüşümleri	31	
2.4.1.	Alçak Geçiren Dönüşüm	32	
2.5.	Empedans ve Admitans Matrisleri	32	
2.6.	Saçılma Matrisi	34	
2.7.	İletim (ABCD) Matrisi	35	
2.8.	Richards Dönüşümü ve Kuroda Özdeşlikleri	36	
2.9.	Eliptik Alçak Geçiren Filtre Tasarımı	38	
3. BÖLÜM			
BAND GEÇİREN FİLTRE TASARIMI			44
3.1.	Kare Halka Rezonatör	44	
3.2.	Kıvrımlı Kare Halka Rezonatör ile Band Geçiren Filtre Tasarımı	46	
4. BÖLÜM			
ALÇAK-BAND GEÇİREN ÇİFTLEYİCİ TASARIMI.....			47
4.1.	Alçak Band Geçiren Çiftleyici Tasarımları.....	51	
5. BÖLÜM			
DENEYSEL ÇALIŞMALAR.....			54
6. BÖLÜM			
SONUÇLAR VE TARTIŞMA			57
KAYNAKLAR			59
ÖZGEÇMİŞ			66

TABLULAR LİSTESİ

Tablo 2.1.	Eliptik Filtre Prototipi Eleman Değerleri	31
Tablo 4.1.	Yama elemanının merkez frekansı, bağlaşım katsayısı ve kısmi band genişliğine etkisi özellikleri	48
Tablo 4.2.	“d” uzunluğundaki değişimin band geçiren filtrenin merkez frekansına, kısmi band genişliğine ve 3 dB kesim frekanslarına olan etkisi.	50
Tablo 4.3.	Alternatif Filtrenin Özellikleri.....	53
Tablo 5.1.	Tasarlanan çiftleyicinin diğer alçak band geçiren filtrelerle karşılaştırılması.	56

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1.	Butterworth filtre frekans cevabı	24
Şekil 2.2.	Butterworth filtre kutup dağılımı.	25
Şekil 2.3.	Chebyshev alçak geçiren filtre frekans cevabı	26
Şekil 2.4.	Chebyshev filtre kutup dağılımı	27
Şekil 2.5.	Alçak geçiren filtre prototipleri	28
Şekil 2.6.	Eliptik alçak geçiren filtre prototipi (a) seri-paralel rezonans kolları (b) paralel-seri rezonans kolları	30
Şekil 2.7.	İki kapılı devrelerin ABCD parametreleri.	36
Şekil 2.8.	Richards dönüşümü (a) indüktör için kısa devre yan hatta (b) kapasitör için açık devre yan hatta Butterworth filtre frekans cevabı	37
Şekil 2.9.	Kuroda Özdeşlikleri.	38
Şekil 2.10.	Altıncı dereceden alçak geçiren filtre modeli	39
Şekil 2.11.	Alçak geçiren filtre mikroşerit görünümü.	40
Şekil 2.12.	ABCD matrisi empedans ve admitansları	42
Şekil 2.13.	(a) Simülasyon sonuçları (b) Hesaplanan değerlerin ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması	43
Şekil 3.1.	(a)Kare halka rezonatör ve (b) frekans cevabı.	45
Şekil 3.2.	(a)Yama elemanına sahip kare halka rezonatör ve (b)farklı uzunluklardaki yama elemanının kare halka rezonatörün frekans cevabına etkisi	45
Şekil 3.3.	(a)Yama elemanı dışarıda olan alçak-band geçiren çiftleyici (b)yama elemanının uzunluğunun değişiminin frekans cevabına etkisi	45

Şekil 3.4.	Kıvrımlı kare halka rezonatör (a)Mikroşerit yapısı (b) Frekans cevabı .	46
Şekil 4.1.	Tasarlanan çiftleyicinin mikroşerit görünümü	47
Şekil 4.2.	(a) lfeed uzunluğunun band geçiren mod frekaslarına etkisi (b) Besleme hattı uzunluğundaki değişimlerin k bağlaşım katsayısına etkisi	48
Şekil 4.3.	Yama elemanının düşey uzunluğu ve besleme hattı uzunluğunun bağlaşım katsayısına ve kısmi band genişliğine etkileri	49
Şekil 4.4.	Yama elemanı uzunluk değişiminin değişken analizi simülasyon sonuçları.	49
Şekil 4.5.	“d” uzunluğundaki değişimin band geçiren filtrenin merkez frekansına ve 3 dB kesim frekansına olan etkisi.	50
Şekil 4.6.	d uzunluğu değişim sonuçlarının grafiksel gösterimi.	50
Şekil 4.7.	Alternatif olarak tasarlanan alçak-band geçiren çiftleyicinin mikroşerit görünümü	52
Şekil 4.8.	Alternatif olarak tasarlanan çiftleyicinin frekans cevabı	52
Şekil 4.9.	(a)Düşey besleme hattı uzunluklarının (a)Yatay besleme hattı uzunluklarının frekans cevabına etkisi	53
Şekil 5.1.	(a) Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması (b) Üretilen alçak-band geçiren çiftleyicinin fotoğrafı	55

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

f	Frekans
Ω	Ohm
FBW	Göreceli Band Genişliği
c	Işık hızı
d_{res}	Rezonatör Uzunluğu
Ω	Radyan Frekans Değeri
S	Saçılma Parametresi
GHz	Gigahertz
nH	Nanohenry
pF	Pikofarad
λ_g	Kılavuz Dalga Boyu
ϵ_{re}	Etkin Dielektrik Sabiti
l	Uzunluk
dB	Desibel
rad	Radyan
sn	Saniye

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Basit anlamda bir filtre, geçme bandı frekanslarında sinyal iletimini, durdurma bandı frekanslarında ise sinyalin sönümlenmesini sağlayan iki kapılı bir devredir. Mikrodalga filtreler ise kapasitör ve indüktörden oluşan toplu devre filtre elemanlarının, çeşitli iletim hattı türlerine çevrilmesiyle elde edilebilen filtrelerdir [1]. Böylece toplu devre elemanlarından kaynaklanabilecek kayıplar da minimize edilebilmektedir. Mikrodalga filtreler haberleşme sistemlerinde doğrudan kullanılabilmeyle birlikte farklı frekans bandlarına sahip olanların birleştirilmesiyle çoklayıcılar halinde de haberleşme sistemlerinde kullanılabilir. Dolayısıyla mikrodalga çoklayıcılar geniş frekans bandına sahip bir sinyali birden fazla dar banda bölebilirler veya çeşitli yöntemlerle farklı çıkışlarında farklı tür filtreleme işlemlerini gerçekleştirebilirler. Bazı uygulamalar ise alçak ve yüksek frekans sinyallerinin birbirinden ayrılmasını gerektirirler. Kablosuz haberleşme ve uydu sistemlerindeki gelişmelere bağlı olarak aynı anda birden fazla frekans sahasının tek bir mikrodalga filtrede bulunmasına duyulan ihtiyaç, minyatür boyut, filtrelerdeki seçicilik ve durdurma bandı kalitesinin artmasına yönelik beklentiler, mikrodalga çiftleyici tasarımına yönelik çalışmaları artırmıştır.

Bir adet alçak geçiren filtre ve bir adet band geçiren filtreden oluşan alçak band geçiren çiftleyiciler, kablosuz haberleşme sistemlerinin önemli elemanlarından. Alçak geçiren ve band geçiren filtre özelliğinin aynı anda tek bir filtrede bulunması durumu kullanım açısından birçok avantaj sağlarken, aynı zamanda çiftleyicide yer alan kanallar arasında iyi bir izolasyon seviyesi ihtiyacını da ortaya çıkarmaktadır. İyi bir alçak-band geçiren çiftleyicide, alçak geçiren ve band geçiren filtre kanallarının arasındaki izolasyon seviyesi, bu iki filtrenin, birbirlerinin çalışmasını ne kadar az veya çok etkilediği ile ilgili önemli bir değişkendir. Ayrıca kompakt boyut, gelişen teknolojik gelişmelere bağlı olarak önemli bir ihtiyaç haline gelmiştir. Bu da yine alçak band geçiren çiftleyici tasarımında aranan önemli bir özelliktir. Ayrıca düşük araya giriş kaybı çiftleyicide bulunan her iki filtre için de arzu edilmektedir. Bunun dışında bir alçak- band geçiren çiftleyicide geri dönüş kaybının düşük, kısmi band genişliği oranının(%FBW) yüksek olması beklenir.

1.1. Amaç ve Kapsam

Tasarlanan alçak-band geçiren çiftleyici ile, uydu ve uzay haberleşme sistemlerinin hem alçak hem de band geçiren filtre özelliklerini bir arada bulundurabilecek tek bir filtre ihtiyacının karşılanması amaçlanmaktadır. Ayrıca kanallar arası yüksek izolasyon seviyesi, düşük araya giriş kaybı ve minyatür boyut özellikleri de tasarlanacak olan alçak-band geçiren çiftleyicide elde edilmek istenen önemli özelliklerdendir. Filtre yapısında kullanılan kıvrımlı kare halka rezonatör yapısı ile alçak-band geçiren çiftleyici tasarımına bir yenilik getirilmesi ve aynı zamanda filtre boyutunun olabildiğince küçültülmesi amaçlanmaktadır. Yapılan benzer çalışmalardan farklı olarak, yüksek izolasyon seviyesine sahip, minyatür boyutlu ve araya giriş kayıpları da düşük olan bir alçak-band geçiren çiftleyici ortaya çıkarılması amaçlanmaktadır.

1.2. Literatür Özeti

Tez konusunu oluşturan alçak-band geçiren çiftleyicide, alçak geçiren ve band geçiren filtre yapıları ayrı ayrı tasarlanıp, sonradan bir araya getirilmişlerdir. Bu sebeple öncelikle alçak geçiren filtreler hakkında yapılan çalışmalar incelenmiş olup, daha sonra band geçiren filtreler ile ilgili yapılan çalışmalar ele alınmıştır. Son olarak band geçiren çiftleyiciler ve alçak-band geçiren çiftleyici yapıları incelenmiş ve literatür taraması bu şekilde tamamlanmıştır.

Geniş durdurma bandı ve bandlar arası sert bir geçiş, alçak geçiren filtrelerde ulaşılmaya çalışılan başlıca özelliklerdir [2-3, 11-12, 14]. Ayrıca alçak geçiren filtre tasarımlarında eliptik filtreleme karakteristiği, diğer filtreleme karakteristikleriyle sık sık karşılaştırılmıştır. Yang ve çalışma arkadaşları tarafından bir F sınıfı güç yükseltecinin, geçme bandından durdurma bandına hızlı geçiş gereksinimini karşılamak amacıyla kullanılan eliptik filtre eşleşme devresi, Chebyshev filtreleme karakteristiğiyle karşılaştırılmıştır. Söz konusu çalışmada, eliptik alçak geçiren ve Chebyshev alçak geçiren filtre karşılaştırılmış ve eliptik filtrenin bandlar arası daha hızlı bir geçiş sağladığı belirtilmiştir. Eliptik filtrenin özel frekanslarda zayıflama kutuplarına sahip olduğu ve bunun da geçirme ve durdurma bandı arasında sert bir geçiş sağladığı belirtilmiştir. Zayıflama kutupları, seri rezonans kolları birbirine paralel bir şekilde bağlanarak elde edilmiştir. Bunun yanı sıra, eliptik filtredeki geçme bandı

dalgalanmalarının etkisinin ihmal edilebilir olduğu, bunun nedeninin de dalgalanmaların genliğinin ana empedansı etkilemek için oldukça küçük olmasından kaynaklandığı belirtilmiştir [2].

Yapılan bir başka çalışmada ise, eliptik ve Butterworth filtreleme karakteristiklerine sahip iki adet alçak geçiren filtre tasarlanmış, elde edilen sonuçlar birbirleriyle karşılaştırılmış ve eliptik filtreleme karakteristiğine sahip alçak geçiren filtrenin daha iyi bir geri dönüş kaybı performansı gösterdiği, buna rağmen Butterworth filtreleme karakteristiğine sahip alçak geçiren filtrenin, eliptik filtreleme karakteristiğine sahip alçak geçiren filtreye göre kazanç ve verimliliğinin daha yüksek olduğu belirtilmiştir [3].

Alçak geçiren filtreler rastgele veya periyodik gürültüleri ortadan kaldırmak ve analogtan sayısala dönüşümünden önce sinyalleri değiştirmek, görüntü bulanıklaştırmak için kullanılırlar [4]. Ali ve çalışma arkadaşlarının yaptığı çalışmada öncelikle alçak geçiren eliptik filtre, basitlik, maliyetinin ucuz olması ve üretim kolaylığı gibi özelliklere sahip olmasından dolayı mikroşerit bir hat üzerinde tasarlanmış ve daha yüksek kalite faktörü, daha keskin bir geçiş için eliptik filtreye tamamlayıcı ayrıık halka rezonatör yapısı eklenerek tekrar simüle edildiğinde, filtre cevabının kalite faktörünün yükseldiği, kesim frekansının 3.6 GHz'den 2.84'e düşürüldüğü ve daha keskin bir geçiş elde edildiği grlmştir. Eliptik filtrenin özellikleri ve sağladığı avantajlar aşağdaki şekilde sıralanmıştır :

- Bir eliptik filtre hem durdurma hem de geçme bandında eş dalgacıklara sahip bir filtre çeşididir. Geçirme ve durdurma bandında kazanç açısından en hızlı dönüşümlere sahiptir.
- Dalgacıkların sayısı her bandda bağımsız olarak ayarlanabilir.
- Geçirme ve durdurma bandındaki dönüşümü kazanç açısından , diğer eş dereceye sahip filtre eşitleri arasında en hızlı olanıdır.
- Eliptik filtrede dalgacıklar durdurma bandında sifira yaklaştığında tip I Chebyshev Filtre gibi davranırken, geçme bandında dalgacıkları sifira yaklaştığında tip II Chebyshev filtre gibi davranır. Her iki dalgacık değer i sifira yaklaştığında bir Butterworth filtre gibi davranır [4].

Sriwas ve Kumar'ın yaptığı çalışmada [5], basamak empedans yapısı kullanılarak beşinci dereceden bir mikroşerit eliptik filtre tasarımı yapılmıştır. Bu çalışmada 1GHz'de kesim frekansı elde edilmek istenmiş fakat 900 MHz civarında kesim frekansı edilmiştir. Durdurma bandında ise 30 dB zayıflama elde edilmiştir. Filtre boyutu büyüktür.

Hayati ve Shama, yaptıkları çalışmada eliptik fonksiyonlu alçak geçiren filtreyi bir F sınıfı güç yükseltecinin çıkışında kullanarak geniş bir eleme bandı elde etmişlerdir. Sonuç olarak 2. harmonikten 11. harmoniğe kadar olan geniş bir harmonik baskılama aralığı elde edilmiştir [6].

İki adet eliptik filtrenin tasarlandığı ve birbiriyle karşılaştırıldığı [7]'de, dağınık elemanlı alçak geçiren filtre, mikroşerit bir hat ve interdijital bir kapasitörden oluşurken; toprak düzleminde yarık bulunan diğer filtre bir alçak empedans mikroşerit hat ve bir yarıklı toprak yapıdan oluşmuştur. Her iki filtrenin de bir diğerine göre avantajları ve dezavantajları bulunmaktadır.

Eliptik fonksiyonlu filtrelere yönelik yapılan diğer bir çalışma ise, bir adet genişletilmiş mikroşerit hat, bir spiral şekilli dağıtılmış toprak yapısı ve bir zil şekilli dağıtılmış toprak yapısından oluşmaktadır. Zil şekilli dağıtılmış toprak yapısı durdurma bandı için gerekli zayıflamayı sağlarken, spiral şekilli dağıtılmış toprak yapısı geçme bandından durdurma bandına hızlı geçişi sağlamaktadır. Sonuç olarak tasarlanan filtrede düşük bir araya giriş kaybı ve yüksek bir durdurma bandı performansı elde edilmiştir [8].

Giannini ve çalışma arkadaşlarının yaptığı çalışmada, daha yüksek dereceden mikroşerit alçak geçiren filtre tasarımı için filtre prototipinin her bir toplu elemanını hat bölümüne çevirmek yerine, her mikroşerit eleman dört adet reaktif elemana karşılık gelecek şekilde bir alçak geçiren eliptik filtre tasarımı yapılmıştır. Bu yöntem ile tasarlanan filtrede parazitlerin ve istenmeyen reaktansların azaldığı, ayrıca filtre derecesinin de düşen boyutla birlikte artırıldığı, geçiş bandı zayıflamasının düşürüldüğü ifade edilmiştir [9].

Yang ve çalışma arkadaşları iki katmanlı bir mikroşerit eliptik alçak geçiren filtre tasarlamışlardır. Çapraz ve geniş band bağlaşımlı mikroşerit yapılar kullanılarak alçak geçiren filtre cevabı geliştirilmeye çalışılmıştır [10].

Karimi ve çalışma arkadaşları keskin bir geçiş ve durdurma bandında yüksek bir harmonik baskılama seviyesi için bir alçak geçiren filtre tasarlamışlardır. Bağlaşımli T şekilli rezonatör ile eliptik ve radyal rezonatörler olmak üzere üç çeşit rezonatör yapısını bir araya getirmişlerdir. Ayrıca radyal ve eliptik rezonatörlerin LC eşdeğer devreleri için yeni formüller elde etmişlerdir. Filtre boyutunu küçültmek için T şekilli rezonatörlerin etrafındaki iletim hatlarına kıvrımlı bir şekil verilmiştir [11].

Kumar ve Parihar'ın yaptığı çalışmada iki eliptik seri rezonatör, ana iletim hattına paralel biçimde bağlanarak altıgen şeklinde simetrik bir filtre yapısı oluşturulmuştur. Bu sayede iki adet iletim sıfırı elde edilmiştir. Durdurma bandının genişliğini artırmak ve araya giriş kaybının değerini düşürmek için ise 50 ohm değerindeki giriş ve çıkış portlarına açık devre yan hatlı iki iletim hattı bağlanmıştır. Elde edilen sonuçların iyileştirilmesi amacıyla, filtrenin toprak düzlemine boşluklar aracılığıyla ana iletim hattına ve besleme hattına bağlanan üç adet yarı dairesel yarıklar eklenmiştir. Böylece iki adet daha iletim sıfırı elde edilmiş ve istenen geniş durdurma bandı zayıflaması ve keskin geçiş bandına ulaşılmıştır. Filtrenin boyutu ve birinci iletim sıfırı, altıgen şeklindeki eliptik rezonatörlerin arasında bulunan elektriksel bağlaşımli kontrol edilebilmektedir. Boyutlarda yapılan iyileştirmelerden sonra geniş bir durdurma bandına ve keskin bir geçişe sahip bir adet alçak geçiren filtre elde edilmiştir [12].

Wang ve çalışma arkadaşları iki adet basamak empedanslı hairpin rezonatörünü birbirine yüksek empedans iletim hattı ile bağlamış ve bunların içerisine radyal yan hatlar ekleyerek durdurma bandı genişliği artırılmış bir alçak geçiren filtre tasarımı gerçekleştirmişlerdir. Elde edilen filtre, sahip olduğu boyut ve geri dönüş kaybı açısından öncekilere göre daha iyi sonuçlar vermiştir. Kesim frekansının yeri, radyal yan hattın ve hairpin rezonatörlerin boyutlarına bağlı olarak ayarlanabilir bir özelliكتedir [13].

Alyahya ve çalışma arkadaşları ultra geniş eleme bandına sahip bir alçak geçiren filtre tasarımı yapmışlardır. Yapılan çalışmada, açık devre yan hatlara sahip basamak empedans rezonatörleri ve birim elemanlar kullanmışlardır. Açık devre yan hatların boyutu, birim elemanların boyutunun iki katı seçilerek yeni iletim sıfırları elde edilmiş ve bu iletim sıfırları kesim frekansına yaklaştırılmışlardır. Geleneksel açık devre yan

hatların yerine basamak empedanslı açık devre yan hatlar koyulmuştur. Böylece eleme bandı genişliği ve filtrenin seçicilik performansı artırılmıştır [14].

Band geçiren filtre tasarımında temel çalışmalardan biri olan Wolff'un yaptığı çalışmada, mikrodalga rezonatörlerin rezonans frekansında iki adet dejenere mod oluşturduğu ve bu dejenere modların halka rezonatörde oluştuğunda biri saat yönünde, diğeri ise saat yönünün tersinde dönen iki dalga olarak düşünülebileceği belirtilmiştir. Eğer halka rezonatör simetrik ise bu iki mod birbirine dik olur ve bu iki modun arasında bağlaşım oluşmaz. Simetrik yapıya sahip olan bir halka rezonatörde iki adet dejenere mod oluşturmanın ilk yolu filtredeki bağlaşım hatlarının simetrisini bozmaktır. Diğer yolu ise halka rezonatördeki simetriyi bozmaktır. Wolff iki bağlaşım hattından birini açısız olarak eğerek, filtrenin genel yapısındaki simetriyi bozmuştur. Böylece aynı genlikte iki adet dejenere mod elde etmiştir. Halka rezonatörün iç tarafında bir adet dikdörtgen oyuk oluşturarak da farklı genliklerde iki adet dejenere mod elde etmiştir [15].

Eliptik fonksiyonlu mikroşerit kıvrımlı halka rezonatörler kullanılarak oluşturulan 1996'daki çalışmada Lancaster ve Hong, saçaklanma alanı ve yaklaşıklık bağlaşımından bahsetmektedir. Saçaklanma alanının yapısı ve genişliği, bağlaşımın yapısı ve gücünü belirler. Merkez frekansında her bir açık halka rezonatör boşluk olan kenarla birlikte maksimum elektrik saçaklanma alanına sahiptir ve maksimum manyetik saçaklanma alanı karşı kenardadır. Eğer bitişik olmayan iki rezonatörün açık kenarları yaklaşık olarak konumlandırılırsa alanın dışında saçaklanma alanının git gide zayıflama göstermesi sebebiyle, elektriksel çapraz bağlaşım elde edilebilir. Buna karşılık eğer kenarlar iki bitişik olmayan rezonatörün maksimum manyetik saçaklanma alanı ile birlikte birbirine yaklaşık olarak konumlandırılırsa manyetik çapraz bağlaşım elde edilebilir. Kaskad bağlaşım için, her ne kadar elektrik ve manyetik saçaklanma alanları bağlaşımli kenarlarda göreceli olarak bozulmalara sahip olabilese de bu, manyetik bağlaşımın baskın olduğu gösterilebilir çünkü verilen bir genişlik için elektrik saçaklanma alanı manyetik saçaklanma alanından daha hızlı bozulur. Eliptik filtrenin gerçekleştirimi için gerekli bağlaşımlara tasarlanan filtre yapısı kullanılarak ulaşılabilir [16].

