

**MOBİL HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN MİNYATÜR MİKRODALGA
DÜZENLERİN TASARIMI**

**Pamukkale Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Yüksek Lisans Tezi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

Gökhan Kaptan

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Ceyhan KARPUZ

Haziran, 2006

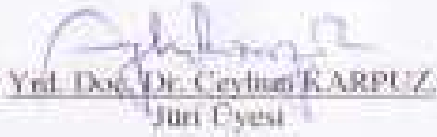
DENİZLİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ ONAY FORMU

Gökhan KAPTAN tarafından Yrd. Doç. Dr. Ceyhan KARPUZ yönetiminde hazırlanan "Mobil Haberleşme Sistemleri için Miniyatür Mikrodalga Düzenlerin Tasarımı" başlıklı tez tarafsızca okunmuş, kapsamı ve niteliği açısından bir Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.



Yrd. Doç. Dr. Ahmet ÖZEK
Jüri Başkanı



Yrd. Doç. Dr. Ceyhan KARPUZ
Jüri Üyesi



Yrd. Doç. Dr. Murat AYDOS
Jüri Üyesi

Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun
... tarih ve ... sayılı kararıyla onaylanmıştır.

Prof. Dr. Mehmet Ali SARIGÖL
Müdür

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

İmza:



Öğrenci Adı Soyadı: Gökhan KAPTAN

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca bilgi ve becerisin benden esirgemeyen değerli hocam Yrd. Doç. Ceyhun KARPUZ ' a bana karşı göstermiş olduğu büyük sabır ver anlayışlarından ötürü teşekkür ederim. Ayrıca tez çalışmalarımın deneysel kısımlarını gerçekleştirmek için kullandığım Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliğine ait mikrodalga laboratuvarlarının şahsım tarafından kullanılmasına izin veren ve deneysel çalışmalarımda büyük yardımı bulunan Prof. Dr. Adnan GÖRÜR 'e ve çalışma grubuna, ayrıca bu günlere gelmemde büyük emeği olan ve yüksek lisans eğitimim süresince bana sağladıkları maddi ve manevi desteklerinden ötürü aileme teşekkür ederim.



**PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

TEZ ÖZET BİLDİRİ FORMU

**ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
MOBİL HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN MİNYATÜR MİKRODALGA
DÜZENLERİN TASARIMI**

Gökhan KAPTAN

ÖZET

Modern iletişim sistemleri için küçük boyutlu, düşük maliyetli ve yüksek performanslı mikrodalga filtre yapılarının tasarımına önemli ölçüde ihtiyaç duyulmaktadır. Baskı devre teknolojisi yardımıyla kolayca üretilebilen planar mikrodalga filtre yapıları, bu ihtiyaçları karşılamada oldukça elverişli olup, planar yapılar içerisinde en yaygın kullanım mikroşerit yapılara aittir. Bir filtre yapısının yüksek performansa sahip olabilmesi için, oluşturduğu frekans cevabının geçme bandında yüksek seçiciliğe ve düşük araya girme kaybına sahip olması ve bazı uygulama alanları için yine geçme bandı içerisinde düz bir grup gecikmesi oluşturması gerekmektedir. Gerçek ve sanal sonlu frekanslarda bir çift transmisyon sıfırı oluşturan mikroşerit filtre yapıları, yukarıda sözü edilen, filtre performansının belirleyen karakteristikleri karşılamada büyük başarı göstermektedirler.

Tez çalışması simülasyon ve deneysel çalışma ağırlıklı olup, çalışmada mobil haberleşme sistemlerinde kullanılmak üzere yeni filtre yapıları ileri sürülmektedir. Söz konusu yenilik, filtrelerin içerdikleri rezonatörlerden kaynaklanmaktadır. İleri sürülen yeni rezonatör yapısı mikroşerit açık halka rezonatör gurubuna girmekte olup, geleneksel açık halka rezonatörlere göre daha yüksek performanslı bir karakteristik sunmaktadır. Yeni rezonatör yapısı kullanılarak gerçek ve sanal sonlu frekanslarda transmisyon sıfırı üreten iki kutuplu filtre yapıları ve bu yapılar kullanılarak frekans çiftleyici ve çift bant filtreler tasarlanmıştır. Tasarlanmış olan yapılar ihtiva ettikleri yeni rezonatör yapısının sağladığı avantajlardan dolayı yüksek performans göstermektedirler.



**PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

TEZ ABSTRACT BİLDİRİ FORMU

GRADUATE PROGRAM IN ELECTRIC ELECTRONIC ENGINEERING

**MINIATURE MICROWAVE STRUCTURES DESIGN FOR MOBILE COMMUNICATION
SYSTEMS**

Gökhan KAPTAN

ABSTRACT

There are important demands for designing compact and low cost high performance microwave filters for future wireless-communication systems, especially handset applications. It would seem that planar filters which can be fabricated using printed circuit technologies would be preferred whenever they are available and suitable because of smaller sizes and lower fabrication costs. Microstrip structures are most used type of planar structures. For high performance, the filter must have flat group delay, high selectivity and low insertion loss at its passband. The filters having two transmission zeros in finite real and imaginary frequencies shows great agreement to meet this characteristics.

In the thesis study concentrate on simulation and experimental work, and suggested new filter structures for mobile communication systems. The novelty in question is due to resonators which are used in filters. The suggested new resonator is microstrip open loop resonator and shows high performance with respect to conventional ones. By using the new resonator filters which have two transmission zeros real and imaginary finite frequencies are designed. All designed structures shows high performance because of new resonator type contained by filters

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
Yüksek Lisans Tezi Onay Formu	i
Bilimsel Etik Sayfası.....	ii
Teşekkür.....	iii
Özet	vi
Abstract	v
İçindekiler	vi
Şekiller Dizini	vii
Tablolar Dizini	ix
1. GİRİŞ	1
1.2. Literatür Taraması	3
2.MATERYAL VE METOD.....	9
3.MİKRODALGA PLANAR FİLTRELER	10
3.1 Kutuplu Açık Halka Rezonatör Filtre.....	10
3.1.1 Açık halka rezonatör filtrelerde minyatürizasyon	13
3.1.2 Açık halka rezonatör filtrelerde frekans cevabının düzenlenmesi.....	14
3.1.2.1 Kuplaj katsayısının hesaplanması.....	14
3.1.2.2 Kalite faktörünün belirlenmesi	17
3.2 İki Geçiş Bandına Sahip Filtreler Ve Frekans Çiftleyiciler	18
4. MİKRODALGA PLANAR FİLTRE TASARIMLARI	21
4.1 Yeni Açık Halka Rezonatör	21
4.2 Yeni Filtre Yapıları.....	23
4.3 Yeni Frekans Çiftleyici Yapıları.....	28
4.4 Yeni Çift Bant Filtre Yapıları	35
5.DEĞERLENDİRME VE SONUÇLAR.....	39
KAYNAKLAR	41
ÖZGEÇMİŞ	42