Bir eşkenar üçgen yama rezonatörü ilk kez çift modlu bir cevap elde etmek için kullanan Hong ve arkadaşı, bu yeni rezonatör yapısı için yeni bir devre modeli

oluşturmuş ve iki adet çift kutuplu ve bir adet dört kutuplu band geçiren filtreler ile bu yeni rezonatörü düzlemsel mikroşerit band geçiren filtrede uygulamışlardır. Aynı zamanda devre derecesinin artırılmak istendiğinde devre yapısının hangi değişkenlerle oynanarak elde edilebileceği de belirtilmiştir. Yeni denklemler elde edilmiş ve yapılan çalışmalar sonucu çift modlu frekans cevabının, ana frekansın rotasyonel veya süperpozisyonu şeklinde olduğunu belirtilmiştir. Eğer iki ayrı mod frekansı, iki öz rezonans frekansına eşitse bu iki rezonatör arasında bağlaşım yoktur. Bu yeni rezonatör yapısının çift modlu rezonatörlere sadece bir alternatif değil aynı zamanda minyatür boyut ve basit bir bağlaşım yapısı sunduğu belirtilmiştir. Dört adet admitans evirici giriş ve çıkış portlarına paralel biçimde bağlaşım yapılırken, bir adet admitans evirici de doğrudan bağlaşım ile giriş ve çıkışa bağlaşımlandırılmıştır. İki adet rezonatör birbirine bağlaşımli olmadan seri şekilde konumlandırılması sebebiyle, kare ve halka rezonatörlerden farklı bir devre yapısındadır [17].

Hong ve Lancaster'ın yaptığı diğer bir çalışmada çapraz bağlaşımli düzlemsel filtrelerin en çok karşılaşılan 3 bağlaşım yapısı için bağlaşım katsayısını elde edilmiş ve dört kutuplu bir mikroşerit band geçiren filtre tasarlanmıştır. Birbirine elektrik, manyetik ve karma şekilde bağlaşımlanan kare açık halka rezonatörlerin bağlaşım katsayısı elde edilmiştir. Eğer kare açık halka rezonatörler birbirine boşluklar birbirine bakacak şekilde bağlaşımlandırılırsa elektriksel bağlaşım, boşluklar x ekseninde birbirine ters şekilde konumlandırılırsa manyetik bağlaşım ve boşluklar yukarı ve aşağıya bakacak şekilde rezonatörler ters çevrilerek bağlaşımlandırılırsa karma bağlaşım olacağı belirtilmiştir. Bu çalışmada rezonatörlerin birbirine göre konumunun bağlaşım tipini belirlediği belirtilmiştir. Eğer rezonatör devresi birbirine mükemmel derecede bağlaşımliysa, yani bağlaşım katsayısı kritik değerden daha büyükse, iki adet rezonans noktası elde edilir. Simetri düzlemi elektrik(kısa devre) ve manyetik(açık devre) duvarla yer değiştirilerek tekli rezonans frekansları elde edilmiştir [18].

Görür, 2004 yılında yaptığı çalışmada çift modlu mikroşerit bir açık halka rezonatör eğer köşe kesimi şeklinde bir yama elemanına sahipse Chebyshev karakteristik, bir iletken yama şeklinde çift modlu rezonatörün dış köşesine yerleştirilirse de rezonatörün eliptik karakteristik göstereceğini belirtmiştir. Bağlaşımın doğasının, yama elemanının şekli tarafından belirlendiği belirtilmiştir. Tek bir rezonatör kullanılarak iki adet filtre karakteristiği elde edilebileceği belirtilmiştir. Yama elemanının boyutu ile oynanarak

Chebyshev veya eliptik karakteristik elde edilebilir. Eğer pertürbasyon elemanın boyutu referans elemanın boyutundan büyük olursa kapasitif bağlaşım, küçük olursa indüktif bağlaşım oluşur [19].

Kare halka rezonatörün dört adet iç köşesine ağaç şeklinde yamalar eklenerek oluşturulan yeni bir çift modlu rezonatör yapısıyla Wang ve çalışma arkadaşları, geniş durdurma bandına sahip bir adet band geçiren filtre tasarlamışlardır. Çift modlu filtrelerin çalışma bandında olduğu kadar durdurma bandında da yüksek bir performansa sahip olması arzu edilmektedir ve iyi bir eleme bandı için yeni rezonatör yapıları denenmektedir. Üçgen şeklinde kesim, çift modlu rezonatörün simetri eksenine 135 derecelik açıyla yerleştirilmiştir. Yama elemanın boyutuna göre rezonans frekanslarının dejenere modları, artan boyuta oranla biri artarken diğeri azalma eğilimi göstermiştir. Ayrıca merkez frekansı, kullanılan ağaç şekilli yama elemanlarının uzunlukları ve aralarındaki boşluklar değiştirilerek ayarlanabilmektedir [20].

Kablosuz iletişim sistemlerinde. mikroşerit açık halka rezonatörler dispersiyon etkisinden kaynaklanan geniş durdurma bandı özelliği sağlamaktadırlar. Görür'ün yaptığı diğeri bir çalışmada, mikroşerit yavaş dalga açık halka rezonatörün yavaş dalga ve dispersiyon özellikleri kullanılarak, çift modlu bir band geçiren filtre tasarlanmıştır. Söz konusu mikroşerit çift modlu kare halka rezonatör dört adet eş koldan oluşur. Kare halka rezonatörün bir köşesinde bir adet kare yama elemanı bulunur ki dejenere modlar bu eleman aracılığıyla gerçekleştirilir ve diğeri rezonatörlere bağlanırlar. Rezonatörde bulunan her kol, bir mikroşerit açık halka elemanı temsil etmektedir. Mod 1'in sıfırlarının ve kutuplarının yeri, Mod 2'nin 90 derece döndürülmesi ile birbirine dönüşebilir özelliktedir. Bu durumun tersi de geçerlidir. Yama elemanın boyutu çiftleyici katsayısı ve Mod 1 ile doğru orantılı, Mod 2 ile ters orantılıdır. Band geçiren filtrede bulunan yama elemanın boyutu arttıkça mod bölünmesi de artmıştır. Yama elemanı olmadan mod bölünmesinin ve band geçiren cevabın elde edilemeyeceği belirtilmiştir. Merkez frekansı şerit kalınlıklarıyla oynanarak ayarlanabilmiştir [21].

Çift modlu mikroşerit rezonatörler genellikle halka , disk veya kare yama şeklindedirler. Hong ve Lancaster'ın yaptığı çalışmada kare halka rezonatör kullanılarak ilk kez çift modlu band geçiren filtre tasarlanmıştır. Bu rezonatör dört eş koldan ve iç köşesine yerleştirilmiş bir adet üçgen yama elemanından oluşmaktadır. Bu üçgen yama elemanı dejenere modların elde edilmesinde kullanılmıştır. Modlar değiştiğinde alan ışıması da

90 derece dönmektedir. Bir modda sağ ve solda iletim sıfırları bulunurken, diğer modda yukarı ve aşağıda bulunmaktadır. Yama elemanın boyutu arttıkça modlar arası uzaklık ve bölünme artmıştır [22].

Dar bir geçme bandı, band geçiren filtrelerde arzu edilen özelliklerden biridir. Chaimool ve çalışma arkadaşları yaptıkları çalışmada dört adet üçgensel açık halka rezonatörü birbirine bağlayarak kare bir rezonatör yapısı elde etmişlerdir. Bağlaşım katsayısı alçak geçiren filtre prototipinden çıkarılmıştır. Dört kutuplu çapraz bağlaşım band geçiren filtre yapısında açık halka rezonatörler bulunmaktadır. Rezonatörler arasında üç çeşit bağlaşım görülmektedir: Elektrik, manyetik ve çapraz bağlaşım. Rezonatörler arasındaki boşluğa bağlı olarak bağlaşım katsayılarının değişimi ele alınmıştır. Buna göre her üç bağlaşım katsayısının uzaklıkla ters orantılı olarak değiştiği gözlemlenmiştir. Filtre dar bir geçme bandına ve minyatür bir boyuta sahiptir [23].

Hong ve Lancaster yaptıkları diğer bir çalışmada mikroşerit yavaş dalga açık halka rezonatörlerden ve onun değişik filtre yapıları içeren uygulamalarından bahsetmektedirler. Eliptik ve quasi eliptik cevabı da içeren bu filtre yapıları yavaş dalga etkisiyle minyatür bir boyuta sahipken, dispersiyon etkisiyle de daha geniş ve yüksek bir geçme bandına sahiptirler. Yarım dalga boylu rezonatörler merkez frekansının iki katına kadar durdurma bandına sahip olabilmesi için kaskad bağlı band durduran filtrelere ihtiyaç duyarlar fakat bu da boyutta ve fiyatta artışa neden olur. Çeyrek dalga boylu rezonatörlere sahip filtreler merkez frekansının 3 katına kadar durdurma bandı elde etseler de boşluklarla kısa devre bağlantıları gerektirirler ki bu da düzlemsel filtre yapısının üretimine ters düşmektedir. Toplu elemanlı filtreler geçme bandında herhangi bir bölünme göstermeseler de bunlar da yüksek kayıp ve düşük güç tutma kapasitesinden muzdariptirler. Kapasitif yüklü iletim hattı rezonatörlerinin tamamlayıcı devre teorisinden yola çıkarak yavaş dalga açık halka rezonatörler bulunmuştur. Mikroşerit yavaş dalga açık halka rezonatörler kullanılarak çeşitli filtre yapıları elde edilmiştir . Bu yapılar eliptik veya quasi eliptik frekans cevabı gösterebilmektedir. 5 kutuplu doğrudan bağlaşım band geçiren filtre ve 4 kutuplu çapraz bağlaşım band filtre tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir [24].

Bir adet kare halka rezonatör kullanılarak üçlü mod band geçiren bir filtrenin gerçekleştirildiği çalışmada Balalem ve çalışma arkadaşları var olan kare halka rezonatöre bükülmüş şerit yollar eklemiştir. Yama elemanı boyutuna ve besleme

hattı ile rezonatörler arasındaki boşluğa bağlı olarak değişen rezonans frekanslarının ve araya giriş kayıplarının değişimi gözlemlenmiştir. Ortogonal besleme hattına rezonatörlerin bağlanmasıyla elde edilen bu filtrede üç adet iletim sıfırı elde edilmiştir. Yarım dalga boyu uzunluğunda bir şerit hat eklenerek filtrenin ek yolu tanımlanmıştır [25].

Chun ve Hong'un tasarladığı band geçiren filtrenin çift ve tek modlarının rezonans frekansları kontrol edilerek mikroşerit açık halka rezonatör filtresi elektronik olarak ayarlanabilir veya yeniden tasarlanabilir bir özellik göstermektedir. Filtrenin yapısında üç adet yüklü varaktörlerin ayarlanabilir kapasitansları bulunur . Tam karşısında ise varaktörlerin dc kutuplanmasını ayırmak için bypass kapasiteleri bulunmaktadır. Rezonatörün tek ve çift mod olmak üzere iki adet modu bulunmaktır ve bu modlar birbirine bağımlı değildir. Eğer tek ve çift modun rezonans frekansları bölgesel olarak kaydırılırsa geçme bandı frekansı da ayarlanabilmektedir. Varaktör kapasitanslarının biri tek mod frekansını ayarlamak için kullanılırken bir diğeri çift mod frekansını ayarlama için kullanılmıştır. Varaktörlerin değiştirilmesiyle aynı zamanda filtre karakteristiği de yeniden yapılandırılabilir [26].

Ali'nin tasarladığı band geçiren filtrede diğer mikroşerit halka rezonatörlere kıyasla boyut olarak ciddi bir küçülme durumu söz konusudur. Bunun sebebi de filtre tasarımında fraktal geometrinin kullanılmasıdır. Bu aynı zamanda filtre tasarımcılarına daha yüksek dereceli filtreler için özgür bir tasarım alanı tanımıştır. Çalışmada fraktal geometrinin mikroşerit rezonatörlerin rezonans frekansını düşürdüğü, daha dar rezonans zirveleri sağladığı belirtilmiştir. Çift modlu rezonatörün iki dejenere modunun arasındaki bağlantının yapısı ve gücü, bu yama elemanın boyutuna bağlıdır [27].

Tu ve arkadaşının yaptığı çalışmada klasik bir çift modlu kare rezonatörün bir köşesinde üçgensel boşluk bulunmaktadır ve içinde ise yatay ve dikey eksenler birleştirilerek çapraz bir yarık eklenmiştir. Bu yarıklar sayesinde birinci rezonans frekansı düşürülebilirken ikinci rezonans frekansı sabit kalabilmektedir. Ana rezonans frekansından 2.88 kat daha yüksek bir ikinci rezonans frekansı elde edilmiştir, besleme hatları kayıpları azaltmak için rezonatöre doğrudan bağlanmıştır [28].

Bandgeçiren filtrelerle ilgili bir diğer çalışmada, yarım dalga boyu iletim hattı rezonatörleri kullanılarak bir bandgeçiren filtre elde edilmiştir. Yarım dalga boyu iletim hattı rezonatörüne iki adet açık uçlu yan hatlar eklenerek küçük boyutlu bir band

geçiren filtre tasarımı amaçlanmıştır. Eklenen bu iki yan hattın toplam uzunluğu da rezonatör boyuna eşittir.ve eşdeğer bir hat rezonatörü ortaya çıkarır. Böylece birbirinden ayrılan çeyrek dalga boylu hat rezonatörleri geçme bandında üç iletim kutbu elde edilmiştir. Eklenen yan hatların çeyrek dalga boyu uzunlukları birinin artırılırken bir diğerinin toplam uzunluk değişmeyecek şekilde azaltılmıştır. Genişlikleri ile de oynanmıştır ve böylece geçme bandının sağ ve sol tarafında iki adet iletim sıfırı elde edilmiştir. Böylece eleme bandı cevabı iyileştirilmiştir [29]

Martel ve çalışma arkadaşları birden fazla açık ayrık halka rezonatörün birbirine hatlar aracılığıyla kaskad bağlanması sonucu elde edilen üç kutuplu bir band geçiren filtre tasarlamaşlardır. Açık ayrık halka rezonatörlerde RLC devresinin empedansının, açık ayrık halka rezonatörün rezonans frekansında yok olması ile elde edilen bir geçme bandı söz konusudur. Bu çalışmada ise birbirine bağlanan halka rezonatörlerin hat bölmelerinin uzunlukları değiştirilerek band genişliği ayarlanmıştır [30].

Çift modlu basamak empedanslı band geçiren filtrelerle ilgili Matsuo ve çalışma arkadaşlarının yaptıkları çalışmada kullanılan halka rezonatörün giriş ve çıkış portları arasında doksan derecelik bir açı bulunmaktadır. Aynı zamanda empedans basamağı ile halka rezonatörün simetrik yapısı bozulmuş ve böylece iki adet rezonans frekansı ve iki adet zayıflama kutbu elde edilmiştir. Yama elemanı giriş ve çıkış portuna 135 derecelik bir açıyla yerleştirilmiştir. Giriş portu rezonans frekansında uyarılmadıkça, yama elemanı olmaksızın çıkış portundan cevap alınamayacağı belirtilmiştir. Belli bir noktada halka rezonatör iletim hattının karakteristik empedansı bir basamak şeklinde değiştirilerek çift modlu rezonatör gerçekleştirilmiştir. Rezonans modları arasındaki bağlaşımın gücü hem empedans oranına hem de basamaklandırılmış iletim hatlarının uzunluğuna bağlı olarak değiştirilebilmiştir.

Simetrik bir halka rezonatörde iki adet rezonans durumu vardır ve bu rezonanslar tek ve çift mod analizi ile ifade edilebilir. Çift mod analizinde halka rezonatör yarıya bölünür ve her iki tarafı açık devre yapılır. Tek mod analizinde yine ikiye bölünür ve bölünen parçanın her iki tarafı kısa devre edilir. Her iki durumda da halka rezonatör bir yarım dalga boylu rezonatör olduğu için dikey rezonans modları birbirine bağlaşımlı değildir. Çift modlu halka rezonatörde geçme bandının her iki tarafında zayıflama kutupları bulunur bunun sebebi giriş ve çıkış portları arasında iki adet yayılım yolu bulunmasıdır.

Simetrik bir halka rezonatörde tek ve çift modun öz empedans değerlerinin eşit olduğu frekansta zayıflama kutbu vardır. Çünkü dış taraftaki akımlar diğerlerini iptal eder.

Halka rezonatörde bulunan iki mod arasındaki bağlaşım halka rezonatörde yama elemanı kullanılan bölme arttıkça kuvvetlenmektedir. Fakat yama elemanındaki değişim rezonans modlarının frekanslarının merkezini az miktarda değiştirir. Yama elemanının konumunun halka rezonatörün aşığı veya yukarı taraftaki simetrik düzlemde yerleştirilmesi zayıflama kutuplarının farklı olmasını fakat aralarındaki bağlaşımın kuvvetinin eşit olmasını ortaya çıkarır. Yama hattı rezonatör iletim hattından daha dardır bunun nedeni karakteristik empedans oranının birden büyük olduğunda zayıflama kutuplarının üretilmemesidir [31].

Ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımı için Kim ve Yun, varaktör ayarlamalı tarak şeklindeki basamak empedans mikroşerit hatlar kullanmıştır. Giriş ve çıkış portunda bir toplu eleman olarak indüktör kullanılmıştır. Bu indüktörün değeri ve konumu ile harici kalite faktörü sabit band genişliği ihtiyacını karşılamada kullanılmıştır [32].

Eleme bandının genişliği artırılmış bir band geçiren filtre tasarımı gerçekleştirilen [33]'te ise paralel bağlaşımlı basamak empedans rezonatörü kullanarak bir band geçiren filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Giriş ve çıkış rezonatörleri bükülerek iletim sıfırları, yüksek ve alçak empedans oranları değiştirilerek rezonans frekansları oluşturulmaya çalışılmıştır. Giriş ve çıkış rezonatörleri üzerinde empedans dönüştürücü bulunur. Yüksek ve alçak empedans oranı olabildiğince küçük seçilmeye çalışılmıştır. Bunun nedeni geniş bir durdurma bandı elde edilmek istenmesidir. Yüksek frekanslardaki eleme bandı genişliğini artırmak amacıyla basamak empedans rezonatörlerinin yüksek frekans harmonikleri ele alınmış ve bunlar durdurma band genişliğini artırmak için kullanılmıştır. Üç adet basamak empedans rezonatörü birbirine seri bağlanmış ve giriş ve çıkış rezonatörleri bükülmüştür. Filtre tasarımında bükülen giriş ve çıkış rezonatörleri sayesinde elde edilen iletim sıfırları, filtre seçiciliğini ve durdurma bandı genişliğini artırmıştır [33].

Lee ve çalışması arkadaşlarının tasarladığı band geçiren filtre yapısında iki adet mikroşerit çeyrek dalga boylu rezonatörün arasına bir adet açık yan hat evirici konumlandırılmıştır. Açık yan hat evirici sadece minyatür boyut sağlamaz. Aynı zamanda bir adet zayıflama kutbu üretir. Bu kutup geçme bandının sağında veya solunda bulunabilir. Zayıflama kutbunun nerede konumlanacağı açık yan hattın boyu

değiştirilerek belirlenebilir. Ayrıca direk bağlaşım kullanıldığı için filtre kaybı da düşüktür. Bir adet eliptik dört kutuplu ve bir adet Chebyshev iki kutuplu band geçiren filtre tasarlanmıştır. Filtre yapısında bulunan rezonatörün toprağa bağlanmasına gerek yoktur çünkü açık yan hat evirici toprağa kısa devre edilmiştir [34].

Lei ve çalışma çalışma arkadaşları klasik halka rezonatöre dört adet eşit aralıklarla, birbirine paralel kapasitörler ekleyerek oluşturdukları çift modlu band geçiren filtre çalışmasında, tek ve çift modun ayrı ayrı kontrol edilebilir olduğunu belirtmiştir. Bu durumun da halka rezonatörün boyutunu düşürdüğü belirtilmiştir. Ayrıca filtrenin paralel yapısının kutuplamaya müsait olmasından ötürü varaktör diyotlar ile ayarlanabilir bir filtre yapısı da göstermektedir. Kapasitans değerlerinin değişiminin filtre performansına etkisi gözlemlenmiştir [35].

Ultra geniş bantlı band geçiren filtre tasarımına yönelik çalışmalar 2002 yılından bu yana artış göstermiştir. Federal İletişim Topluluğu tarafından belirlenen sınır değerler arasında geçme bantının frekans değerlerinin 3.1-10.6 GHz değerleri arasında olması veya kısmi band genişliğinin en az %110 olması sayılabilir. Bu filtreler genellikle ticari amaçlarla kullanılmış olup, uygulama alanine yönelik bir gereklilik söz konusudur.

Wang ve çalışma çalışma arkadaşlarının yaptığı ultra geniş band band geçiren filtre tasarımında hybrid mikroşerit ve eş düzlemsel dalga kılavuzu yapıları kullanılmıştır. Çoklu mod rezonatör ilk üç adet rezonans modunu elde etmek için tasarlanmıştır. Bu rezonans modlarından birincisi ultra geniş geçme bantının en solunda, diğeri en sağında, kalan ise geçme bantının merkezindedir. Merkezde dar bir yarık bulduran eş düzlemsel dalga kılavuzu alçak empedans oluştururken, merkezin her iki tarafında bulunan geniş yarıklı dalga kılavuzları başta ve sonda yüksek empedans oluştururlar. Bunlar kaskad bağlı bir devre yapısı ve admitanslar ile ifade edilir. Bir eş düzlemsel dalga kılavuzu üzerindeki çok modlu rezonatör açık yan hatlara sahiptir. Eş düzlemsel dalga kılavuzu üzerindeki çok modlu açık yan hatlı rezonatörün artan yarık kalınlığı ile birinci rezonans frekansının değeri yükselirken diğeri iki rezonans değeri azalır. 3.1 ve 10.6 frekans bandını içine alacak bir geçime bandı amaçlanmıştır. 6.85 GHz merkez frekanlı geniş bir band genişliğine sahip beş kutuplu bir band geçiren filtre elde edilmiştir. Filtre boyut olarak da öncekilerden küçüktür. Filtrede bir orta düzlem bir de üst düzlem vardır. Ortada rezonatör ve yarıklar, üstte ise yüzeyden yüzeye iki adet bağlaşım yapı vardır. Böylece beş kutuplu bir band geçiren filtre elde edilmiştir. Açık

admitanslarla ortadaki rezonatör, J inverterlarla da üstteki rezonatör temsil edilmiştir [36].