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 1.1 Geleneksel halka rezonatörler ve dual mod oluşumu için kullanılan yapılar. (a) Geleneksel dairesel halka rezonatör, (b) asimetrik beslemeli, (c) kesik oluşturulmuş, (d) ek parçalar kullanılarak.....	2
Şekil 1.2 Kare halka rezonatör geometrileri. (a) Asimetrik beslemeli, (b)Asimetrik beslemeli ve ek parça kullanılmış. (c) Tek kuplaj aralıklı	3
Şekil 1.3 Açık halka rezonatör kullanılarak gerçekleştirilen dört kutuplu filtre	4
Şekil 1.4 Frekans cevabında eş zamanlı olarak iki geçiş bandı veren çapraz kuplajlı dört kutuplu filtre.....	7
Şekil 1.5 Frekans çiftleyici devre şeması.....	7
Şekil 3.1 Açık halka rezonatörlerde (a) Elektrik kuplaj (b) Manyetik kuplaj (c) Karışık kuplaj	9
Şekil 3.2 Mikroşerit iki kutuplu açık halka rezonatör filtrenin geometrisi.....	10
Şekil 3.3 İki kutuplu açık halka rezonatörlü filtreye uygulanan iki farklı besleme pozisyonu sonucu oluşan frekans cevapları ($a = 6.5$ mm, $w = 1$ mm, $g = 0.5$ mm, $s = 0.875$, $\epsilon_r = 10.8$), (a) simetrik besleme, (b) asimetrik besleme	12
Şekil 3.4 Minyatürize açık halka rezonatör filtre devre şeması.....	13
Şekil 3.5 Farklı kıvrımlı kol uzunluğu için frekans cevabı değişimi.....	13
Şekil 3.6 İki kutuplu asimetrik beslemeli açık halka rezonatör filtrede, farklı kuplaj aralıkları için, geçme bandında, elde edilen dönme kaybı ve araya girme kaybı seviyeleri. ($a = 6.5$ mm, $w = 1$ mm, $l_k = 2$ mm, $g = 0.5$ mm, $\epsilon_r = 10.8$).....	14
Şekil 3.7 İki kutuplu AHR filtrede, aşırı kuplaj durumunda, frekans cevabında meydana gelen mod ayrımı ($a = 6.5$ mm, $w = 1$ mm, $l_k = 2$ mm, $g = 0.5$ mm, $\epsilon_r = 10.8$)	15
Şekil 3.8 Açık halka rezonatörde normalizasyon	17
Şekil 3.9 Çift bant filtre genel şeması.....	18
Şekil 3.10 Frekans çiftleyici genel devre şeması.....	19
Şekil 4.1 Yeni açık halka rezonatör	21
Şekil 4.2 Yeni açık halka rezonatörde besleme pozisyonunun normalizasyonu	22
Şekil 4.3 Geleneksel açık halka rezonatör ve ileri sürülen açık halka rezonatör yapılarının kalite faktörleri.....	22
Şekil 4.4 Yeni filtre yapıları (a) lineer faz filtre (b) eliptik filtre.....	23
Şekil 4.5 Kuplaj katsayısının rezonatörler arası mesafeye göre değişimi	25
Şekil 4.6 Tasarlanmış olan filtre yapılarının simülasyon yoluyla elde edilmiş olan frekans cevapları (a) lineer faz filtre (b) eliptik filtre.....	26
Şekil 4.7 Deneysel ölçüm sonucu elde edilmiş olan frekans cevapları (a) lineer faz filtre b) eliptik filtre.....	27
Şekil 4.8 Tasarlanması planlanan mikroşerit frekans çiftleyicinin geometrisi	28
Şekil 4.9 Frekans çiftleyiciden elde edilmesi planlanan frekans cevabı.....	29
Şekil 4.10 A ve B filtresi için kuplaj katsayısı değişimi.....	29
Şekil 4.11 Frekans çiftleyici içerisindeki filtre yapılarından bir tanesindeki kuplaj aralığındaki değişikliğin diğer filtre yapısı üzerindeki kuplaja etkisi (a) B filtresindeki kuplaj değişikliğinin A filtresindeki kuplaja etkisi (b) A filtresindeki kuplaj değişikliğinin B filtresindeki kuplaja etkisi	30
Şekil 4.12 (a) A ve B filtreleri arasında oluşturulan farklı mesafelerde 2 ve 3 kapıları arasında meydana gelen araya girme kaybı (b) Araya girme kaybının minimum noktasının filtreler arası mesafeye göre değişimi.....	31

Şekil 4.13 Tasarlanan mikroşerit frekans çiftleyici geometrisi	32
Şekil 4.14 Frekans çiftleyicinin meydana getirdiği frekans cevabı (a) simülasyon (b) deneysel ölçüm	33
Şekil 4.15 Tasarlanan lineer frekans çiftleyici geometrisi.....	34
Şekil 4.16 Lineer faz çiftleyici frekans cevabı. (a) simülasyon (b) deneysel ölçüm	34
Şekil 4.17 Tasarlanan çift bant filtrelerin geometrileri (a) lineer faz çift band filtre (b) eliptik çift band filtre.....	35
Şekil 4.18 Lineer faz çift band filtre frekans cevabı (a) simülasyon (b) deneysel ölçüm	36
Şekil 4.19 Eliptik geçme bantlarına sahip frekans çiftleyici frekans cevabı (a) simülasyon (b) deneysel ölçüm	36