Bir başka ultra geniş bantlı band geçiren filtre çalışması ise Hong ve Shaman tarafından kablosuz haberleşme uygulamaları için gerçekleştirilmiştir. Söz konusu çalışmada tasarlanan ultra geniş bantlı band geçiren filtre, beş adet kısa devre yan hattan oluşur. Ayrıca besleme hatları arasında da çapraz bağlaşım vardır ve bu da geçme bantının her iki kenarında yeni bir çift zayıflama kutbu oluşturmuştur. Filtrede bulunan beş adet kısa devre yan hatlar ile iki adet iletim sıfırı elde edilir. Buna ek olarak istenen frekanslarda yeni zayıflama kutupları elde edilmesi filtre seçiciliğinin iyileştirilmesi için amaçlanmıştır. Bu amacı gerçekleştirmek için var olan iki yoldan birincisi her bir kısa devre yan hattı iki açık devre yan hat ile değiştirmektir ki bu filtre boyutunu oldukça artıracaktır, ikincisi ve filtrede kullanılan teknik ise giriş ve çıkış besleme hatları arasında bir çapraz çiftleyici oluşumaktır. Bu teknikt giriş ve çıkış hattında bulunan hatlar birbirine paralel biçimde konumlanmış ve birbirinden bir boşluk ile ayrılmıştır. Bu boşluk ve besleme hatlarının uzunlukları değiştirilerek iletim sıfırları istenen frekanslarda konumlandırılabilmiştir. Filtrenin geçme bandı geniş ve seçiciliği yüksektir [37].

Kurita ve arkadaşının yapmış olduğu ultra geniş bantlı band geçiren filtre tasarımında mikroşerit hatlar ve eşdüzlemsel dalga kılavuzu bağlaşımı vardır. Mikroşerit hatların toprak düzleminde bulunan geniş kenar eş düzlemsel dalga kılavuzu bulunur. Filtrede iki adet mikroşerit iletim hattı vardır ve bunların arasında bir boşluk bulunur. Bu hatlar toprak düzleminin üstündeki eş düzlemsel dalga kılavuzuna aradaki dielektrik malzeme aracılığıyla geniş kenar bağlaşımıdır. Geniş kenar bağlaşımı ve aradaki dielektrik malzeme, mikroşerit hatlar ve dala kılavuzu arasındaki bağlaşımın oldukça sıkı olmasını sağlar ve bu da geniş bir geçme bandı çalışması ortaya koyar. Bağlaşımli hatlar yarı kılavuz dalga boyu uzunluğunda rezonans gösterir. Bu da filtre tasarımını basit hale getirmiştir. Bağlaşım hattı uzunluğu değiştikçe rezonans frekansı da değişir. Ayrıca mikroşerit hatlar arasındaki boşluk da rezonans frekansı ile doğru bir orantıya sahiptir. Fakat yine de belli bir boşluk değerinden sonra rezonans frekansı kesime uğrar. S parametreleri için de bağlaşımli hat uzunluğunun etkileri incelenmiştir ve buradan yola çıkılarak tasarım şekillendirilmiştir. Filtrenin araya giriş kaybı değeri de oldukça

düşüktür. Ayrıca filtre boyutu da kullanılan eş dalga kılavuzunun toprak düzlemine yerleştirilmiş olması nedeniyle oldukça küçüktür [38].

Li ve arkadaşları, ultra geniş bantlı band geçiren filtre tasarımı için üç adet açık yan hattı dikey olarak merkezde bulunan bir çok modlu rezonatöre yatay olarak eklemiştir. Bu çok modlu rezonatör yapısı giriş ve çıkışa kapasitif olarak bağlaşımlıdır ve bu hatların bağlaşım gücü artırılmak için tekrar düzenlenmiş ve birbirine paralel olarak bağlaşımlı hat yapıları ile değiştirilmiştir. Bu da filtrenin band genişliğini artırmıştır. Bu üç adet yan hatların uzunlukları değiştirilerek rezonans frekanslarının yerleri ve varlığı gözlemlenmiştir. Kenarda bulunan yan hatların uzunlukları değıştikçe son iki rezonans frekansının yerleri değışirken, ortadaki yan hattın uzunluğu arttıkça rezonans frekanslarından biri kaybolmaktadır veya sondaki rezonans frekansının yeri değışmektedir [39].

Shaman ve arkadaşının tasarladığı ultra geniş bantlı band geçiren filtrede beş adet kısa devre yan hat birbirine hatlar aracılığıyla bağlanmıştır ve bu hatlardan ilk ve son hatta çentik yan hat gömülmüştür. Böylece filtre boyutunda değışim olmadan bu gömülü yan hattın genişliği ve boyu değıştirilerek yüksek seçicilikte minyatür bir band geçiren filter elde edilmiştir [40].

Çift bantlı kablosuz sistemlerdeki gelişmelere bağlı olarak, çift bantlı band geçiren filtre tasarımlarında son yıllarda artış görülmektedir. İki adet geçme bandı ve iki özel merkez frekansı olan bu tip filtrelelere örnek olarak [41]'de yapılan çalışmada minyatür çift modlu mikroşerit band geçiren filtre harici bir besleme olmaksızın tasarlanmıştır. Yarım dalga boylu kıvrımlı bir basamak empedans rezonatörü ile hem çift bantlı bir filtre elde edilmiş hem de boyutta küçülme sağlanmıştır. Kenarlardaki paralel çiftleyicili mikroşerit hatlar ile her iki bantdaki geri dönüş kaybı azaltılmıştır. Geri dönüş kayıpları 20 dB den daha yüksektir. Filtre merkezinde kısa boylu yüksek empedans hatları(kalınlıkları ince)nın her iki tarafına uzun boylu alçak empedans(kalınlıkları fazla olan) hatları birbiri ardınca bağlanmıştır. Filtre boyutu 10.2 x12.3 mm'dir. Kıvrımlı yapıda çift rezonanslı basamak empedans rezonatörü ve çift bantlı paralel bağlaşımlı mikroşerit hatlar kullanılmıştır. Herhangi bir harici çift band empedans dönüştürücü beslemelere ihtiyaç duymadan iki bantda filtreleme performansına ulaşılmıştır[41].

Luo ve çalışma arkadaşları bir adet halka rezonatör kullanarak iki çift dejenere mod ve böylece çift band elde etmiştir. Halka rezonatörde bulunan iki dejenere modu bölmek

halka rezonatörün dışındaki besleme hatlarının simetrisini belli bir açıyla bozmak veya halka rezonatörün kendi iç simetrisini bozmak için yama veya boşluklar eklenmelidir. Halka rezonatör minyatür boyutu ve yüksek kalite faktörü için filtre tasarımında tercih edilirler. İlk olarak dışardaki iki harci port rasındaki açı ve iletim sıfırlarının yeri arasındaki ilişki belirlenmek istenmiştir. İki port arasındaki açı 45 derece olarak belirlenmiştir. Harici portlardan biri toplu elemanlı kapasitörler iken diğer filtredeki harici elemanlar mikroşerit hatlardır. İki port arasındaki bağlantının gücü ve yama elemanının iki adet dejenere mpoda etkisi incelenmiştir. Dört ve sekiz yan hat kullanılarak eşdeğer devre modelleri tasarlanmıştır. İki adet filtre üretilmiştir. Çoklu iletim sıfırları iki harici port arasındaki açı ile oluşturulabilir ve değiştirilebilir niteliktedir. İki adet rezonans frekansı elde etmek için açık yan hatlar dört adet ve simetrik bir şekilde halka rezonatöre eklenmiştir. Bu da ikinci geçme bandını oluşturmuştur. Birinci geçme bandının filtreleme karakteristiği harici besleme hatlarının bağlantısına göre şekillenirken, ikinci geçme bandının filtreleme karakteristiği halka rezonatörün içine yerleştirilen dört adet yama elemanının uzunluğu ve genişliğine bağlı olarak şekillenir. Dört adet ve sekiz adet yama elemanının eklendiği halka rezonatör yapıları üretilmiştir ve bu değişimin yapılma sebebi filtre boyutunda küçülmeye gitmektir [42].

Sun yaptığı çalışmada, yüklü açık devre yan hatların uzunluklarını artırarak iki adet birinci dereceden dejenere modlar elde etmiştir. Bir adet kare halka rezonatöre aralarında doksan derece açı bulunacak şekilde harici bağlaşımlı hatlar eklenmiştir ve bu hatlar simetrik bir şekildedir. İki adet geçme bandı vardır. Her geçme bandı için iki adet iletim kutbu elde edilmiş ve iki iletim sıfırı geçirme bandlarının arasına yerleştirilmiştir. Böylece yüksek bir izolasyon seviyesi elde edilmiştir. Dejenere modlar arasındaki ayrılma rezonatöre bağlaşımlı hatların boylarıyla değiştirilirken, band dışındaki harmonikler bağlaşımlı hat yapısıyla bastırılmıştır. Beş adet iletim kutbu ve iki adet iletim sıfırı elde edilmiştir. Fakat iki geçme bandı amaçlandığı için beşinci kutup frekansı istenmeyen harmonik olarak ortaya çıkmıştır ve bastırılması gerekmiştir. Kare halka rezonatöre bağlaşımlanan hatlar ile bu frekans bastırılmıştır ve daha yüksek bir durdurma bandı elde edilmiştir [43].

Weng ve çalışma arkadaşları tarafından yapılan çalışmada çift bandlı band geçiren filtre elde etmek için iki adet eşleşme devresi gerektiren iki adet band geçiren filtre devresi

tasarlanmıştır ve bu kaplanılan alan açısından istenmeyen sonuçlar vermiştir. Bazen de iki adet açık yan hatlı yapılar kaskad bağlanarak band geçiren filtre yapısı elde edilmeye çalışılmıştır fakat bu da karmaşık bir devre yapısı ve yine boyutta bir artışla sonuçlanmıştır. Basamak empedans rezonatörleri yüksek dereceden rezonans modlarını kaydırmak veya baskılamak için kullanılmıştır. Bazıları da basamak empedans rezonatörlerinin dağınık frekanslarını ikinci geçme bandını oluşturmak için kullanmıştır. Psedöinterdijital basamak empedans rezonatörleri kullanılarak bu çalışmada bir çift bandlı band geçiren filtre tasarlanmıştır. Filtre yapısında basitçe iki eş basamak empedans rezonatörü ve bu rezonatörlerin bir kenarında bulunan giriş çıkış portu vardır. Üç adet iletim sıfırı ve iki adet geçme bandı bulunan bu filtrede basamak empedans rezonatörleri arasındaki boşluk değiştirilerek her iki geçme bandı frekans cevabının kontrol edilebilir olduğu gözlemlenmiştir. Geçme bandı karakteristikleri empedans oranına göre ve basamak empedans rezonatörlerinin boyuna göre ayarlanmıştır. Ayrıca her iki geçme bandı arasında başarılı bir izolasyon seviyesi elde edilmiştir [44].

Zhang ve arkadaşının yaptıkları çalışmada basit bir basamak empedans rezonatör yapısı hairpin rezonatör yapısında şekillendirilmiştir. Yeni oluşturulan bağlaşım şeması her iki geçme bandının merkez frekansını aşağıya kaydırmıştır. Bu da boyutta küçülme sağlamıştır. Bu çalışmada giriş ve çıkış portları için yeni bir bağlaşım şeması oluşturulmuş ve bağlaşımın kuvveti artırılarak filtrenin araya giriş kaybı azaltılmıştır. Radyo alıcıları için entegre bir filtre elde edilmiş ve filtre performansı artırılmıştır [45]. Modern haberleşme sistemlerinde geniş durdurma bandlı band geçiren çiftleyiciler önemli bir yer tutmaktadır. Chen ve çalışma arkadaşlarının tasarladıkları band geçiren çiftleyicide geniş bir durdurma bandı seviyesi amaçlanmıştır. Yan hatların ve paralel hatların uzunlukları ile oynanarak iletim sıfırları üretilmiştir. Bağlaşımli paralel hatlar ve açık devre yan hatlar kullanılarak merkez frekansının 14.9 katına kadar genişleyebileyen bir durdurma bandı seviyesi elde edilmiştir [46].

İçe doğru bükülmüş ayrık halka rezonatörler kullanılarak tasarlanan bir diğer band geçiren çiftleyici yapısında ise Li ve çalışma arkadaşları yüksek izolasyon seviyesi ve minyatür bir boyut amaçlamışlardır. Dört adet ayrık halka rezonatörün aralarında bulunan boşluklar ile filtrede bulunan iki adet rezonans modu kontrol edilmiştir [47].

Lin ve çalışma arkadaşlarının tasarladığı band geçiren çiftleyicide birbirine yatay olarak bağlaşımlanmış paralel hatlı band geçiren iki adet filtre yapısı bulunmaktadır. Bu

filtreler birbirine doğrudan bağlaşılanarak bi çiftleyici yapısı elde edilmiştir. Devre boyutu ve eşleşme kayıpları düşürülmeye çalışılmıştır [48].

Basamak empedans rezonatörlü band geçiren filtrelerden oluşan Sheta ve çalışma arkadaşlarının tasarladığı band geçiren çiftleyicide iki band geçiren filtre öncelikle ayrı ayrı tasarlanmışlardır. Birini band geçiren filtre istenen düşük geçme bandı seviyesinde , diğer band geçiren filtre ise daha yüksek geçme bandı seviyesinde tasarlanmıştır. Her iki band geçiren filtre birbirlerinin merkez frekansında açık devre özelliği gösterecek şekilde bir araya getirilmişlerdir. Bu iki band geçiren filtre birbirine bir T şekilli bağlantı noktası ile bağlanmışlardır [49].

Keskin geçme bandına sahip iki adet band geçiren filtreden oluşan Roshani ve arkadaşının yaptığı band geçiren çiftleyici tasarımında bağlaşımlı hatlar ve basamak empedans rezonatörleri kullanılmıştır. Band geçiren filtreler biraraya getirildikten sonra filtre boyutunda küçülme sağlamak için iletim hatları sınırlandırılmıştır [50].

Wu ve çalışma arkadaşlarının tasarladığı çiftleyicide dört kanallı band geçiren filtre yapısı iki adet bağlaşımlı basamak empedans rezonatörleriyle oluşturulmuştur. Yapılan tasarımda basamak empedans rezonatörlerinin empedans oranları ve uzunluk oranları ayarlanarak rezonans modları belirlenmiştir [51].

İzolasyon seviyesinin 42 dB'den daha iyi olduğu Xiao ve çalışma arkadaşlarının yaptığı band geçiren çiftleyici tasarımında band geçiren filtreler elektromagnetik bağlaşım kullanılarak biraraya getirilmişlerdir. Tasarlanan band geçiren çiftleyici, düşük araya giriş kaybı ve minyatür bir boyuta sahiptir [52].

Bir adet anahtarlanabilir band geçiren filtre ve onun uygulaması olarak tasarlanan bir adet band geçiren çiftleyici tasarımının yapıldığı Xu'nun çalışmasında, bir ortak T jonksiyonu band geçiren filtre yapılarını biraraya getirmek için kullanılmıştır. Band geçiren filtreler ise bir çift kısa devre basamak empedans rezonatörü ve bir çift modlu rezonatörden oluşmaktadır. Bu rezonatörlerin iki açık ucundaki yüklü p-i-n diyotları aracılığıyla anahtarlanabilir band geçiren filtre özelliği kazanmıştır [53].

Zheng ve çalışma arkadaşlarının yaptığı band geçiren çiftleyici çalışmasında, iki band geçiren filtreyi biraraya getirmek amacıyla aparat bağlaşım mekanizmasının yeni bir kullanım şekli sunulmuştur. Geniş bir frekans oranı ile , basamak empedans alçak ve band geçiren filtrenin tamamlayıcı frekans cevabı karakteristikleri temel alınarak geniş

durdurma bandlı bir band geçiren filtre tasarlanmıştır. Band geçiren filtreler arasındaki bağımsızlıktan kaynaklanan bir geniş frekans oranından söz edilmektedir [54].

Alçak-band geçiren çiftleyici tasarımları incelendiğinde, ilk olarak 1999 yılında Capstick'in yaptığı yüksek izolasyonlu alçak-band geçiren çiftleyici çalışması dikkat çekmektedir. Capstick yaptığı alçak-band geçiren çiftleyici tasarımının öncekilerden farklı olarak filtreler arası seri ara bağlantılar yerine, düzlemsel filtreler için daha uygun olan paralel ara bağlantılar içerdiğini belirtmiştir. Buna ek olarak elde ettiği izolasyonu band geçiren elemanın geçme bandını, alçak geçiren filtrenin iletim sıfırına yerleştirerek elde ettiğini belirtmiştir. Bu çalışmada alçak geçiren filtrenin toplu prototipinde paralel kapasitörler açık devre yan hat, seri indüktörler ise seri hatları temsil eder. Alçak geçiren filtre hat uzunlukları, gereken merkez frekansında çeyrek dalga boyu olacak şekilde tasarlanmışlardır. Çiftleyici bu frekansta bir adet iletim sıfırına sahiptir. Fakat tasarlanan bu çiftleyicide alçak geçiren filtre cevabı keskin değildir ve yüksek bir araya giriş kaybı her iki filtrede de görülmektedir [55].

Deng ve Tsai, Capstick'in filtresinde bulunan yüklemeye etkisini azaltmak ve iki kanal arasındaki bağımsızlığı artırmak amacıyla yeni bir eşleşme devresi tasarlamışlardır. Tasarlanan alçak-band geçiren çiftleyicide, alçak geçiren kanalda açık devre yan hatlar, band geçiren kanalda ise bağlaşımlı mikroşerit hat yapısı kullanılmıştır. Tasarlanan çiftleyicide her iki kanalda düşük bir araya giriş kaybı seviyesi ve band geçiren kanalda yüksek bir kısmi band genişliği (FBW) oranı elde edilmesine karşın, filtre boyutu büyük ve izolasyon seviyesi düşüktür [56].

Bağlaşımlı hatlar kullanılan band geçiren filtre tasarımı harici kalite faktöründe sorunlara neden olduğu için, Deng ve çalışma arkadaşları doğrudan beslemeli bağlaşımlı rezonatörlerin kullanıldığı bir band geçiren filtre kanalı içeren bir alçak-band geçiren çiftleyici tasarımı gerçekleştirmişlerdir. Çiftleyici, açık yan hatların kullanıldığı beşinci dereceden bir alçak geçiren filtre kanalı ve doğrudan beslemeli bağlaşımlı rezonatörlerin kullanıldığı bir band geçiren filtre kanalından oluşmaktadır. Ayrıca tasarladıkları eşleşme devresi sayesinde filtreler arasında bulunan ek devre hattına gerek kalmamıştır. Filtre band geçiren kanalda düşük bir araya giriş kaybına ve yüksek bir kısmi band genişliği oranına sahiptir. Bununla birlikte filtre boyutu büyük ve izolasyon düşüktür [57].

Alçak geçiren kanalda radyal yan yatların kullanıldığı Wences ve çalışma arkadaşlarının yaptığı çalışmada, yan hatların giriş empedansları kontrol edilerek alçak ve band geçiren filtrelerin araya giriş kayıpları ve seçiciliği ayarlanmıştır. Ne var ki bu çiftleyicide izolasyon seviyesi düşük ve band geçiren kanalda yalnızca bir adet iletim kutbu bulunmaktadır [58].

Ayarlanabilir bir alçak-band geçiren çiftleyici tasarımının yapıldığı Rayatzadeh ve arkadaşının çalışmasında alçak geçiren kanalda T şekilli rezonatörler ve nband geçiren kanalda ise bağlaşımlı hat rezonatörleri kullanılmıştır. Düşük araya giriş kayıpları her iki kanal için de elde edilebilmesine rağmen, filtrenin seçiciliği ve izolasyon seviyesi yeterli değildir [59].

T ve Z şekilli rezonatörlerin alçak geçiren kanalda, bağlaşımlı açık yan hatların band geçiren kanalda kullanıldığı [60]'de Heshmati ve arkadaşı, düşük bir araya giriş kaybı elde etmiştir. Filtre boyutu da oldukça düşük olan bu çalışmada izolasyon seviyesi 35 dB'in üzerindedir [60].

Rezai ve çalışma arkadaşlarının yapmış olduğu alçak-band geçiren çiftleyici tasarımında, ince iletim hatları farklı şekillerde biraraya getirilerek yeni bir filtre yapısı elde edilmiştir. Band geçiren kanalda kare ve üçgensel yamalar kullanılmıştır. Alçak ve band geçiren filtre yapıları basit bir iletim hattıyla biraraya getirilmişlerdir. Tasarlanan filtre yapısı boyut olarak oldukça küçük olmakla birlikte, alçak ve band geçiren kanaldaki araya giriş kayıpları oldukça düşük bir seviyeye indirilmiştir. Bununla birlikte band geçiren kanalda yüksek bir seçiciliğe de sahiptir. Fakat izolasyon seviyesi düşüktür [61].

Dört çeşit mikroşerit hücrenin biraraya getirilerek alçak geçiren filtre yapısının oluşturulduğu [62]'te, band geçiren kanalda da iki adet bağlaşımlı bölme bulunmaktadır. Yeni bir alçak-band geçiren çiftleyici yapısının ortaya konulduğu bu çalışmada Hayati ve çalışma arkadaşları, şimdiye kadarki en küçük alçak-band geçiren çiftleyici boyutuna ulaşmışlardır. Araya giriş kayıplarının oldukça düşük ve seçiciliğin de yüksek olduğu bu çalışmada, izolasyon seviyesi yeterli değildir [62].

Alçak band geçiren üçleyici ve dörtleyici tasarımının yapıldığı [63]'te ise dağıtılmış bağlaşım tekniğinden faydalanılmıştır. Filtreler beş kanallı ve bir adet alçak geçiren, dört adet de band geçiren filtreden oluşmaktadırlar. Filtre boyutu band geçiren kanalda çoklu rezonatörlerin kullanılması sebebiyle büyüktür [63].

Chen ve çalışma arkadaşlarının tasarladığı alçak-band geçiren üçleyici ise bir adet alçak geçiren, iki adet de band geçiren filtreden oluşmaktadır. Alçak geçiren kanalda keskin bir geçiş sağlayan basamak empedan rezonatörler kullanılırken, ayrıık toprak yapıları ise alçak geçiren kanalda bulunan bir iletim hattının empedansını artırmak amaçlı kullanılmıştır. Birinci band geçiren kanalda çeyrek dalga boylu rezonatörler ve yan hat yüklü basamak empedans rezonatörleri kullanılırken, ikinci band geçiren kanalda yarım dalga boylu birleşik empedans rezonatörleri kullanılmıştır. Araya giriş kaybı alçak geçiren kanalda düşüktür. Kanallar arası izolasyon seviyesi yüksek olmasına rağmen filtre boyut olarak büyüktür [64].



BÖLÜM 2

ALÇAK GEÇİREN FİLTRE TASARIMI

Alçak-band geçiren çiftleyici tasarımında alçak geçiren ve band geçiren filtreler ayrı ayrı tasarlanmış, sonrasında biraraya getirilmişlerdir. Çiftleyici tasarımına alçak geçiren filtre ile başlanmıştır.

Kayıpsız pasif bir filtreye ait transfer fonksiyonu

$$|H(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (2.1)$$

ile ifade edilir. Burada ε dalgacık sabiti, $F_n(\Omega)$ filtreleme fonksiyonudur. Ω alçak geçiren filtre prototipinin radyan frekans değeridir. Alçak geçiren filtre tasarımında filtre prototipi belirlenirken $\Omega = \Omega_c$ ve $\Omega_c = 1$ (rad/sn) olarak alınır. Lineer (zamanla değişmeyen) devrelerin transfer fonksiyonu rasyonel fonksiyon olarak tanımlanır ve

$$H(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (2.2a)$$

$$p = \sigma + j\Omega \quad (2.2b)$$

Burada $N(p)$ ve $D(p)$ polinomları “p” kompleks frekans değişkeni cinsinden ifade edilmektedir. Kayıpsız pasif bir devre için $\sigma = 0$ ve $p = j\Omega$ 'dur. Denklem 2.1'de verilen transfer fonksiyonu için araya giriş kaybı ifadesi geleneksel olarak

$$L_A(\Omega) = 10 \log \frac{1}{|H(j\Omega)|^2} \text{ dB} \quad (2.3)$$

şeklinde ve bir alçak geçiren filtrenin transfer fonksiyonunun dB cinsinden ifadesidir. 2 kapılı bir devrede araya giriş kaybı esasında girişten çıkışa iletimin dB formudur. Filtrenin birinci kapısındaki yansıma kaybı da filtrelerde incelenmesi gereken bir diğer değişken türüdür.

$$|\text{İletim katsayısı}|^2 + |\text{Yansıma katsayısı}|^2 = 1$$

H veya S_{21} : İletim katsayısı

Γ : Yansıma katsayısı

Yansıma kaybının dB cinsinden ifadesi,

$$L_R = 10 \log(1 - (S_{21}(j\Omega))^2) \quad (2.4)$$

filtrenin faz cevabı ve grup gecikmesi,

$$\phi_{21} = \text{Arg}S_{21}(j\Omega) \quad (2.5)$$

$$\tau_d(\Omega) = \frac{d\phi_{21}(\Omega)}{-d(\Omega)} \quad (2.6)$$

şeklindedir.

2.1 Kompleks Düzlemde İletim Sıfırları ve Kutuplar

Kompleks düzlem, rasyonel transfer fonksiyonunun tanımlandığı (σ, Ω) düzlemidir. Diğer bir deyişle p düzlemidir. Fonksiyonu sıfır yapan p değerleri fonksiyonun sıfırlarıdır. Fonksiyonu sonsuz yapan p değerleri fonksiyonun tekil noktalarıdır. Bir diğer deyişle kutuplarıdır. Denklem 2.2’de $H(p)$ ’nin sıfırları, $N(p)$ polinomunun kökleri ve $H(p)$ ’nin kutupları, $D(p)$ polinomunun kökleridir. Bu kutuplar filtrenin doğal frekanslarıdır.

Filtrenin kararlı olması için doğal frekansların (kutupların) filtrenin sol yarı düzleminde yer alması gerekir. Veya sanal eksen üzerinde olmalıdırlar. Aksi takdirde osilasyonlar zamana bağlı olarak eksponansiyel bir biçimde artacaktır. Bu da pasif devrelerde gerçekleşmesi mümkün olmayan bir durumdur. Buna göre $D(p)$ Hurwitz polinomu olup kökleri sol yarı düzlemde veya sanal eksen üzerinde yer alır. Bunun yanısıra $N(p)$ ’nin kökleri tüm kompleks düzlemde yer alabilir. $N(p)$ ’nin kökleri sonlu frekanslı iletim sıfırları olarak adlandırılır.

2.2 Filtreleme Karakteristikleri

Mikrodalga filtre tasarımlarında literatürde Chebyshev, Butterworth ve eliptik filtreleme karakteristiklerine nispeten daha çok başvurulmakta olup, bu kısımda da bu üç filtreleme karakteristiğinin alçak geçiren filtre cevapları ele alınmaktadır.

2.2.1 Butterworth (En Düz) Alçak Geçiren Filtre Cevabı

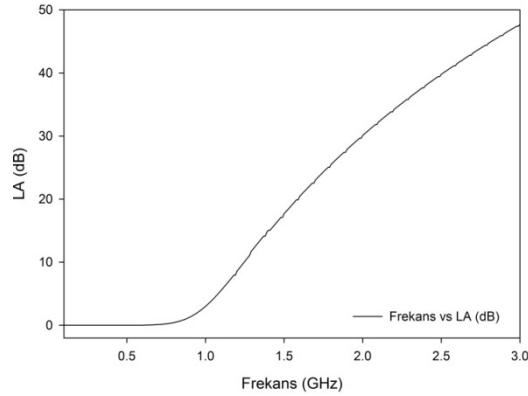
Butterworth filtre, geçme bandı içerisinde mümkün olduğu kadar düz bir cevaba sahip olabilmek için tasarlanmış bir filtre tipidir. Durdurma bandında ve geçme bandında

dalgalanma yoktur. Geçme bandı içerisinde en düz frekans tepkisine sahiptir, durdurma bandı içerisinde ise sifıra doğru yaklaşır. Butterworth filtre derecesi arttığında diğer filtrelerden farklı olarak durma bandında sert düşüş dışında frekans genlik eğrisinde şeklini korur. Butterworth filtre, Chebyshev filtre ve Eliptik filtrelere göre daha geniş geçiş bölgesine sahip olduğundan, durdurma bandı özelliklerinin doğru olarak uygulanabilmesi için yüksek derecelere ihtiyaç duyar. Chebyshev filtre ve eliptik filtreye göre daha doğrusal bir frekans tepkisine sahiptir [67].

Bir alçak geçiren Butterworth filtre tasarımında $L_{A1}=3.01$ dB araya giriş kaybı ve kesim frekansı $\Omega_c=1$ için transfer fonksiyonu

$$|H(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\Omega^{2n}} \quad (2.7)$$

şeklindedir. Burada n , filtre prototipinde bulunan reaktif eleman sayısını veren filtre derecesidir. İdeal alçak geçiren filtreye Butterworth cevaptaki en iyi yaklaşım $\Omega = 0$ 'da olur ancak Ω frekansı Ω_c 'ye yaklaşırken düzlük oranı azalmaya başlar. Şekil 2.1 tipik bir Butterworth filtrenin frekans tepkisini göstermektedir [65, Ch 3].



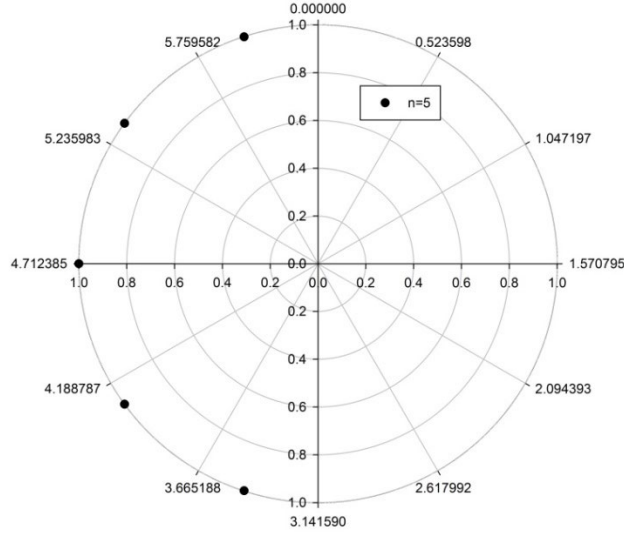
Şekil 2.1 Butterworth filtre frekans cevabı

Butterworth filtrenin rasyonel transfer fonksiyonu

$$S_{21}(p) = \frac{1}{\prod_{i=1}^n (p-p_i)} \quad (2.8)$$

$$p_i = je^{\frac{(2i-1)\pi}{2n}} \quad (2.9)$$

Transfer fonksiyonunun bütün sıfırları sonsuzdadır ve eş açisal boşluklarda birim dairenin sol yarı düzleminde yer alırlar. Beşinci dereceden bir Butterworth filtre kutup dağılımını Şekil 2.2’de gösterilmektedir [65].



Şekil 2.2 Butterworth filtre kutup dağılımı [65]

2.2.2 Chebyshev Alçak Geçiren Filtre Cevabı

Chebyshev filtre geçme bandında eş dalgacıklara ve durdurma bandında ise en düz frekans cevabına sahip olan bir filtre çeşididir. İki kapılı bir Chebyshev alçak geçiren filtrenin transfer fonksiyonu

$$|H(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (2.10)$$

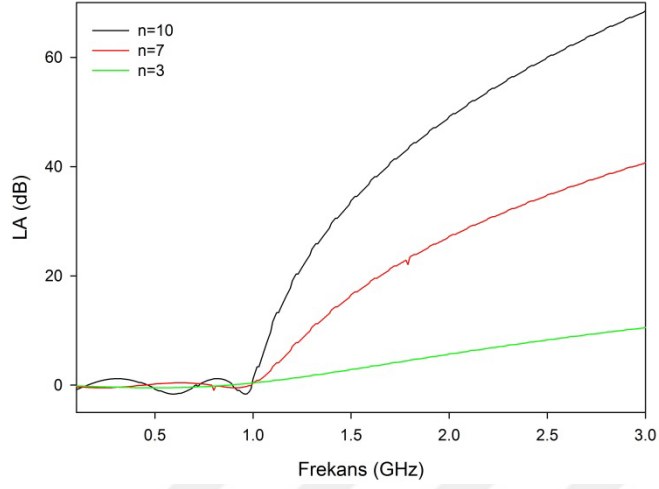
denklemleri ile ifade edilir. Burada “ε” filtrenin eş dalgacıklanma sabitidir ve

$$\varepsilon = \sqrt{10^{L_{Ar}/10} - 1} \quad (2.11)$$

Şeklinde ifade edilir. Transfer fonksiyonunda yer alan $T_n(\Omega)$ fonksiyonu bir Chebyshev fonksiyonudur ve

$$T_n(\Omega) \begin{cases} \cos(n \cos^{-1}(\Omega)) & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1}(\Omega)) & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (2.12)$$

şeklinde yer alır. Farklı kutup değerleri için bir Chebyshev alçak geçiren filtreye ait frekans cevabı ise Şekil 2.3’de yer almaktadır.



Şekil 2.3 Chebyshev alçak geçiren filtre frekans cevabı

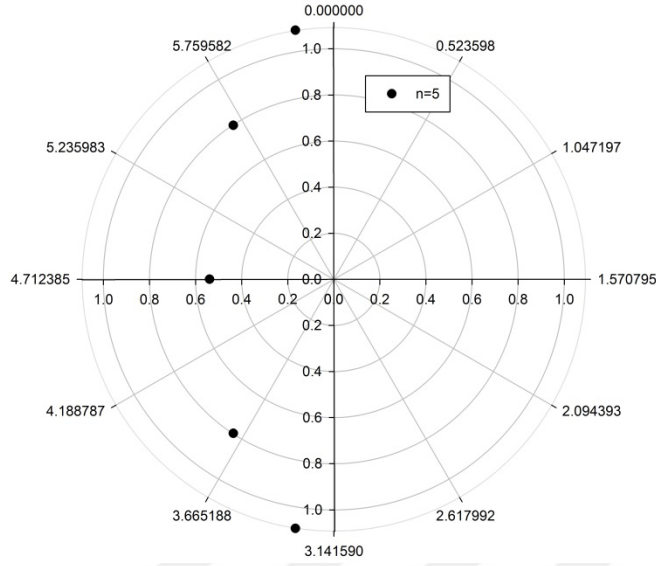
Chebyshev filtrenin kutup dağılımını veren rasyonel transfer fonksiyonu

$$S_{21}(p) = \frac{\prod_{i=1}^n [\eta^2 + (\sin(i\pi/n))^2]^{1/2}}{\prod_{i=1}^n (p + p_i)} \quad (2.13)$$

$$p_i = j \cos\left(\sin^{-1} j\eta + \frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \quad (2.14)$$

$$\eta = \sinh\left(\frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon}\right) \quad (2.15)$$

Beşinci dereceden bir Chebyshev filtrevin kutup dağılımı Şekil 2.4'te gösterildiği gibidir [65, Ch3]. Bütün iletim sıfırları Butterworth filtrede olduğu gibi sonsuzdur. Fakat Chebyshev filtrenin kutup yerleri farklıdır. Şekil2.4'ten görüldüğü üzere kutuplar, birim dairenin sol tarafında bir elips şekli oluşturacak şekilde yer almaktadırlar.



Şekil 2.4 Chebyshev filtre kutup dağılımı

2.2.3 Eliptik Alçak Geçiren Filtre Cevabı

Eliptik alçak geçiren filtre hem geçirme hem de durdurma bandında eş dalgacıklara sahip olan filtre çeşididir. Eliptik filtrenin transfer fonksiyonu,

$$|H(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (2.16)$$

şeklindedir. Burada

$$F_n(\Omega) = \begin{cases} M \frac{\Omega \prod_{i=1}^{n/2} \Omega_i^2 - \Omega^2}{\prod_{i=1}^{n/2} \Omega_s^2 / \Omega_i^2 - \Omega^2} & n \text{ çift ise} \\ N \frac{\prod_{i=1}^{n/2} \Omega_i^2 - \Omega^2}{\prod_{i=1}^{n/2} \Omega_s^2 / \Omega_i^2 - \Omega^2} & n \geq 3 \text{ tek ise} \end{cases} \quad (2.17)$$

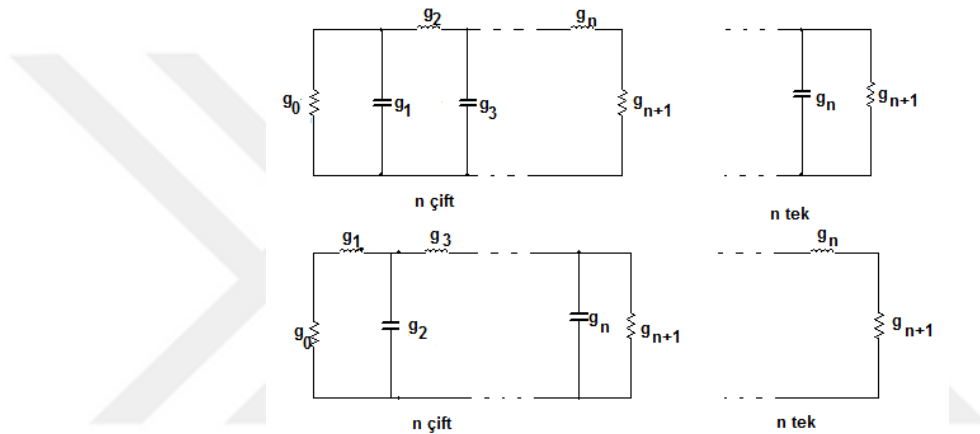
denklemleri ile ifade edilmektedir. Burada Ω_i ve Ω_s kritik frekanslardır. $0 < \Omega_i < 1$ ve $\Omega_s > 1$ aralığındadır. $F_n(\Omega)$ fonksiyonu ise $|\Omega| \leq 1$ için ∓ 1 değerleri arasında salınım göstermektedir. Ω_s , eş dalgacıklı durdurma bandının başladığı frekanstır ve

$$F_n(\Omega_s) = M \quad n \text{ çift} \quad (2.18)$$

2.3 Alçak Geçiren Filtre Prototipleri

Alçak geçiren filtre prototipleri, frekans ve eleman dönüşümleriyle filtre gerçekleştirimi elde etmek amacıyla kullanılırlar. Şekil 2.5'te tüm kutup filtreler için alçak geçiren filtre

prototipleri gösterilmiştir. Tüm kutup filtreler; Butterworth, Chebyshev ve Gaussian cevapları içermektedir. $g_0=1$ şeklinde de ifade edilen kaynak rezistansı veya kondüktansı 1'e eşitlenerek alçak geçiren filtre eleman değerleri normalize edilir. Ayrıca kesim frekansı da 1'e eşitlenerek normalize edilir ($\Omega_c=1$). Filtre prototiplerinde bulunan g_i ifadesi seri bir indüktörün indüktansını veya paralel bir kapasitörün kapasitans değerini temsil etmektedir ve 1'den n'e kadar değişmektedir. Böylece filtrenin kutup sayısı, filtre devresinde bulunan reaktif eleman sayısını ifade eder. g_{n+1} ise yük rezistansını veya kondüktansını ifade eder [65].



Şekil 2.5 Alçak geçiren filtre prototipleri

2.3.1 Butterworth Alçak Geçiren Filtre Prototipi

Butterworth alçak geçiren filtre tasarımında, Şekil 2.5'te bulunan filtre prototipi eleman değerleri araya giriş kaybı $L_{Ar} = 3$ dB ve kesim frekansı $\Omega_c = 1$ için aşağıdaki şekilde hesaplanır [65, Ch 3]:

$$g_0 = 1 \quad (2.19a)$$

$$g_1 = 2 \sin \frac{(2i-1)\pi}{2n} \quad i=1,2,..n \quad (2.19b)$$

$$g_{n+1} = 1 \quad (2.19c)$$

Filtre derecesi ise ;

$$n \geq \frac{\log 10^{0.1L_{As}} - 1}{2 \log \Omega_s} \quad (2.20)$$

denkleminde hesaplanır. Burada L_{As} , alçak geçiren filtrenin $\Omega = \Omega_s$ frekansındaki minimum durdurma bandı zayıflamasıdır ve dB ile ifade edilir.

2.3.2 Chebyshev Alçak Geçiren Filtre Prototipi

Şekil 2.5'teki Chebyshev filtre prototipinde bulunan elemanların değerleri aşağıdaki denklemlerden elde edilir:

$$g_0 = 1 \quad (2.21a)$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin \frac{\pi}{2n} \quad (2.21b)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \sin\left(\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right)}{\gamma^2 + \left(\sin\left(\frac{(i-1)\pi}{n}\right)\right)^2} \quad i=2, 3, \dots, n \quad (2.21c)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & n \text{ çift} \\ \left(\coth\left(\frac{\beta}{4}\right)\right)^2 & n \text{ tek} \end{cases} \quad (2.21d)$$

Burada;

$$\beta = \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right] \quad (2.22a)$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \quad (2.22b)$$

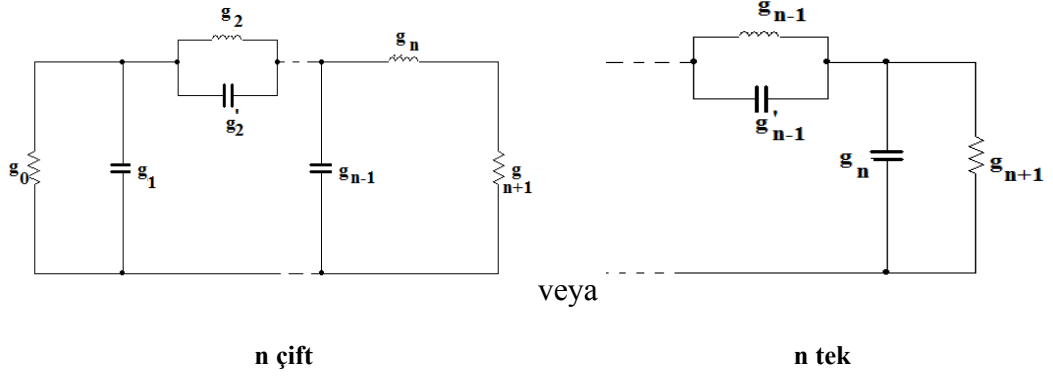
Chebyshev filtre derecesi ise,

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}-1}}{10^{0.1L_{Ar}-1}}}}{\cosh^{-1} \Omega_s} \quad (2.23c)$$

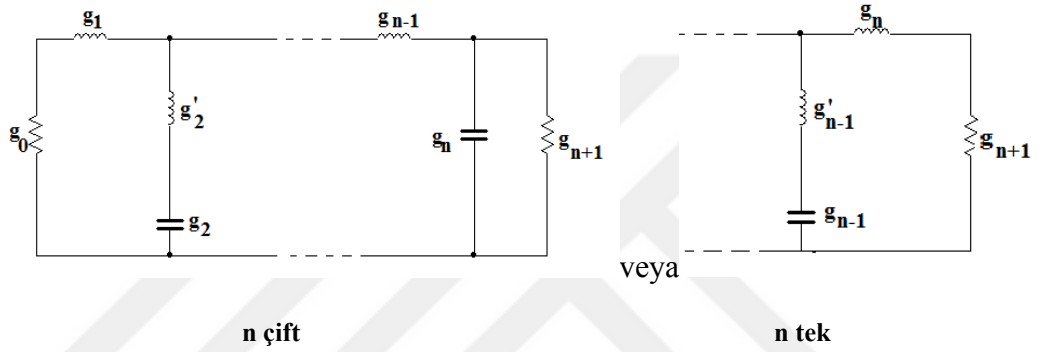
denklemini ile hesaplanır.

2.3.3 Eliptik Fonksiyon Alçak Geçiren Filtre Prototipi

Eliptik fonksiyonlu bir alçak geçiren filtre prototipi Şekil 2.6'da gösterilmektedir. Eliptik fonksiyonlu alçak geçiren filtre prototipinde, Butterworth ve Chebyshev prototiplerinden farklı olarak birbirine paralel ve seri şekilde bağlı bulunan rezonans kolları bulunur.



(a)



(b)

Şekil 2.6 Eliptik alçak geçiren filtre prototipi (a) seri-paralel rezonans kolları (b) paralel-seri rezonans kolları

Şekil 2.6a'da bulunan paralel LC rezonans devrelerinin seri kolları, rezonans frekansında açık devre gibi davranarak iletimi engeller ve bunun sonucunda sonlu frekanslarda iletim sıfırları oluştururlar. Şekil 2.6b'de görülen birbirine seri bağlı LC rezonans devrelerinin paralel kolu ise, rezonans frekansında kısa devre gibi davranarak sonlu frekanslarda iletim sıfırları elde edilmesini sağlarlar. Paralel-seri ve seri-paralel rezonans devre yapıları için çift ve tek prototiplerin kullanımı aynı sonucu vermektedir. Bu yüzden devrenin yapısına en uygun olan prototip seçilmelidir.

Eliptik alçak geçiren filtre prototipinin elemanlarının belirlenmesinde Butterworth ve Chebyshev filtrelerdeki gibi basit denklemler mevcut değildir. Bu yüzden filtrenin özelliklerine göre eleman değerleri tablodan elde edilir. Şekil 2.6'da, $g_0 = g_{n+1} = 1$ ve $\Omega_c = 1$, $L_{Ar} = 0.1$ dB değerleri için üç ve dört kutuplu eliptik filtre prototipi eleman değerlerini gösteren örnek bir eliptik filtre prototipi tablosu görülmektedir.

Tablo 2.1 Eliptik Filtre Prototipi Eleman Değerleri ([65])

n	Ω_s	L_{AsdB}	g_1	g_2	g'_2	g_3	g_4	g'_4	g_5	g_6
3	1.4493	13.5698	0.7427	0.7096	0.5412	0.7427				
	1.6949	18.8571	0.8333	0.8439	0.3252	0.8333				
	2.0000	24.0012	0.8949	0.9375	0.2070	0.8949				
	2.5000	30.5161	0.9471	0.0173	0.1205	0.9471				
4	12.0000	12.0856	0.3714	0.5664	1.0029	1.1194	0.9244			
	1.2425	14.1259	0.4282	0.6437	0.8902	1.1445	0.9289			
	1.2977	16.5343	0.4877	0.7284	0.7155	1.1728	0.9322			
	1.3962	20.3012	0.5675	0.8467	0.5261	1.2138	0.9345			
	1.5000	23.7318	0.6282	0.9401	0.4073	1.2471	0.9352			
	1.7090	29.5343	0.7094	1.0688	0.2730	1.2943	0.9348			
	2.0000	6.0408	0.7755	1.1765	0.1796	1.3347	0.9352			
	2.0000	6.0408	0.7755	1.1765	0.1796	1.3347	0.9352			
5	1.0500	13.8785	0.7081	0.7663	0.7357	1.1276	0.2014	4.3812	0.0499	
	1.1000	20.0291	0.8130	0.9242	0.4934	1.2245	0.3719	2.1350	0.2913	
	1.1494	24.5451	0.8726	1.0084	0.3845	1.3097	0.4991	1.4450	0.4302	
	1.2000	28.3031	0.9144	1.0652	0.3163	1.3820	0.6013	1.0933	0.5297	
	1.2500	31.4911	0.9448	1.1060	0.2694	1.4415	0.6829	0.8827	0.6040	
	1.2987	34.2484	0.9681	1.1366	0.2352	1.4904	0.7489	0.7426	0.6615	
	1.4085	39.5947	1.0058	1.1862	0.1816	1.5771	0.8638	0.5436	0.7578	
	1.6129	47.5698	1.0481	1.2416	0.1244	1.6843	1.0031	0.3540	0.8692	
	1.8182	54.0215	1.0730	1.2741	0.0919	1.7522	1.0903	0.2550	0.9367	
	2.0000	58.9117	1.0876	1.2932	0.0732	1.7939	1.1433	0.2004	0.9772	
6	1.0500	18.6757	0.4418	0.7165	0.9091	0.8314	0.3627	2.4468	0.8046	0.9986
	1.1000	26.2370	0.5763	0.8880	0.6128	0.9730	0.5906	1.3567	0.9431	1.0138
	1.1580	32.4132	0.6549	0.0036	0.4597	1.0923	0.7731	0.9284	1.0406	1.0214
	1.2503	39.9773	0.7422	1.1189	0.3313	1.2276	0.9746	0.6260	1.1413	1.0273
	1.3024	43.4113	0.7751	1.1631	0.2870	1.2832	1.0565	0.5315	1.1809	1.0293
	1.3955	48.9251	0.8289	1.2243	0.2294	1.3634	1.1739	0.4148	1.2366	1.0316
	1.5962	58.4199	0.8821	1.3085	0.1565	1.4792	1.3421	0.2757	1.3148	1.0342
	1.7032	62.7525	0.9115	1.3383	0.1321	1.5216	1.4036	0.2310	1.3429	1.0350
	1.7927	66.0190	0.9258	1.3583	0.1162	1.5505	1.4453	0.2022	1.3619	1.0355
	1.8915	69.3063	0.9316	1.3765	0.1019	1.5771	1.4837	0.1767	1.3794	1.0358

2.4 Frekans ve Eleman Dönüşümleri

Alçak geçiren filtre prototiplerinden yola çıkarak gerçek bir filtre elde etmek için frekans ve eleman dönüşümü yapılır. Filtre prototiplerinde Ω , filtre prototipinin frekansını ifade ederken, ω , gerçek filtredeki frekansı ifade etmektedir. Frekans dönüşümü reaktif elemanları etkilerken, rezistif elemanlar üzerinde bir etkisi yoktur. Empedans ölçeklendirmesi ise kaynak empedansını $g_0 = 1$ normalize değerinden gerçek filtrenin Z_0 empedansına aktarır.

$$Y_0 = \begin{cases} \frac{Z_0}{g_0} & g_0 \text{ rezistans} \\ \frac{g_0}{Y_0} & g_0 \text{ kondüktans} \end{cases} \quad (2.24)$$

Burada $Y_0 = \frac{1}{Z_0}$ kaynak admitansdır.

Temel olarak bir filtre üzerinde empedans ölçeklendirmesi şu şekilde yapılır:

$$L \rightarrow \gamma_0 L \quad (2.25a)$$

$$C \rightarrow C/\gamma_0 \quad (2.25b)$$

$$R \rightarrow \gamma_0 R \quad (2.25c)$$

$$G \rightarrow G/\gamma_0 \quad (2.25d)$$

Bu ölçeklendirme işleminin filtrenin frekans cevabının şekline bir etkisi bulunmaz.

Rezistif eleman dönüşümü ;

$$R = \gamma_0 g \quad (2.26a)$$

$$G = g/\gamma_0 \quad (2.26b)$$

denklemleri ile herhangi bir filtreye uygulanabilir.

Frekans ve eleman dönüşümleri alçak geçiren, band geçiren ,yüksek geçiren ve band durduran filtreler için yapılır. Bu tez kapsamında alçak geçiren filtrede frekans ve empedans dönüşümüne yer verilecektir.

2.4.1 Alçak Geçiren Dönüşüm

Alçak geçiren dönüşümde frekans ve eleman dönüşümleri aşağıdaki formüllere göre yapılır.

$$\Omega = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right) \omega \quad (2.27)$$

$$L = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right) \gamma_0 g \quad (2.28)$$

$$C = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right) \frac{g}{\gamma_0} \quad (2.29)$$

2.5 Empedans ve Admitans Matrisleri

TEM dalgaları ve TEM olmayan dalgalar için eşdeğer voltaj ve akımlar tanımlanabilir. Bu akımlar ve voltajlar bir mikrodalga devresinin çeşitli noktalarında tanımlanıp, devre teorisinin empedans ve admitans matrisleri bu terminal veya kapı büyüklüklerini diğerleriyle ilişkilendirmek amacıyla kullanılabilir. Böylece devre bir matris şekline indirgenebilir.

N kapılı bir mikrodalga devresindeki kapılar herhangi bir çeşit iletim hattı veya iletim hattı eşdeğeri olabilir. Mikrodalga devresinde bulunan n. kapının özel bir noktasında bir terminal düzlemi tanımlanır. Bu terminal düzleminde eşdeğer voltaj ve akım değerleri giren (V_n^+, I_n^+) ve yansıyan (V_n^-, I_n^-) dalgalar için tanımlanır. Terminal düzlemleri, bu voltaj ve akım fazörlerinin faz referansını elde etmek açısından önemlidir. n. terminal düzleminde toplam voltaj ve akım,

$$\begin{aligned} V_n &= V_n^+ + V_n^- \\ I_n &= I_n^+ + I_n^- \end{aligned} \quad (2.30)$$

şeklindedir.

Empedans matrisi $[Z]$, bu voltaj ve akımlar arasındaki ilişkiyi aşağıdaki şekilde sağlayabilir:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1n} \\ Z_{21} & \vdots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ Z_{N1} & \cdots & & Z_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (2.31a)$$

$$[V] = [Z] \cdot [I] \quad (2.31b)$$

Benzer olarak admitans matrisi de

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdots & Y_{1n} \\ Y_{21} & \vdots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ Y_{N1} & \cdots & & Y_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$[I] = [Y][V] \quad (2.33)$$

şeklinde tanımlanabilir. $[Z]$ ve $[Y]$ matrisleri arasında

$$[Z] = [Y]^{-1} \quad (2.34)$$

ilişkisi vardır. Denklem 2.31b'den yola çıkarak Z_{ij} ,

$$Z_{ij} = \left. \frac{V_i}{I_j} \right|_{I_k=0 \text{ } k \neq j \text{ için}} \quad (2.35)$$

olarak bulunur. Denklem 2.35'teki Z_{ij} değeri, Z_{ij} 'nin j kapısı I_j akımıyla sürülürken diğer tüm kapılar açık devre yapılarak ve i kapısındaki açık devre gerilimi ölçülerek bulunabilir. Böylelikle Z_{ii} diğer tüm kapılar açık devre iken i 'nci kapıdan bakıldığında görülen giriş empedansıdır. Aynı şekilde Z_{ij} ise diğer tüm kapılar açık devre iken i ve j kapıları arasındaki aktarım empedansıdır.

Benzer şekilde 2.33'ten Y_{ij} ,

$$Y_{ij} = \frac{I_i}{V_j} \Big|_{V_k=0 \text{ } k \neq j \text{ için}} \quad (2.36)$$

olarak bulunur. Burada Y_{ij} 'nin j kapısı V_j gerilimi ile sürülürken diğer tüm kapılar kısa devre yapılarak ve i kapısındaki kısa devre akımı ölçülerek bulunabilir.

Genel olarak empedans ve admitans matrisleri kompleks yapıdadırlar. Pratikte ise bir çok devre karşılıklı, kayıpsız veya hem karşılıklı hem kayıpsızdır. Eğer bir devre karşılıklı ise empedans ve admitans matrisleri simetriktir.

2.6 Saçılma Matrisi

Mikrodalga devrelerinde gerilim ve akımı ölçmekte pratikte birtakım sorunlar vardır. Çünkü doğrudan ölçümler genellikle belirli bir yönde ilerleyen veya duran dalgalar için genlik ve faz değerlerini içerir. Yüksek frekans devreleri için eşdeğer gerilim ve akımlar ve ilişkili empedans ve admitanslar bir çeşit soyutlamalardır. Yapılan doğrudan ölçümlerle ve gelen, yansıyan ve iletilen dalgalar fikirleri ile daha uyumlu olan bir başka gösterim ise saçılma matrisleridir.

n kapılı bir devrenin empedans ve admitans matrisleri gibi saçılma matrisi de devreyi n kapısından görüldüğü şekliyle tam olarak tanımlar. Empedans ve admitans matrisleri kapılardaki toplam gerilim ve akımları ilişkilendirirken, saçılma matrisi kapılara gelen ve yansıyan gerilim dalgalarını ilişkilendirir. V_n^+ , n 'inci kapıya gelen gerilim dalgasının genliği, V_n^- ise n 'inci kapıdan yansıyan gerilim dalgasının genliğidir. Saçılma matrisi $[S]$ ise, bu gelen ve yansıyan gerilim dalgalarını ilişkilendirir ve

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_n^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & \vdots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_n^+ \end{bmatrix} \quad (2.37a)$$

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (2.37b)$$

şeklinde yazılır. Saçılma matrisindeki belirli bir eleman ise

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \quad k \neq j \text{ için}} \quad (2.38)$$

olarak hesaplanır. , j kapısını V_j^+ gerilimindeki bir gelen dalga ile sürüp, i kapısından yansıyan V_i^- genliğindeki dalgayı ölçerek bulunur. j 'nci kapı dışındaki tüm kapılara gelen dalgalar sıfıra eşitlenmiştir. Bu da , yansımaların engellenmesi için tüm kapıların uyumlu yük ile sonlandırılması anlamına gelmektedir. Böylece S_{ii} , i kapısına bakarken ve diğer tüm kapılara uyumlu yük ile sonlandırılmışken görülen yansıma katsayısıdır. S_{ij} ise diğer tüm kapılar uyumlu yük ile sonlandırılmışken j kapısından i kapısına aktarım katsayısıdır[1].

2.7 İletim (ABCD) Matrisi

Z , Y ve S parametreleri rastgele sayıda kapısı olan bir mikrodalga devrenin tanımlanması için kullanılabilir. Ancak pratikte çoğu mikrodalga devre iki veya daha fazla devrenin ardarda sıralanması ile oluşturulur.

İki kapılı bir devre için toplam gerilim ve akımlar cinsinden $ABCD$ matrisi aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad (2.39)$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2 \quad (2.40)$$

Matris halinde

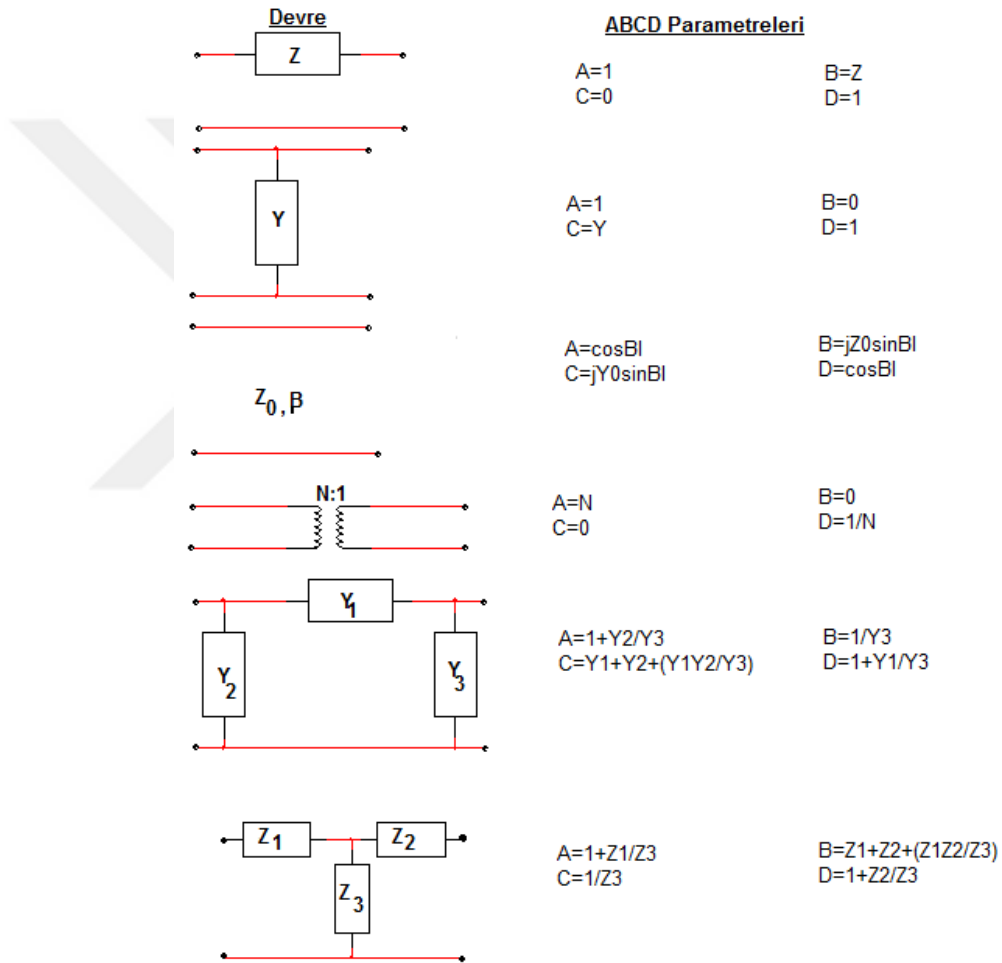
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

şeklinde ifade edilebilir. Ardarda dizilen iki devrenin $ABCD$ matrisi, bu iki devrenin $ABCD$ matrislerinin çarpımına eşittir.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Burada matrislerin çarpım sırası devrelerin bağlantı sırası ile aynı olmalıdır[1].

Bazı faydalı iki kapılı devrelerin $ABCD$ parametreleri Şekil 2.7’de gösterilmektedir.



Şekil 2.7 İki kapılı devrelerin ABCD parametreleri

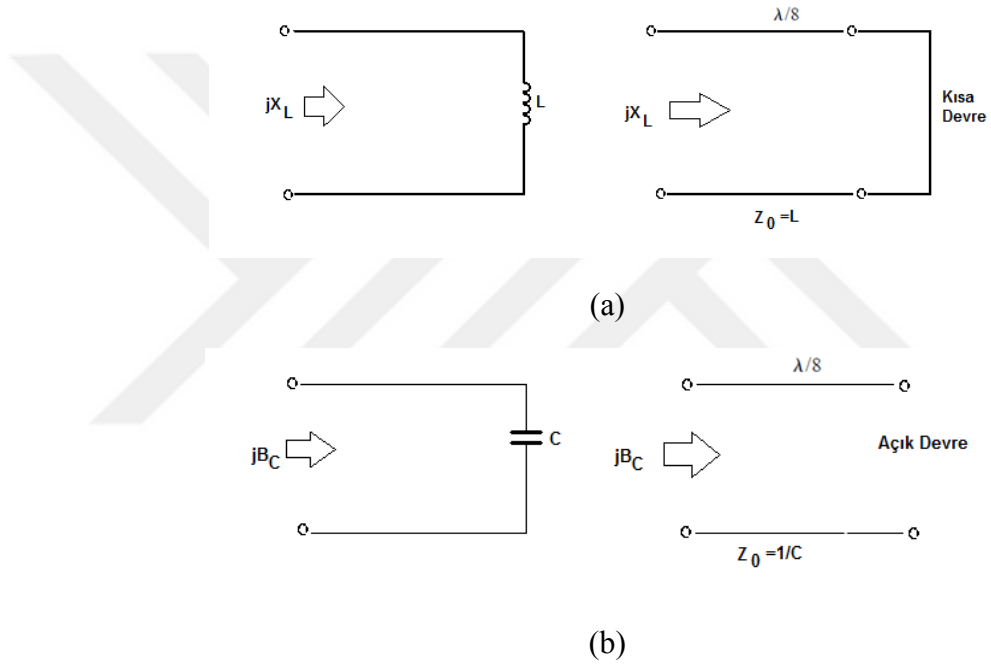
2.8 Richards Dönüşümü ve Kuroda Özdeşlikleri

İndüktör ve kapasitörlerin mikrodalga frekanslarında gerçekleştirilmesinin zor olması ve filtre elemanları arasındaki mesafenin ihmal edilebilir olmaması nedeniyle, Richards dönüşümü ve Kuroda özdeşlikleri kullanılır.

2π periyoduyla tekrar eden,

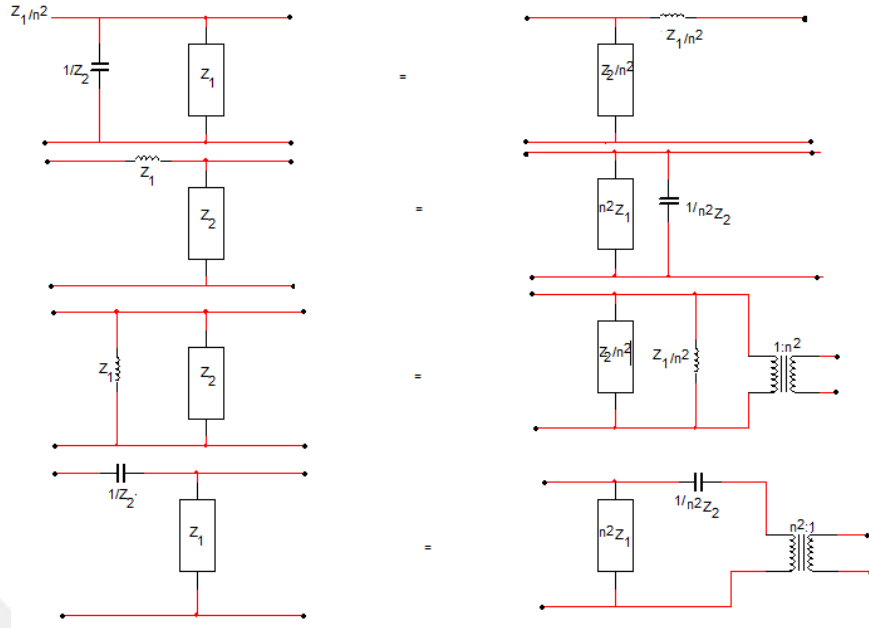
$$\Omega = \tan\beta l = \tan\left(\frac{\omega l}{v_p}\right) \quad (2.43)$$

dönüşümü, ω düzlemini Ω düzlemine dönüştürür. Bu dönüşüm P. Richards tarafından açık ve kapalı devre iletim hattı yan hat kullanan LC devrelerini sentezlemek için tanıtılmıştır. İndüktör ve kapasitörler için Richards dönüşümü aşağıdaki şekilde gösterilmektedir.



Şekil 2.8 Richards dönüşümü (a) indüktör için kısa devre yan hatta (b) kapasitör için açık devre yan hatta

Orantılı hat sentezi için tüm yan hatlar $\lambda / 8$ uzunluğundadır. Richard dönüşümünden sonra filtre uçlarına birim elemanlar eklenerek elemanlar kaynağa ve yüke uyumlu hale getirilir. Ardından aşağıdaki Kuroda özdeşlikleri kullanılarak seri yan hatlar paralel yan hatlara veya paralel yan hatlar seri yan hatlara dönüştürülür.



Şekil 2.9 Kuroda Özdeşlikleri

Son olarak basitçe normalize öz empedansları 50Ω kaynak empedansı ile çarpılır ve devre empedans ve frekans açısından ölçeklendirilmiş olur.

2.9 Eliptik Alçak Geçiren Filtre Tasarımı

Eliptik karakteristikli filtreler, daha yüksek durdurma bandında iletim sıfırları sağladığı için, izolasyon seviyesini artırır. Ayrıca bandlar arası keskin bir geçiş de sağlamaktadırlar. Bu nedenle, tasarımlardaki alçak geçiren filtre karakteristiği eliptik olarak belirlenmiştir.

Eliptik alçak geçiren filtrenin altıncı dereceden toplu eleman modeli Şekil 2.10'da gösterilmektedir. Alçak geçiren filtre tasarımı [65]'te tanımlanan geleneksel tasarım yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Minimum durdurma bandı zayıflaması (L_{As}) 32.41 dB, $\Omega_s=1.158$ ve geçme bandı dalgalanması (L_{Ar}) 0.1 dB olarak belirlenmiştir (Tablo 3.3, [65]). Bu değerlere karşılık gelen prototip eleman değerleri ise, $g_0 = g_7 = 1$, $g_1 = 0.6549$, $g_2 = 1.0036$, $g'_2 = 0.4597$, $g_3 = 1.0923$, $g_4 = 0.7731$, $g'_4 = 0.9284$, $g_5 = 1.0406$ ve $g_6 = 1.0214$ şeklindedir. 2 GHz kesim frekansı için L-C eleman değerleri,

$$L_i = \frac{1}{2\pi f_c} Z_0 g_i \quad (i=1, 2, \dots, 5) \quad (2.44)$$

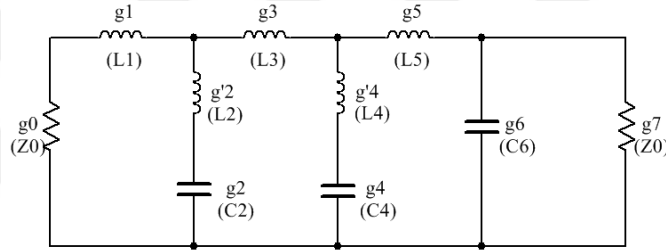
$$C_k = \frac{1}{2\pi f_c} \frac{1}{Z_0} g_k \quad (k=2, 4, \dots, 6) \quad (2.45)$$

denklemleri ile belirlenebilir. Burada Z_0 değeri filtrenin giriş ve çıkış empadans değerini temsil etmektedir ve değeri 50Ω 'dur. Elde edilen iki adet sonlu frekans zayıflama kutupları;

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_4 C_4}} \quad (2.46a)$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad (2.46b)$$

denklemlerinden $f_{p1} = 2.36 \text{ GHz}$ ve $f_{p2} = 2.94 \text{ GHz}$ olarak belirlenmiştir.



Şekil 2.10 Altıncı dereceden alçak geçiren filtre modeli

Denklem 2.44 ve 2.45'ten elde edilen L-C eleman değerleri: $L_1 = 2.61$, $L_2 = 1.83$, $L_3 = 4.35$, $L_4 = 3.69$, $L_5 = 4.14 \text{ nH}$ ve $C_2 = 1.60$, $C_4 = 1.23$, $C_6 = 1.60 \text{ pF}$. Elde edilen L-C toplu eleman değerlerini mikroşerit hatlara dönüştürmek için gerekli olan denklemler [65]'ten,

$$l_{Li} = \frac{\lambda_{g_L}(f_c)}{2\pi} \sin^{-1}\left(2\pi f_c \frac{L_i}{Z_{0L}}\right) \quad (2.47a)$$

$$l_{Ci} = \frac{\lambda_{g_C}(f_c)}{2\pi} \sin^{-1}\left(2\pi f_c C_i Z_{0C}\right) \quad (2.47b)$$

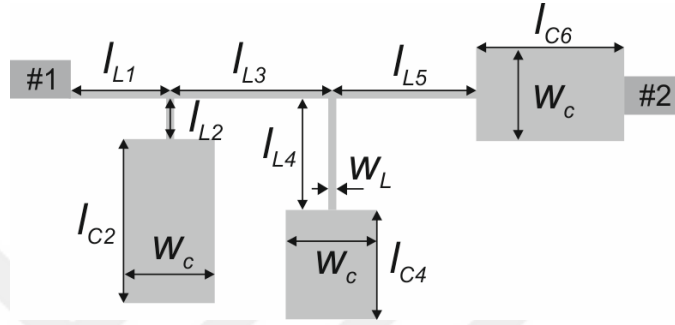
belirlenebilir. Burada λ_{g_L} ve λ_{g_C} sırasıyla indüktör ve kapasitörler için kılavuz dalga boyunu temsil etmektedir ve aşağıdaki denklemlerden hesaplanır [65, Ch 4]:

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz})\sqrt{\epsilon_{re}}}\text{mm} \quad (2.48)$$

Burada ϵ_{re} etkin dielektrik sabiti ;

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right) \right] \quad (2.49)$$

denklemden elde edilir. Denklem 2.47a ve 2.47b'den elde edilen mikroşerit hat uzunlukları mm cinsinden: $l_{L1} = 4.77$, $l_{L2} = 3.32$, $l_{L3} = 8.21$, $l_{L4} = 6.88$, $l_{L5} = 7.78$, $l_{C2} = 8.09$, $l_{C4} = 6.08$, $l_{C6} = 8.25$. Alçak geçiren filtrenin mikroşerit görünümü Şekil 2.11'de görülmektedir.



Şekil 2.11 Alçak geçiren filtre mikroşerit görünümü

Alçak geçiren filtrenin mikroşerit gerçekleştirimi için $\varepsilon_r=3.38$ dielektrik sabiti ve $h=0.813$ mm kalınlık ile RO4003C taban elemanı kullanılmıştır. $Z_{OL} = 107 \Omega$, $Z_{OC} = 27 \Omega$ sırasıyla yüksek ve alçak empedans iletim hatlarının karakteristik empedanslarını temsil etmektedir. Filtre kalınlıkları ise [65, Ch 4]'ten aşağıdaki denklemler yardımıyla belirlenebilir:

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A}-2} \quad W/h \leq 2 \text{ için} \quad (2.50)$$

$$A = \frac{Z_{OL}}{60} \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right)^{0.5} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (2.51)$$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[(B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right] \quad W/h > 2 \text{ için} \quad (2.52)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_{OC}\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.53)$$

Verilen denklemlere göre elde edilen mikroşerit hat kalınlıkları $W_c = 4.5 \text{ mm}$ ve $W_L = 0.4 \text{ mm}$ olarak belirlenmiştir. Bağlantı noktalarından kaynaklanan reaktans ve suseptansları kaldırmak amacıyla uzunluklar üzerinde aşağıdaki denklemler yardımıyla iyileştirmeler yapılmıştır [65, Ch 5]. L_5 ve C_6 uzunlukları için;

$$2\pi f_c L_5 = Z_{0L} \sin \frac{2\pi l_{L5}}{\lambda_{gL}(f_c)} + Z_{0C} \tan \frac{\pi l_{C6}}{\lambda_{gC}(f_c)} \quad (2.54)$$

$$2\pi f_c C_6 = \frac{1}{Z_{0C}} \sin \frac{2\pi l_{C6}}{\lambda_{gC}(f_c)} + \frac{1}{Z_{0L}} \tan \frac{\pi l_{L5}}{\lambda_{gL}(f_c)} \quad (2.55)$$

l_{L2} ve l_{C2} uzunlukları l_{L1} ve l_{L3} sabit tutularak aşağıdaki denklemler yardımıyla iyileştirilebilir:

$$\frac{1}{(2\pi f_{L2})^{-1} - (2\pi f_{C2})} = B_2(f) + \Delta B_{123}(f) \quad f=f_c \text{ ve } f_{p2} \text{ için} \quad (2.56)$$

$$B_2(f) = \frac{1}{Z_{0L} \sin \frac{2\pi l_{L2}}{\lambda_{gL}(f)} + Z_{0C} \tan \frac{\pi l_{C2}}{\lambda_{gC}(f)} - \frac{1}{\frac{1}{Z_{0C}} \sin \frac{2\pi l_{C2}}{\lambda_{gC}(f)} + \frac{1}{Z_{0L}} \tan \frac{\pi l_{L2}}{\lambda_{gL}(f)}}} \quad (2.57)$$

$$\Delta B_{123}(f) = \frac{1}{Z_{0L}} \tan \frac{\pi l_{L1}}{\lambda_{gL}(f)} + \frac{1}{Z_{0L}} \tan \frac{\pi l_{L2}}{\lambda_{gL}(f)} + \frac{1}{Z_{0L}} \tan \frac{\pi l_{L3}}{\lambda_{gL}(f)} \quad (2.58)$$

C_2 ve C_4 için saçaklanma kapasitansını iyileştirmek amacıyla $l_{C2} - \Delta l$ ve $l_{C4} - \Delta l$ denklemlerinden yeni uzunluklar elde edilir. Burada Δl uzunluğu aşağıdaki denklemler yardımıyla hesaplanmaktadır [65, Ch 4]:

$$\frac{\Delta l}{h} = \frac{\xi_1 \xi_3 \xi_5}{\xi_4} \quad (2.59)$$

$$\xi_1 = 0.434907 \frac{\varepsilon_r e^{0.81 + 0.26 \frac{W}{h}} + 0.236}{\varepsilon_r e^{0.81 - 0.189 \frac{W}{h}} + 0.87} \quad (2.60)$$

$$\xi_2 = 1 + \frac{W^{0.371}}{2.35 \varepsilon_r + 1} \quad (2.61)$$

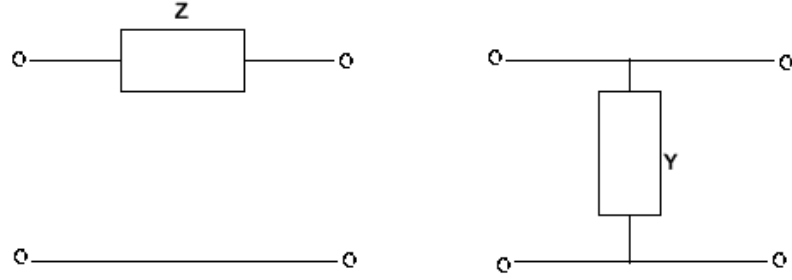
$$\xi_3 = 1 + \frac{0.5274 \tan^{-1} 0.084 \frac{W^{1.9413/\xi_2}}{h}}{\varepsilon_r e^{0.9236}} \quad (2.62)$$

$$\xi_4 = (1 + 0.037 \tan^{-1} 0.067 \frac{W^{1.456}}{h}) (6 - 5e^{0.036(\varepsilon_r - 1)}) \quad (2.63)$$

$$\xi_5 = 1 - 0 - 218e^{-7.5 \frac{W}{h}} \quad (2.64)$$

Alçak geçiren filtre uzunlukları üzerinde yapılan iyileştirmeler sonucu elde edilen yeni uzunluklar ise mm cinsinden şu şekildedir : $l_{L1} = 4.8$, $l_{L2} = 2.05$, $l_{L3} = 8.2$, $l_{L4} = 5.6$, $l_{L5} = 6.9$, $l_{C2} = 8.1$, $l_{C4} = 5.4$, $l_{C6} = 7.3$.

Alçak geçiren filtrenin frekans cevabını görmek için $ABCD$ matrislerinden faydalanılmıştır. Şekil 2.10'daki devrenin seri kollarındaki elemanların toplam empedansı Z , paralel kollarındaki elemanların toplam admitansı Y ile ifade edilmektedir.



Şekil 2.12 $ABCD$ matrisi empedans ve admitansları

Daha sonra bu elemanlar tek tek $ABCD$ matrisi şekline dönüştürülüp, en son olarak denklem 2.65h ve 2.65i'ten elde edilen matrisler birbirleri ile çarpılmıştır. $ABCD$ matrisinde $ABCD$ matrisleri ile saçılma parametreleri aşağıdaki şekilde elde edilmiştir [65, Ch 2];

$$Z_1(f) = j\omega(f)L_1 \quad (2.65a)$$

$$Z_2(f) = j\omega(f)L_2 + \frac{1}{j\omega(f)C_2} \quad (2.65b)$$

$$Z_3(f) = j\omega(f)L_3 \quad (2.65c)$$

$$Z_4(f) = j\omega(f)L_4 + \frac{1}{j\omega(f)C_4} \quad (2.65d)$$

$$Z_5(f) = j\omega(f)L_5 \quad (2.65e)$$

$$Z_6(f) = \frac{1}{j\omega(f)C_6} \quad (2.65f)$$

$$\omega(f) = 2\pi f \quad (2.65g)$$

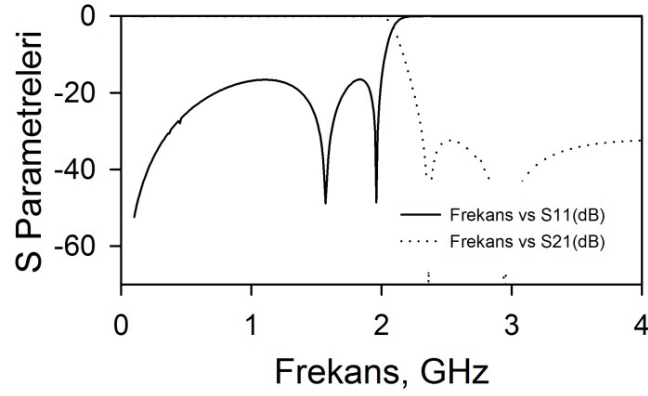
$$ABCD_n(f) = \begin{bmatrix} 1 & Z_n(f) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad n=1,3,5 \quad (2.65h)$$

$$ABCD_n(f) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_n(f)} & 1 \end{bmatrix} \quad n=2,4,6 \quad (2.65i)$$

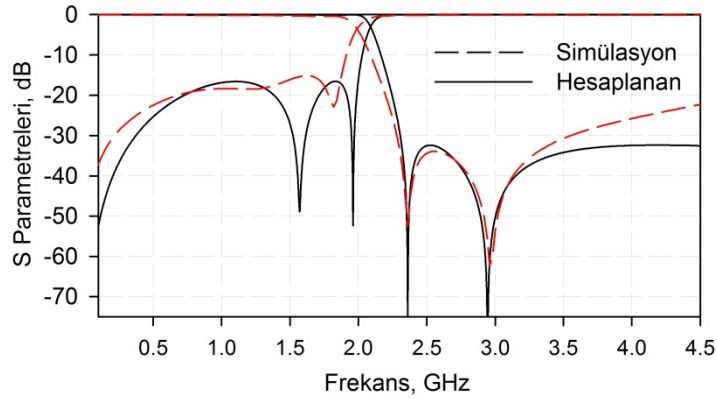
$$S_{11} = \frac{A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 - D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \quad \text{ve} \quad S_{21} = \frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \quad (2.65j)$$

$$S_{11} = -20 \log \frac{1}{|S_{11}|} \text{ dB} \quad \text{ve} \quad S_{21} = -20 \log \frac{1}{|S_{21}|} \text{ dB} \quad (2.65k)$$

Simülasyon için elde edilen frekans cevabı Şekil 2.13a'da gösterilmektedir. Alçak geçiren filtrenin hesaplanan frekans değerleri ve simülasyon frekans cevabının karşılaştırıldığı Şekil 2.13b'de ise teorik sonuçlar ve simülasyon sonuçlarının birbiri ile iyi bir eşleşme gösterdiği görülmektedir.



(a)



(b)

Şekil 2.13 (a) Simülasyon sonuçları (b) Hesaplanan değerlerin ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

BÖLÜM 3

BAND GEÇİREN FİLTRE TASARIMI

Alçak geçiren filtre tasarımının tamamlanmasının ardından band geçiren filtre tasarımına geçilmiştir. Band geçiren filtre yapısı direkt olarak alçak geçiren filtre yapısına eklendiğinde alçak-band geçiren çiftleyici tasarımı elde edilir. Bu nedenle tasarlanan alçak-band geçiren çiftleyicide eşleşme devresine ihtiyaç yoktur.

Band geçiren filtre kanalında çift modlu kare halka rezonatör kullanılmıştır. Çift modlu kare halka rezonatörlerin en önemli avantajı, tek rezonatör ile iki kutuplu bir geçme bandının elde edilebilmesidir. Tek rezonatör kullanıldığı için çift modlu rezonatörler düşük araya girme kaybı ve minyatür bir devre yapısı sunabilmektedirler. Ayrıca çift modlu rezonatörler sayesinde lineer faz filtreleme karakteristiğinden eliptik filtreleme karakteristiğine de kolayca geçiş yapılabilir[19].

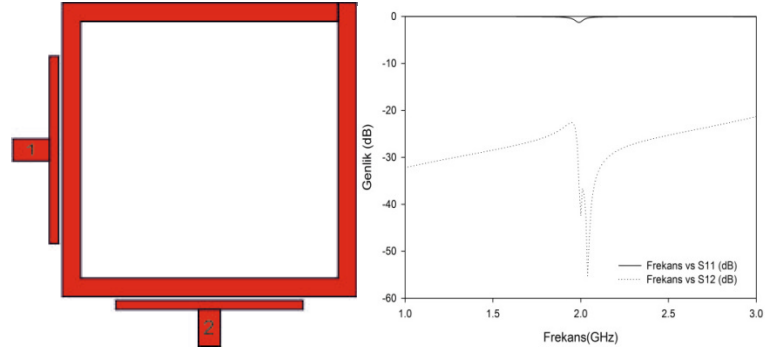
3.1 Kare Halka Rezonatör

Bir çift modlu kare halka rezonatörün yapısı ve frekans cevabı sırasıyla Şekil 3.1 ve 3.2'de gösterilmiştir. Bu kare halka rezonatörün bir kenarının uzunluğu $\lambda/4$ olmak üzere toplam boyu λ ,

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.1)$$

denkleminde elde edilir. Burada c ifadesi ışık hızıdır ve değeri $3 \times 10^8 \text{ m/sn}$ 'dir. Etkin dielektrik sabiti ϵ_{eff} , Denklem 2.49'dan elde edilir. Rezonatörün sağ üst köşesinde yer alan yama elemanının boyutları değiştirilerek band geçiren filtrenin iletim sıfırlarının yeri belirlenebilir.

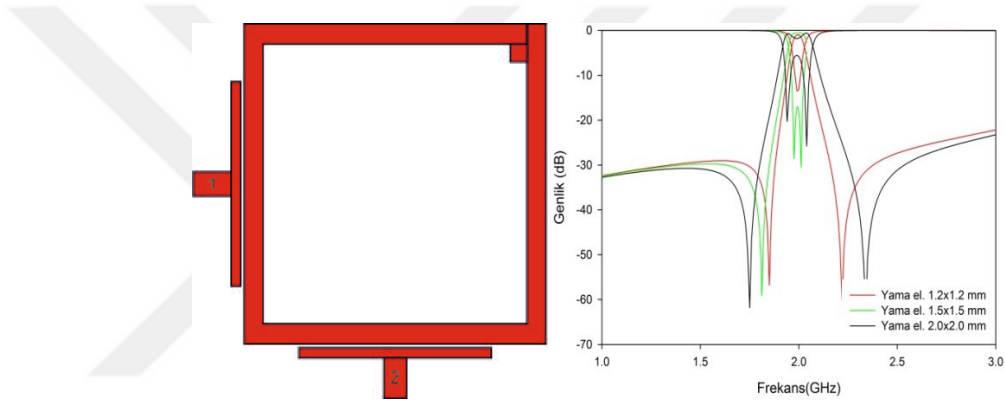
Şekil 3.1'de kare halka rezonatörün yama elemanı olmaksızın ve Şekil 3.2'de yama elemanı ile birlikte kare halka rezonatöre ait örnek frekans cevapları gösterilmiştir. Yama elemanının boyutları artırıldığında frekans cevabındaki değişim gözlemlenmiştir. Şekil 3.3'te ise yama elemanı kare halka rezonatörün dışına alınarak yine elde edilen frekans cevapları basamak empedanslı alçak geçiren filtreyle birlikte gözlemlenmiştir.



(a)

(b)

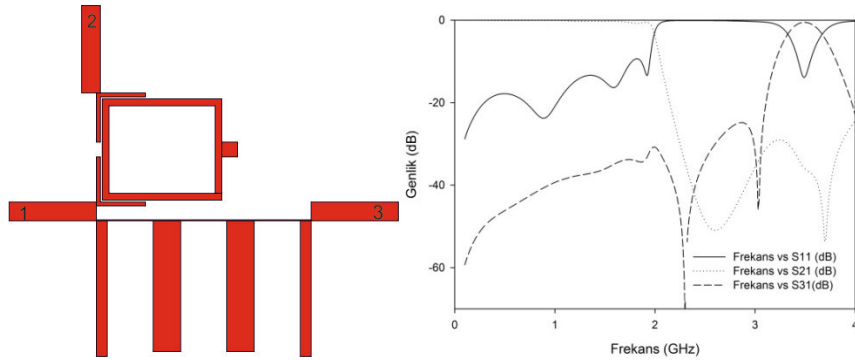
Şekil 3.1 (a) Kare halka rezonatör ve (b) frekans cevabı



(a)

(b)

Şekil 3.2 (a)Yama elemanına sahip kare halka rezonatör ve (b)farklı uzunluklardaki yama elemanının kare halka rezonatörün frekans cevabına etkisi



(a)

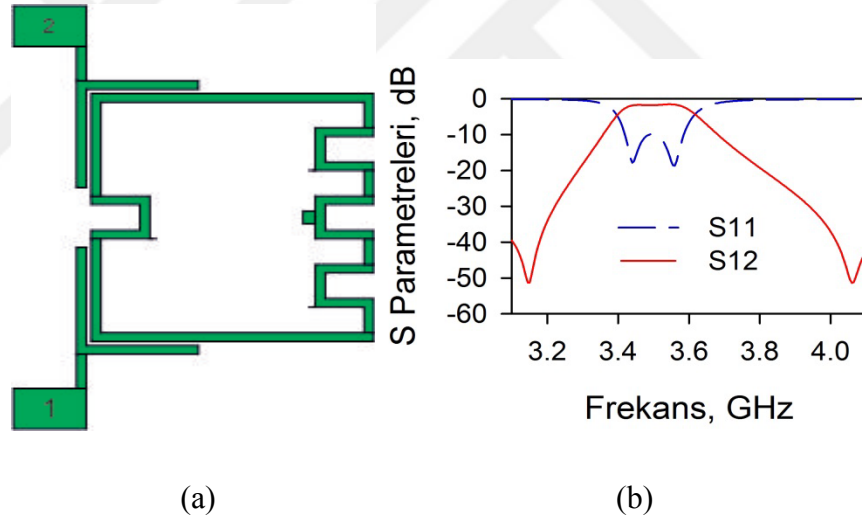
(b)

Şekil 3.3 (a)Yama elemanı dışarıda olan alçak-band geçiren çiftleyici (b)yama elemanının uzunluğunun değişiminin frekans cevabına etkisi

Şekil 3.3b’de görülen frekans cevabında band geçiren kanalda merkez frekansının 3.5 GHz’de olduğu, kesim frekansının ise 2 GHz dolaylarında olduğu görülmektedir.

3.2 Kıvrımlı Kare Halka Rezonatör ile Band Geçiren Filtre Tasarımı

Tez konusunda ele alınan alçak-band geçiren çiftleyici tasarımında, band geçiren kanalda kıvrımlı halka rezonatör yapısı kullanılmıştır. Bu yapının kullanım sebebi, rezonatörün toplam uzunluğunu azaltarak, filtre boyutunda minyatürizasyon sağlamaktır. Band geçiren filtre tasarımında kullanılan kıvrımlı kare halka rezonatör yapısı Şekil 3.4a’da gösterildiği gibi dört adet kıvrımlı hat bölmesi bulundurmaktadır. Kare halka rezonatörün uzunluğu $\lambda/4$ olan kenarında bir adet, uzunluğu $3\lambda/4$ olan kenarında ise 3 adet kıvrımlı hat bölmesi bulunmaktadır. İki adet açık devre edilmiş besleme hattı ile kıvrımlı kare halka rezonatör, giriş ve çıkış portlarına bağlanmıştır.



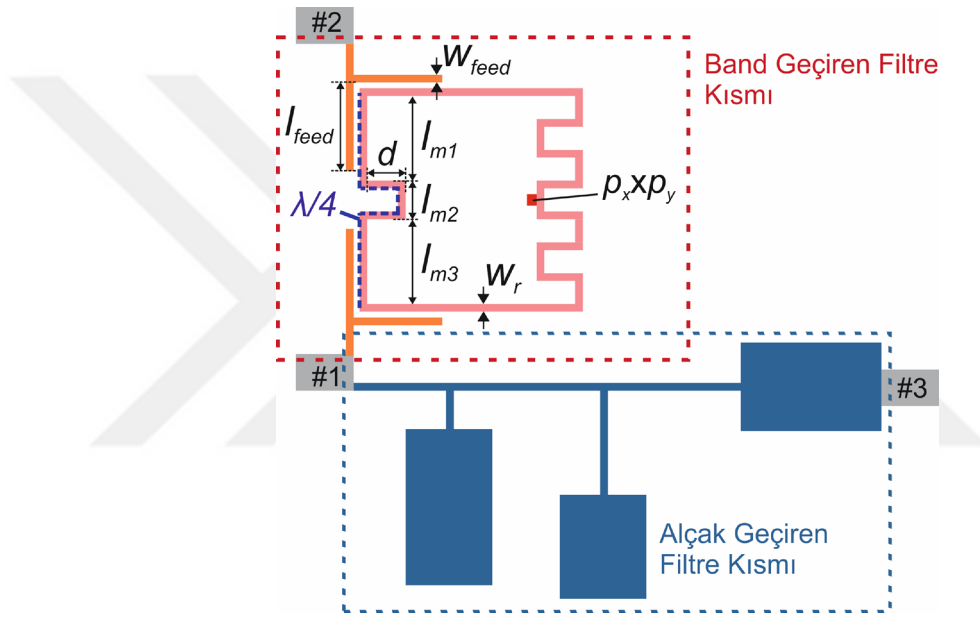
Şekil 3.4 Kıvrımlı kare halka rezonatör (a)Mikroşerit yapısı ve (b) Frekans cevabı

Bilindiği üzere çift modlu halka rezonatörler sanal ekseninde iki adet iletim sıfırı elde etmek amacıyla bir yama elemanı ile kullanılabilirler [19]. Bu sebeple, kıvrımlı kare halka rezonatör yapısının yatay simetri eksenine dikdörtgen bir yama elemanı yerleştirilmiştir.

BÖLÜM 4

ALÇAK-BAND GEÇİREN ÇİFTLEYİCİ TASARIMI

Alçak-band geçiren çiftleyici tasarımında öncelikle alçak geçiren ve band geçiren filtreler ayrı ayrı tasarlanmış, daha sonra biraraya getirilmişlerdir. Tasarlanan band geçiren filtre yapısı, alçak geçiren filtreye doğrudan eklenebilir. Bu yüzden bir eşleşme devresine ihtiyaç yoktur. Birleştirilen alçak-band geçiren çiftleyicinin mikroşerit görünümü ve uzunluk değerleri Şekil 4.1’de gösterilmiştir.

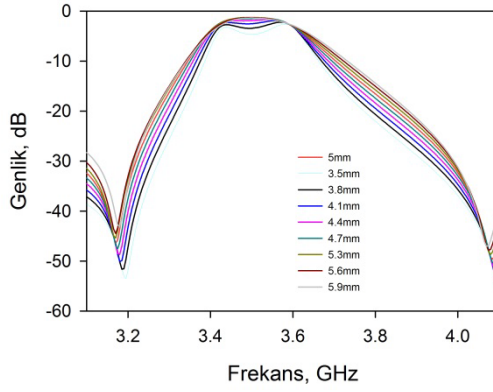


Şekil 4.1 Tasarlanan çiftleyicinin mikroşerit görünümü

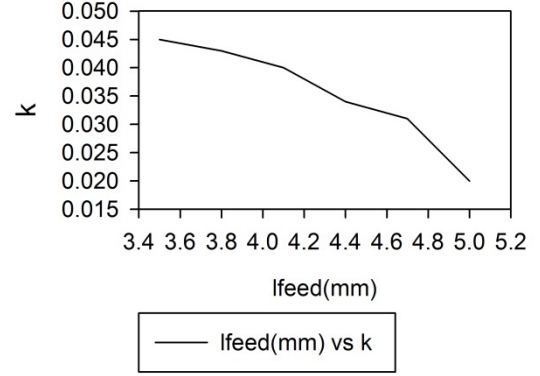
Bağlaşım katsayısı band geçiren filtrede bulunan iki adet mod frekansının bir fonksiyonu olarak

$$k = \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \quad (4.1)$$

denkleminde hesaplanır. Burada f_{p1} ve f_{p2} band geçiren filtrenin mod frekanslarıdır. l_{feed} besleme hattı uzunluğundaki değişimlerin mod frekanslarına ve bağlaşım katsayısına olan etkisi Şekil 4.2’de görüldüğü gibidir.



(a)



(b)

Şekil 4.2 (a) l_{feed} uzunluğunun band geçiren mod frekanslarına etkisi (b) Besleme hattı uzunluğundaki değişimlerin k bağlaşım katsayısına etkisi

Band geçiren filtrede kısmi band genişliği oranının yüksek olması arzu edilen bir özelliktir. Kısmi band genişliği oranı yüzde olarak [65,Ch 3];

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} 100 \quad (4.2)$$

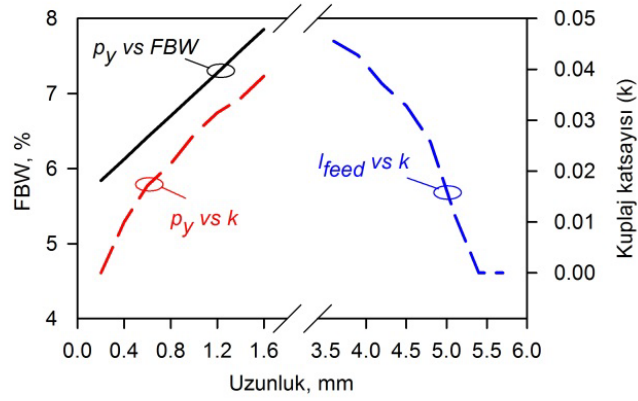
$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (4.3)$$

şeklinde ifade edilir. Burada ω_1 ve ω_2 3 dB kesim frekansları ve ω_0 band geçiren filtrenin merkez frekansıdır. Dikdörtgen yapıdaki yama elemanının düşey uzunluğu filtre simetrisini bozmayacak şekilde değiştirilerek 3 dB kesim frekanslarının değeri ve buna bağlı olarak merkez frekansının yeri kontrol edilebilir. Bu sebeple yama elemanının boyutları değiştirilerek bağlaşım katsayısına olan etkisi gözlemlenmiştir. Yama elemanının düşey uzunluğundaki değişimin 3 dB kesim frekanslarına olan etkisi Tablo 4.1’de belirtilmektedir. Tablo 4.1’den elde edilen verilerin grafiksel gösterimi ise Şekil 4.3’te yer almaktadır.

Tablo 4.1 Yama elemanının merkez frekansı, bağlaşım katsayısı ve kısmi band genişliğine etkisi

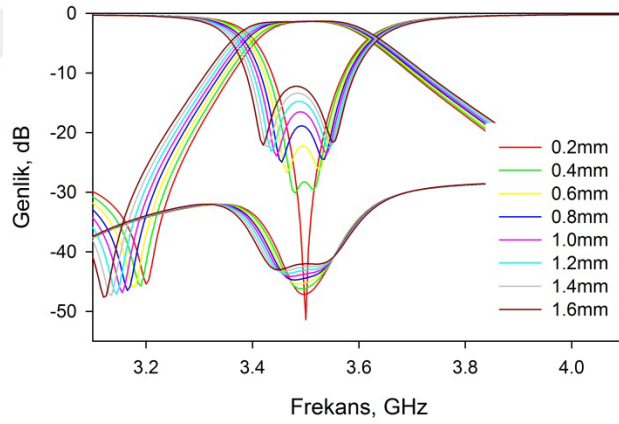
Yama Elemanı Uzunluğu (mm)	Mod Frekansı 1(GHz)	Mod Frekansı 2(GHz)	k	3dB kesim frekansı 1	3dB kesim frekansı 2	Merkez Frekansı	FBW(%)
0.4	3.48	3.515	0.01	3.42	3.6	3.5088	0.0513
0.6	3.465	3.52	0.015	3.41	3.6	3.5037	0.0542
0.8	3.455	3.53	0.021	3.405	3.605	3.5036	0.057

1	3.445	3.535	0.025	3.4	3.61	3.5034	0.0599
1.2	3.435	3.545	0.031	3.39	3.61	3.4982	0.0628
1.4	3.425	3.55	0.035	3.385	3.615	3.4955	0.0657
1.6	3.42	3.55	0.037	3.38	3.62	3.4979	0.0686



Şekil 4.3 Yama elemanının düşey uzunluğu ve besleme hattı uzunluğunun bağlaşım katsayısına ve kısmi band genişliğine etkileri

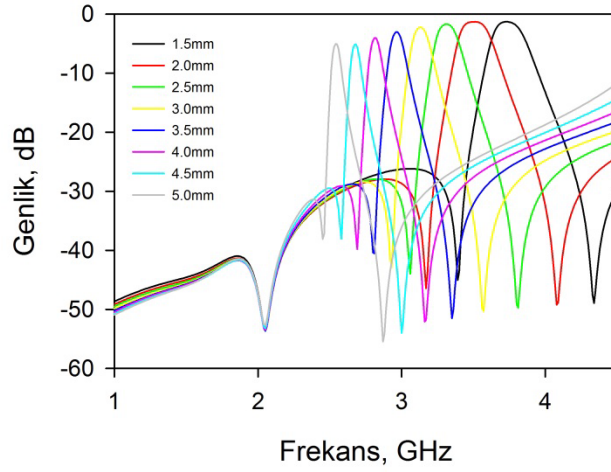
Simülasyon programı ile elde edilen frekans cevapları ise Şekil 4.4’te gösterilmektedir.



Şekil 4.4 Yama elemanı uzunluk değişiminin değişken analizi simülasyon sonuçları

Merkez frekansının yeri her ne kadar yama elemanının düşey uzunluğundaki değişimlere bağlı olarak kontrol edilebilse de, büyük oranda d uzunluğu ile kontrol edilebildiği gözlemlenmiştir.

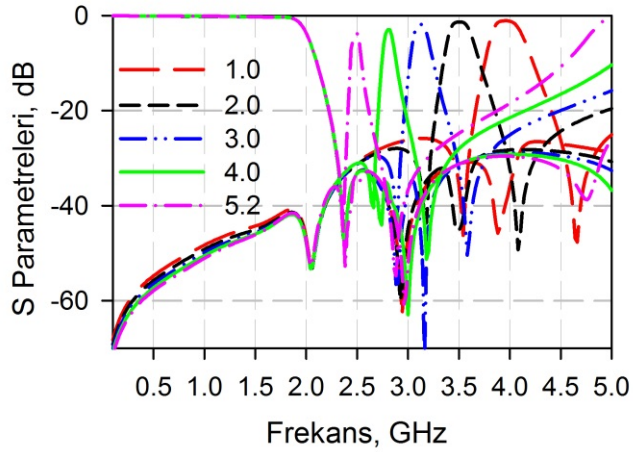
Şekil 4.5’te gösterilen, analiz sonuçlarından elde edilen verilere göre, d uzunluğunun 3 dB kesim frekanslarına olan etkisi tablo halinde incelenmiştir ve sonuçlar Tablo 4.2’de belirtildiği gibi elde edilmiştir. Bu verilerin grafiksel ifadesi ise Şekil 4.6’da görüldüğü gibidir.



Şekil 4.5 d uzunluğundaki değişimin band geçiren filtrenin merkez frekansına ve 3 dB kesim frekansına olan etkisi

Tablo 4.2 d uzunluğundaki değişimin band geçiren filtrenin merkez frekansına, kısmi band genişliğine ve 3 dB kesim frekanslarına olan etkisi

d uzunluğu (mm)	3 dB kesim frekansı1 (GHz)	3 dB kesim frekansı2 (GHz)	Merkez frekansı.(GHz)	FBW(%)
5	-	-	2.54	-
4.5	-	-	2.68	-
4	-	-	2.82	-
3.5	-	-	2.97	-
3	3.09	3.17	3.13	2.5
2.5	3.25	3.37	3.31	3.5
2	3.41	3.6	3.5	5.4
1.5	3.64	3.84	3.73	5.3
1	3.87	4.08	3.97	5.2



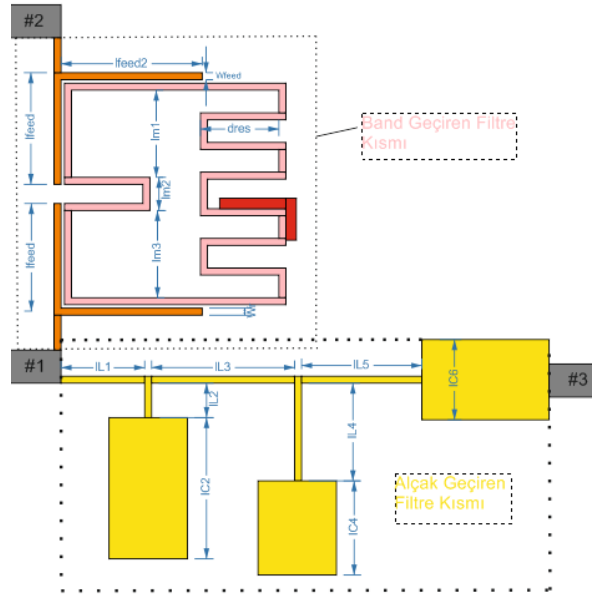
Şekil 4.6 d uzunluğu değişim sonuçlarının grafiksel gösterimi

Şekil 4.5'ten de görüldüğü üzere, merkez frekansının değeri d uzunluğu değişimi ile yaklaşık 2.5 GHz'ten 4 GHz'e kadar kontrol edilebilir bir özellik göstermektedir. Ayrıca band geçiren kanaldaki araya giriş kaybı değerleri de 4.68 dB ile 1.28 dB değerleri arasında değişmektedir.

4.1 Alçak-Band Geçiren Çiftleyici Tasarımları

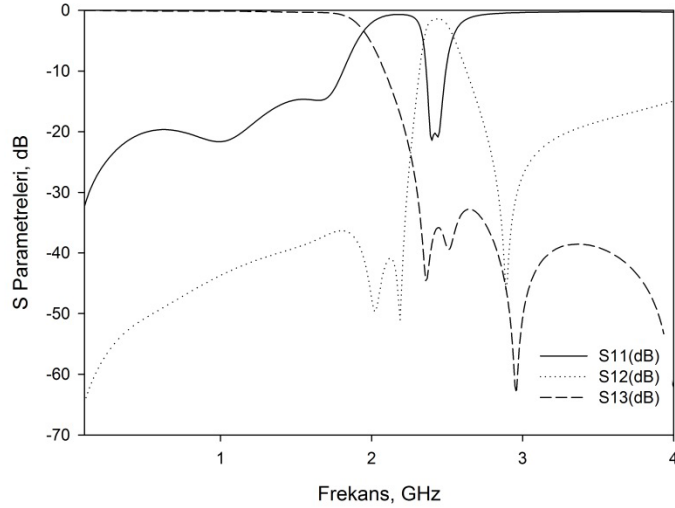
Tez çalışmaları kapsamında tasarlanan alçak-band geçiren çiftleyici tasarımlarında geçme bandının merkez frekansı Şekil 4.6'da da gösterildiği üzere kontrol edilmektedir. Ancak bu kontrol esnasında araya girme kaybı değerlerinin de değiştiği, beklenenden daha fazla kaybın ortaya çıktığı gözlenmektedir. Bu nedenle, bu bölümde geçme bandı daha düşük frekanslarda olacak şekilde alternatif bir alçak-band geçiren çiftleyici tasarımı sunulmaktadır. Bu alçak-band geçiren çiftleyicinin alçak geçiren kanalı, tamamıyla Şekil 4.1'de verilen çiftleyicinin alçak geçiren kanalıyla aynıdır. Çiftleyiciler arasındaki farklılığa neden olan etmen band geçiren kanaldadır.

Şekil 4.7'de tasarlanan alternatif mikroşerit çiftleyici yapısı görülmektedir. Tasarlanan çiftleyici de alçak geçiren filtrenin kesim frekansı 1.95 GHz ve merkez frekansı 2.44 GHz olarak ayarlanmıştır. Filtrenin band geçiren kanalında kıvrımlı kare halka rezonatör yapısı kullanılmıştır. Kare halka rezonatörün dış kısmına yama elemanı yerleştirilmiştir. Yama elemanının boyutları ile oynanarak filtrenin merkez frekansı ayarlanabilmektedir. Dikkat edileceği üzere, burada kullanılan çift modlu rezonatör, yama pertürbasyon elemanının konumu nedeniyle asimetrik bir konfigürasyona sahiptir. Bu da geçme bandının yanlarında yer alan iletim sıfırlarının konumunda da küçük de olsa bir asimetriye neden olmaktadır. Şekil 4.7'deki düşey eksendeki besleme hattının (l_{feed}) uzunluğu 6.4 mm, yatay eksendeki besleme hatlarının uzunluğu (l_{feed2}) 8.5 mm'dir. Besleme hattı uzunluklarının filtre cevabına etkisi, grafiksel olarak Şekil 4.9'da ifade edildiği gibidir.

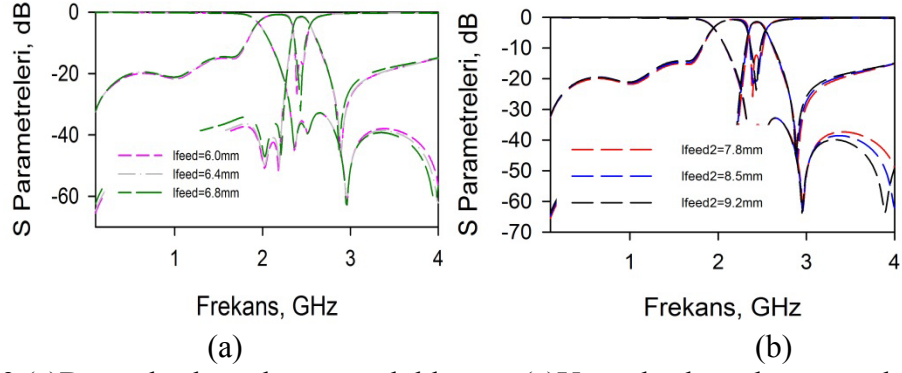


Şekil 4.7 Alternatif olarak tasarlanan alçak-band geçiren çiftleyicinin mikroşerit görünümü

Tasarlanan çiftleyicinin frekans cevabı Şekil 4.8’de gösterildiği gibidir. Filtrenin alçak geçiren kanalındaki maksimum araya giriş kaybı 0.28 dB ve band geçiren kanalındaki minimum araya giriş kaybı 1.38 dB olarak elde edilmiştir.



Şekil 4.8 Alternatif olarak tasarlanan çiftleyicinin frekans cevabı



Şekil 4.9 (a)Düşey besleme hattı uzunluklarının (a)Yatay besleme hattı uzunluklarının frekans cevabına etkisi

Tablo 4.3 Alternatif Filtre Özellikleri

Filtre Boyutları (λ_g^2)	Yama Elemanı Uzunluğu (mm^2)	Mod Frekansı 1(GHz)	Mod Frekansı 2(GHz)	k	3dB kesim frekansı 1(GHz)	3dB kesim frekansı 2(GHz)	Merkez Frekansı(GHz)	FBW(%)	İzolasyon (dB)
0.096	6.8x0.6	2.19	2.89	0.016	2.36	2.52	2.44	6.55	>35

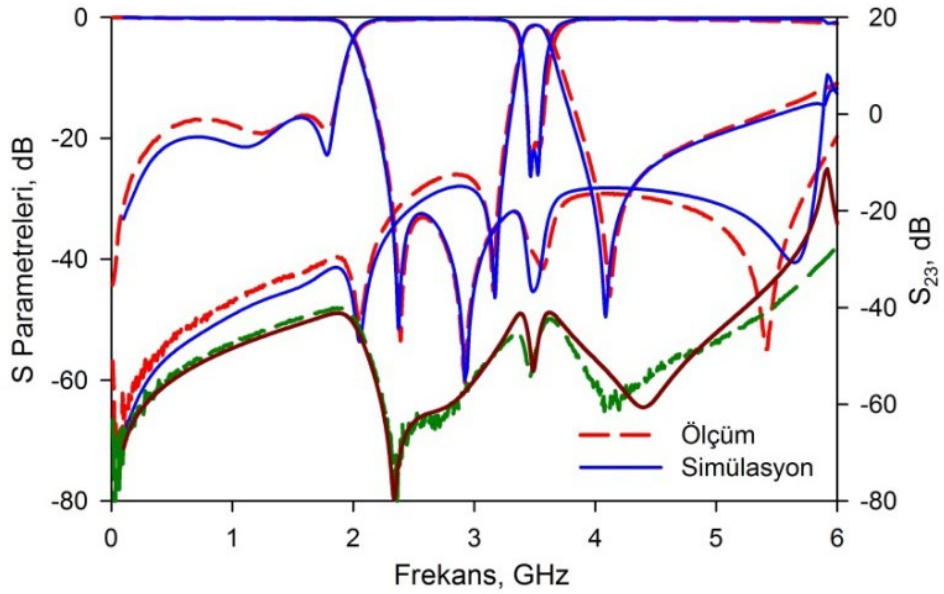
λ_g : Kılavuz dalga boyu

Son olarak yapılan ölçümler sonucu filtrenin Şekil 4.7’de belirtilen uzunlukları mm cinsinden şu şekildedir: W_r (Kare halka rezonatörün kalınlığı) = 0.4, $W_{l_{feed}}$ (Besleme hattı kalınlığı) = 0.4, $l_{m1} = 3.4$, $l_{m2} = 2.5$, $l_{m3} = 4.7$, l_{feed} (Düşey besleme hattı uzunluğu)=6.4, l_{feed2} (Yatay besleme hattı uzunluğu) = 8.5, d_{res} (halka rezonatörün kıvrım uzunluğu)=4.5, $l_{L1} = 5.0$, $l_{L2} = 2.0$, $l_{L3} = 8.6$, $l_{L4} = 5.6$, $l_{L5} = 7.1$, $l_{C2} = 8.1$, $l_{C4} = 5.4$, $l_{C6} = 7.3$.

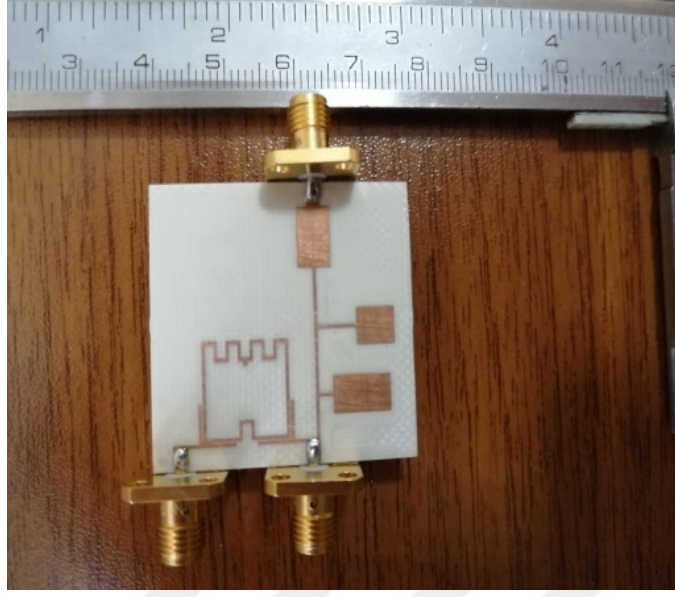
BÖLÜM 5

DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Gerçekleştirilen teorik ve simülasyon çalışmalarının doğruluğunu göstermek amacıyla, tasarlanan alçak band geçiren çiftleyici Rogers RO4003C ($\epsilon_r = 3.38$, $h = 0.813\text{mm}$ ve $\tan\delta = .0027$) taban malzemesi ile üretilmiştir. Alçak geçiren filtrenin kesim frekansı ve band geçiren filtrenin merkez frekansı sırasıyla 2 GHz ve 3.5 GHz frekanslarında elde edilmiştir. Şekil 4.1'deki çiftleyicinin final uzunlukları, elde edilen grafik sonuçlarına göre ayarlanmıştır. Bu aşamada çiftleyicinin izolasyon ve araya giriş kaybı değerleri Tam Dalga Elektromanyetik Simülatör yardımıyla en iyi seviyeye getirilmiştir. Yapılan ufak değişikliklerle, elde edilen son çiftleyici uzunlukları şu şekildedir: $l_{feed} = 5$, $w_{feed} = w_r = 0.4$, $l_{m1} = l_{m3} = 4.4$, $l_{m2} = d = 2$, $px = 0.5$, $py = 0.6$, $l_{L1} = 5.0$, $l_{L2} = 2.0$, $l_{L3} = 8.0$, $l_{L4} = 5.5$, $l_{L5} = 7.1$, $l_{C2} = 8.1$, $l_{C4} = 5.4$, $l_{C6} = 7.3\text{ mm}$. Toplam devre boyutu λ_g alçak geçiren filtrenin kılavuz dalga boyu olmak üzere $0.30\lambda_g \times 0.31\lambda_g$ 'dir. Üretilen alçak-band geçiren çiftleyicinin ölçüm sonuçları Keysight N5222A PNA Network Analizör kullanılarak simülasyon sonuçları ile iyi bir eşleşme içinde elde edilmiştir. Ölçülen ve simüle edilen frekans cevapları Şekil 5.1a'da gösterilmektedir. Üretilen çiftleyicinin fotoğrafı ise Şekil 5.1b'de gösterilmektedir.



(a)



(b)

Şekil 5.1 (a) Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması (b) Üretilen alçak-band geçiren çiftleyicinin fotoğrafı

Ölçülen kesim frekansı ve merkez frekansı sırasıyla 2 GHz ve 3.5 GHz 'dir. 3 dB kısmi band genişliği oranı $\%6.21$ 'dir. Alçak ve band geçiren kanallardaki araya giriş kayıpları sırasıyla 0.3 dB ve 1.43 dB olarak ölçülmüştür. Alçak geçiren kanaldaki geri dönüş kaybı 15 dB 'den daha iyi ve band geçiren kanalın geri dönüş kaybı 20 dB 'den daha iyidir. Çıkış portları arasındaki izolasyon 40 dB 'den daha iyi olarak ölçülmüştür.

Tablo 4.1'den görüldüğü üzere, 4. Bölümde bahsedilen alternatif olarak tasarlanan filtrenin kısmi band genişliği yüzdesinin; buna bağlı olarak da seçiciliğinin, tez konusunu oluşturan filtreye göre daha yüksek bir değerde olduğu görülmektedir. Tasarlanan filtreler boyut açısından karşılaştırıldığında, tez konusunu oluşturan filtrenin alternatif olarak tasarlanan filtreye göre, daha küçük bir alan kapladığı görülmektedir. Ayrıca izolasyon seviyesi de tez konusunu oluşturan filtreye 40 dB 'den daha iyi iken, alternatif olarak tasarlanan filtreye 35 dB civarındadır.

Üretilen çiftleyici, kıvrımlı halka rezonatör içeren ilk alçak-band geçiren çiftleyici örneğidir ve ek bir eşleşme devresine ihtiyaç yoktur. Böylece minyatür boyutta ve yüksek izolasyonlu bir filtre elde edilmiştir. Üretilen çiftleyicinin literatürde var olan diğer alçak-band geçiren çiftleyicilerle karşılaştırılması Tablo 5.1'de yer almaktadır.

Her ne kadar yüksek izolasyon seviyesi [55] ve [64]'da elde edilse de, tasarlanan filtrenin boyutları ve kapladığı alan, bu çalışmalardaki filtrelerden daha düşüktür. Ayrıca tasarlanan filtre derecesi [55] ve [64]'dan daha yüksektir. [56] ve [57]'te tasarlanan filtreler, izolasyon seviyesi ve devre boyutları açısından tasarladığımız filtreden daha düşük bir performans göstermektedirler. [61] ve [62]'de filtre boyutları küçük olsa da, tasarlanan filtrelerin izolasyon seviyeleri bu çalışmadakinden daha düşüktür.

Tablo 5.1 Tasarlanan çiftleyicinin diğer alçak band geçiren çiftleyicilerle karşılaştırılması

Ref.	f_c / f_0 (GHz)	FBW (%)	Araya Giriş Kaybı (dB) AGK, BGK	izolasyon (dB)	Boyut (λ_g) ²
[55]	0.6/2.4	*n	<1, 4.8	>51	*n
[56]	1.5 / 2.4	8	<0.25, 2.42	>35	0.49
[57]	1.5 / 2.4	10.5	0.3, 1.2	> 30	0.298
[61]	2.4 / 4.2	15.2	0.18, 0.18	26	0.036
[62]	1.88/3.56	23.8	0.12, 0.1	26	0.03
[64]	1/ 2.4,5.8	10/7	<0.8, 2.1, 2.5	> 40	0.402
T. Ç.	2 / 3.5	6.21	0.3, 1.43	> 40	0.095

*T.Ç.: Tez çalışması *n: Bilgi yok AGK: Alçak Geçiren Kanal BGK:Band Geçiren Kanal

BÖLÜM 6

SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu tez çalışmasında, bir eliptik alçak geçiren filtre ve bir çift modlu band geçiren filtre yapıları bir araya getirilerek yeni bir alçak-band geçiren çiftleyici tasarlanmış ve üretilmiştir. Eliptik alçak geçiren filtre için geleneksel tasarım metodlarından yararlanılmış, bu kapsamda 2 GHz kesim frekansına sahip 6. dereceden bir alçak geçiren filtre tasarlanmıştır. Tasarım için öncelikle alçak geçiren filtre prototipi normalize frekanslarda ortaya konmuş, daha sonra ise eleman dönüşümleriyle gerçek frekanslarda alçak geçiren filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Söz konusu filtreye yönelik teorik çalışmalar kompanzasyon işlemleriyle tamamlanmıştır. Bu kompanzasyon işlemleri filtrenin boyutlarının olabildiğince doğru elde edilebilmesi amacıyla gerçekleştirilmiştir. Böylece, alçak geçiren filtrede kullanılan tüm iletim hatlarının boyutları tamamen elde edilmiş ve bu boyutlar kullanılarak simülasyon çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Band geçiren filtre tasarımı için ise çift modlu kıvrımlı halka rezonatör kullanılmıştır. Bu rezonatör giriş-çıkış portlarına açık uçlu besleme hatları ile bağlaşımlanarak 3.5 GHz merkez frekansına sahip band geçiren filtre tasarlanmıştır. Tasarlanan her iki filtre ilave bir eşleşme devresine ihtiyaç duyulmadan birleştirilmiş ve yüksek izolasyona sahip alçak-band geçiren çiftleyici tasarlanmıştır.

Tasarlanan alçak-band geçiren çiftleyici üretilerek Niğde Üniversitesi Laboratuvarı'nda yer alan Keysight N5222A PNA Network Analizör ile test edilmiştir. Ölçüm sonuçları ve simülasyon sonuçları oldukça iyi derecede eşleşme göstermiştir. Ölçüm sonuçlarında çıkış portları arasındaki izolasyonun 40 dB'den daha yüksek olduğu gözlenmiştir. Alçak geçiren kanal ve band geçiren kanallardaki minimum araya girme kayıpları sırasıyla 0.3 dB ve 1.43 dB olarak ölçülmüştür. Bunun yanı sıra, alçak geçiren kanaldaki geri dönüş kaybı 15 dB'den, band geçiren kanaldaki geri dönüş kaybı ise 20 dB'den daha iyi düzeylerde elde edilmiştir. Tasarlanan devrenin literatürdeki çalışmalarla da kıyaslaması yapılmış olup, izolasyon ve boyut anlamında oldukça iyi bir konuma sahip olduğu gösterilmiştir. Araya girme kaybı, geri dönüş kaybı gibi diğer performans ölçütleri bakımından da tatmin edici bir performans sergilediği gözlenmiştir.

Tez çalışması boyunca elde edilen bilgiler ve konuyla ilgili son yapılan çalışmalardan yola çıkılarak, alçak-band geçiren çiftleyici ve çoklayıcılarla ilgili olarak gelecekte de özellikle çok fonksiyonlu haberleşme sistemlerine yönelik yeni tasarımların olabileceği düşünülmektedir. Bütün elektronik devre tasarımlarında olduğu gibi, boyutun küçültülmesi ile birlikte izolasyon seviyesinin yüksek olması da mikrodalga devre tasarımlarında ulaşılmak istenen önemli bir hedef olacaktır. Bunun için de alçak-band geçiren çiftleyicinin alçak geçiren kanalında bulunan iletim sıfırlarının band geçiren filtrenin merkez frekansına daha yakın olması gerekmektedir. Bu kapsamda boyut minyatürizasyonu ve çıkış portları arasındaki izolasyon seviyesi geliştirilmesi beklenen önemli iki performans ölçütüdür. Diğer yandan, band geçiren kanaldaki filtre derecesinin artırılması suretiyle seçiciliğin yükseltilmesi üzerine de ilerleyen yıllarda çalışmalar gerçekleştirilebilir.

Sonuç olarak, kablosuz haberleşme sistemlerinde önemli bir yere sahip olan çiftleyici tasarımlarına, daha önce hiçbir alçak-band geçiren çiftleyici tasarımında kullanılmamış yeni bir band geçiren filtre yapısı ile, izolasyon seviyesi oldukça yüksek olan bir alçak-band geçiren çiftleyici tasarımı daha eklenmiştir. Ayrıca tasarlanan çiftleyici, hem alçak hem de band geçiren filtre yapılarını içerisinde bulundurmasına rağmen, boyut olarak da oldukça başarılı bir sonuçla üretimi ve testleri gerçekleştirilmiştir.

KAYNAKLAR

1. Pozar, M., "Mikrodalga Mühendisliği, Cilt 4.", Köksal A., *PALME Yayıncılık*, 380, ANKARA 2014.
2. M. Yang, J. Xia, Y. Guo and A. Zhu, "Highly Efficient Broadband Continuous Inverse Class-F Power Amplifier Design Using Modified Elliptic Low-Pass Filtering Matching Network," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 5, pp. 1515-1525, May 2016.
3. Jain, Aanshi & Goen, Anjana. (2019). Comparison and Analysis of Microstrip Low Pass Filter using DGS technique for WLAN Applications.
4. F. Ali, R. Jain, D. Gupta and A. Agarwal, "Design and Analysis of Low Pass Elliptic Filter," 2016 Second International Conference on Computational Intelligence & Communication Technology (CICT), Ghaziabad, 2016, pp. 449-451.
5. S. K. Sriwas and P. Kumar, "A Novel on Microstrip Low Pass Filter for Elliptic Response," 2018 4th International Conference on Devices, Circuits and Systems (ICDCS), Coimbatore, 2018, pp. 68-71.
6. M. Hayati, F. Shama, "A harmonic-suppressed high-efficiency class-F power amplifier with Elliptic-Function low-pass filter," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 70, no. 10, pp. 1417-1425, 2016.
7. W. Tu and K. Chang, "Microstrip Elliptic-Function Low-Pass Filters Using Distributed Elements or Slotted Ground Structure," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 10, pp. 3786-3792, Oct. 2006.
8. J. Yang and W. Wu, "Compact Elliptic-Function Low-Pass Filter Using Defected Ground Structure," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 9, pp. 578-580, Sept. 2008, doi: 10.1109/LMWC.2008.2002447.
9. F. Giannini, M. Salerno and R. Sorrentino, "Design of Low-Pass Elliptic Filters by Means of Cascaded Microstrip Rectangular Elements," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, no. 9, pp. 1348-1353, Sep. 1982.
10. Ning Yang, Zhi Ning Chen, Yun Yi Wang and M. Y. W. Chia, "An elliptic low-pass filter with shorted cross-over and broadside-coupled microstrip lines," *IEEE MTT-S*

- International Microwave Symposium Digest, 2003, Philadelphia, PA, USA, 2003, pp. 535-538 vol.1.
11. Gholamreza Karim, Saeedeh Lotfi and Hesam Siahkamari, "Design of Microstrip Lowpass Filter with Sharp Roll-off using Elliptical and Radial Resonators," *Frequenz*, vol 71, Issue 7-8, Pages 349–356.
 12. L. Kumar and M. S. Parihar, "Compact Hexagonal Shape Elliptical Low Pass Filter With Wide Stop Band," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 12, pp. 978-980, Dec. 2016.
 13. Z. Wang, F. Zhang, Y. Gao, Y. Wang, Y. Zhang and J. Xu, "A Microstrip Lowpass Filter With Miniaturized Size and Broad Stopband," 2019 8th International Symposium on Next Generation Electronics (ISNE), Zhengzhou, China, 2019, pp. 1-3.
 14. M. Alyahya, M. Aseeri, H. Bukhari, H. Shaman, A. Alhamrani and A. Affandi, "Compact microstrip lowpass filter with ultra-wide rejection-band," 2017 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), Fez, 2017, pp. 1-4.
 15. I. Wolff, "Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a microstrip ring resonator," in *Electronics Letters*, vol. 8, no. 12, pp. 302-303, 15 June 1972.
 16. J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Compact microwave elliptic function filter using novel microstrip meander open-loop resonators," in *Electronics Letters*, vol. 32, no. 6, pp. 563-564, 14 March 1996.
 17. Jia-Sheng Hong and Shuzhou Li, "Theory and experiment of dual-mode microstrip triangular patch resonators and filters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 4, pp. 1237-1243, April 2004.
 18. Jia-Sheng Hong and M. J. Lancaster, "Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 11, pp. 2099-2109, Nov. 1996.
 19. 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," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 2, pp. 671-677, Feb. 2004.

20. Y. X. Wang, B.-Z. Wang, and J. P. Wang, "A Compact Square Loop Dual-Mode Bandpass Filter with Wide Stop-Band," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 77, 67-73, 2007.
21. A. Gorur, "A novel dual-mode bandpass filter with wide stopband using the properties of microstrip open-loop resonator," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 10, pp. 386-388, Oct. 2002.
22. J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Bandpass characteristics of new dual-mode microstrip square loop resonators," in *Electronics Letters*, vol. 31, no. 11, pp. 891-892, 25 May 1995.
23. S. Chaimool, S. Kerdsurang and P. Akkaraekthalin, "A novel microstrip bandpass filter using triangular open-loop resonators," 9th Asia-Pacific Conference on Communications (IEEE Cat. No.03EX732), Penang, Malaysia, 2003, pp. 788-791 Vol.2.
24. Jia-Sheng Hong and M. J. Lancaster, "Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 12, pp. 2358-2365, Dec. 1997.
25. A. Balalem, A. R. Ali, S. Amari, J. Machac and A. Omar, "Realization of a microstrip triple-mode bandpass filter using a square-loop resonator," 2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Boston, MA, 2009, pp. 849-852.
26. Y. Chun and J. Hong, "Electronically Reconfigurable Dual-Mode Microstrip Open-Loop Resonator Filter," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 7, pp. 449-451, July 2008.
27. J. K. Ali, "A new miniaturized fractal bandpass filter based on dual-mode microstrip square ring resonator," 2008 5th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, Amman, 2008, pp. 1-5.
28. Wen-Hua Tu and Kai Chang, "Miniaturized dual-mode bandpass filter with harmonic control," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 12, pp. 838-840, Dec. 2005, doi: 10.1109/LMWC.2005.860019.
29. Lei Zhu and W. Menzel, "Compact microstrip bandpass filter with two transmission zeros using a stub-tapped half-wavelength line resonator," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 1, pp. 16-18, Jan. 2003.

30. J. Martel et al., "A new LC series element for compact bandpass filter design," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 14, no. 5, pp. 210-212, May 2004.
31. M. Matsuo, H. Yabuki and M. Makimoto, "Dual-mode stepped-impedance ring resonator for bandpass filter applications," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, no. 7, pp. 1235-1240, July 2001.
32. Byung-Wook Kim and Sang-Won Yun, "Varactor-tuned combline bandpass filter using step-impedance microstrip lines," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, no. 4, pp. 1279-1283, April 2004.
33. J. -. Kuo and E. Shih, "Microstrip stepped impedance resonator bandpass filter with an extended optimal rejection bandwidth," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, no. 5, pp. 1554-1559, May 2003.
34. Jae-Ryong Lee, Jeong-Hoon Cho and Sang-Won Yun, "New compact bandpass filter using microstrip $\lambda/4$ resonators with open stub inverter," in IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 10, no. 12, pp. 526-527, Dec. 2000.
35. Ming-Fong Lei and Huei Wang, "An analysis of miniaturized dual-mode bandpass filter structure using shunt-capacitance perturbation," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 3, pp. 861-867, March 2005.
36. Hang Wang, Lei Zhu and W. Menzel, "Ultra-wideband bandpass filter with hybrid microstrip/CPW structure," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 15, no. 12, pp. 844-846, Dec. 2005.
37. H. Shaman and J. Hong, "A Novel Ultra-Wideband (UWB) Bandpass Filter (BPF) With Pairs of Transmission Zeroes," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 17, no. 2, pp. 121-123, Feb. 2007.
38. K. Li, D. Kurita and T. Matsui, "An ultrawideband bandpass filter using broadside-coupled microstrip-coplanar waveguide structure," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005., Long Beach, CA, 2005, pp. 4 pp.-678.
39. R. Li and L. Zhu, "Compact UWB Bandpass Filter Using Stub-Loaded Multiple-Mode Resonator," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 17, no. 1, pp. 40-42, Jan. 2007.

40. H. Shaman and J. Hong, "Ultra-Wideband (UWB) Bandpass Filter With Embedded Band Notch Structures," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 3, pp. 193-195, March 2007.
41. Sheng Sun and Lei Zhu, "Compact dual-band microstrip bandpass filter without external feeds," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 10, pp. 644-646, Oct. 2005.
42. S. Luo, L. Zhu and S. Sun, "A Dual-Band Ring-Resonator Bandpass Filter Based on Two Pairs of Degenerate Modes," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 12, pp. 3427-3432, Dec. 2010.
43. S. Sun, "A Dual-Band Bandpass Filter Using a Single Dual-Mode Ring Resonator," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 6, pp. 298-300, June 2011.
44. M. Weng, H. Wu and Y. Su, "Compact and Low Loss Dual-Band Bandpass Filter Using Pseudo-Interdigital Stepped Impedance Resonators for WLANs," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 3, pp. 187-189, March 2007.
45. Y. P. Zhang and M. Sun, "Dual-Band Microstrip Bandpass Filter Using Stepped-Impedance Resonators With New Coupling Schemes," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 10, pp. 3779-3785, Oct. 2006.
46. F. Chen et al., "Design of Wide-Stopband Bandpass Filter and Diplexer Using Uniform Impedance Resonators," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 12, pp. 4192-4203, Dec. 2016.
47. Li. J, Huang Y., Zhao X., Wen G., "Compact Microstrip Bandpass Diplexer on Twist revised Split Ring Resonators", *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2015.
48. Y. Lin, P. Wang, C. You and P. Chang, "New Designs of Bandpass Diplexer and Switchplexer Based on Parallel-Coupled Bandpass Filters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 12, pp. 3417-3426, Dec. 2010.
49. A. F. Sheta, J. P. Coupez, G. Tanne, S. Toutain and J. P. Blot, "Miniature microstrip stepped impedance resonator bandpass filters and diplexers for mobile communications," 1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, San Francisco, CA, USA, 1996, pp. 607-610 vol.2.

50. Roshani S., Roshani S., "Design of a very compact and sharp bandpass diplexer with bended lines for GSM and LTE applications," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol 99, pp. 354-360, 2019.
51. H. Wu, S. Huang and Y. Chen, "Design of New Quad-Channel Diplexer With Compact Circuit Size," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23, no. 5, pp. 240-242, May 2013.
52. J. Xiao, M. Zhu, Y. Li, L. Tian and J. Ma, "High Selective Microstrip Bandpass Filter and Diplexer With Mixed Electromagnetic Coupling," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 12, pp. 781-783, Dec. 2015.
53. J. Xu, "Compact Switchable Bandpass Filter and Its Application to Switchable Diplexer Design," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 1, pp. 13-15, Jan. 2016.
54. S. Y. Zheng, Z. L. Su, Y. M. Pan, Z. Qamar and D. Ho, "New Dual-/Tri-Band Bandpass Filters and Diplexer With Large Frequency Ratio," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 6, pp. 2978-2992, June 2018.
55. M. H. Capstick, "Microstrip lowpass-bandpass diplexer topology," in *Electronics Letters*, vol. 35, no. 22, pp. 1958-1960, 28 Oct. 1999
56. P. Deng and J. Tsai, "Design of Microstrip Lowpass-Bandpass Diplexer," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23, no. 7, pp. 332-334, July 2013.
57. P. Deng, R. Liu, W. Lin and W. Lo, "Design of a Microstrip Low-Pass-Bandpass Diplexer Using Direct-Feed Coupled-Resonator Filter," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 3, pp. 254-256, March 2017.
58. Perez-Wences, Cain & Loo-Yau, Jose & Lavandera-Hernandez, Ismary & Moreno, P. & Reynoso, Apolinar & Aguilar Lobo, Lina. (2018). Compact microstrip lowpass-bandpass diplexer using radial stubs. *Microwave and Optical Technology Letters*. 61.
59. Rayatzadeh, Sadegh & Moloudian, Gholamhosein. (2019). Design and fabrication of a miniaturized lowpass-bandpass diplexer with wide tuning range and high isolation. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*. 1-16.

60. Heshmati, Hossein & Roshani, Sobhan. (2018). A Miniaturized Lowpass Bandpass Diplexer with high Isolation. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*. 87.
61. A. Rezaei, L. Noori, M. H. Jamaluddin, "Novel Microstrip Lowpass-Bandpass Diplexer with Low Loss and Compact Size for Wireless Applications, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 101, pp.152-159, Mar. 2019.
62. M. Hayati, A. Rezaei and L. Noori, "Design of a high-performance lowpass-bandpass diplexer using a novel microstrip structure for GSM and WiMAX applications," in *IET Circuits, Devices & Systems*, vol. 13, no. 3, pp. 361-367, 5 2019.
63. W. Tu and C. Wu, "Design of Microstrip Low-Pass-Bandpass Multiplexers Using Distributed Coupling Technique," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 6, no. 11, pp. 1648-1655, Nov. 2016
64. F. Chen, J. Qiu, H. Hu, Q. Chu and M. J. Lancaster, "Design of Microstrip Lowpass-Bandpass Triplexer With High Isolation," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 12, pp. 805-807, Dec. 2015.
65. J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications," Wiley, New York, 2001.
66. David M. Pozar, "Microwave Engineering", 4.th Edition, pp. 380-43
67. Internet : <https://tr.wikipedia.org>