TABLolar DİZİNİ

	Sayfa
Tablo 4.1 Geleneksel açık halka rezonatör için kalite faktörünü veren değerler	21
Tablo 4.2 Yeni açık halka rezonatör için kalite faktörünü veren değerler	21
Tablo 4.3 Yeni lineer faz filtre kuplaj katsayıları	24
Tablo 4.4 Yeni eliptik filtre kuplaj katsayıları	25
Tablo 4.5 Lineer faz filtre frekans cevabı değerleri	26
Tablo 4.6 Eliptik filtre frekans cevabı değerleri.....	26
Tablo 4.7 Frekans çiftleyici ölçüm sonuçları	33
Tablo 4.8 Lineer faz frekans çiftleyici ölçüm sonuçları.....	35
Tablo 4.9 Lineer faz çift band filtre ölçüm sonuçları.....	37
Tablo 4.10 Eliptik çift band filtre ölçüm sonuçları	37

1. GİRİŞ

RF\Mikrodalga mühendisliği, gerek elektronik cihazlarda kullanılan teknolojilerde meydana gelen son gelişmeler gerekse ses, ve görüntülü iletişim kapasitene olan talepteki patlama nedeniyle oldukça önemli ve hareketli hale gelmiştir. Filtre yapıları bir çok RF/Mikrodalga uygulamasında önemli rol oynamaktadırlar. Başta uydu ve mobil haberleşme sistemleri olmak üzere modern mikrodalga iletişim sistemleri, mikrodalga filtre yapıları için, yüksek performans, küçük boyut, ve düşük fiyat gibi zorlu gereksinimleri sunmaktadırlar. Klasik baskı devre teknolojisiyle basitçe imal edilebilen planar mikrodalga filtreler, düşük imalat masrafı ve yüksek performans özelliklerine sahip olacak şekilde minyatür boyutlarda imal edilebilmekte ve mikrodalga filtre ihtiyacının karşılanmasında tercih edilmektedirler. Bu yapıların klasik dalga kılavuzu yapılarına olan avantajı, elektriksel karakteristiklerin sadece bir düzlemdeki boyutlarda tanımlanabilmesine olanak sağlaması ve kullanılan yüzey alanını değiştirmeden devrenin toplam elektriksel uzunluğunda değişiklikler yapmak suretiyle devre boyutlarının küçültülmesine imkan vermesidir.

Planar filtre yapıları içerisinde en yaygın olarak kullanılanları mikroşerit adı verilen malzemelerdir. 1950'li yıllarda farklı bir transmisyon yapısı olarak sunulan mikroşerit hat bir yüzünde iletken bir şerit, diğer yüzünde ise, tamamen iletken kaplama bulunan bir dielektrik tabandan oluşmaktadır(Karpuz 2001). Tezde sunulacak olan tüm çalışmalar mikroşerit transmisyon hattı kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Bir mikrodalga filtre yapısının performansını belirleyen en önemli karakteristikler, filtre geçme bandı içerisinde meydana gelen, araya girme kaybı seviyesi ve seçicilik olarak isimlendirilen, filtre iletme yada kesime giderken meydana gelen frekans eğrisinin keskinliğidir. Yüksek performanslı bir filtre için araya girme kaybının düşük, seçiciliğin yüksek olması gerekmektedir. Ayrıca bazı uygulamalar için geçme bandında düz bir grup gecikmesinin elde edilmesi, yüksek bir performans için büyük önem taşımaktadır. Frekans cevabında, geçme bandının hemen yanında, bir çift transmisyon sıfırı oluşturan mikroşerit filtreler yüksek performanslı yapılar tasarlamak için oldukça elverişlidirler. Bu tür filtrelerde transmisyon sıfırları, filtrenin konfigürasyonuna bağlı olarak, gerçek veya sanal sonlu frekanslarda olmak üzere iki farklı şekilde oluşturulabilmektedir. Gerçek frekans

transmisyon sıfırlı filtreler yüksek seçicilik özelliğine sahip olup eliptik filtre olarak isimlendirilmekte, sanal frekans transmisyon sıfırlı filtreler düzgün bir grup gecikmesi oluşturup lineer faz filtre olarak isimlendirilmektedir

Son yıllarda gelişiminde önemli aşamalar kaydedilen, tam dalga elektromanyetik (EM) simülörler gibi bilgisayar destekli tasarım araçları (CAD), gelişmiş filtre karakteristiğine sahip birçok yeni mikroşerit filtrenin kolayca tasarlanmasına imkan vermekte olup tez çalışmasında sunulan tasarımlarda bu tür bilgisayar programlarından faydalanılmıştır.

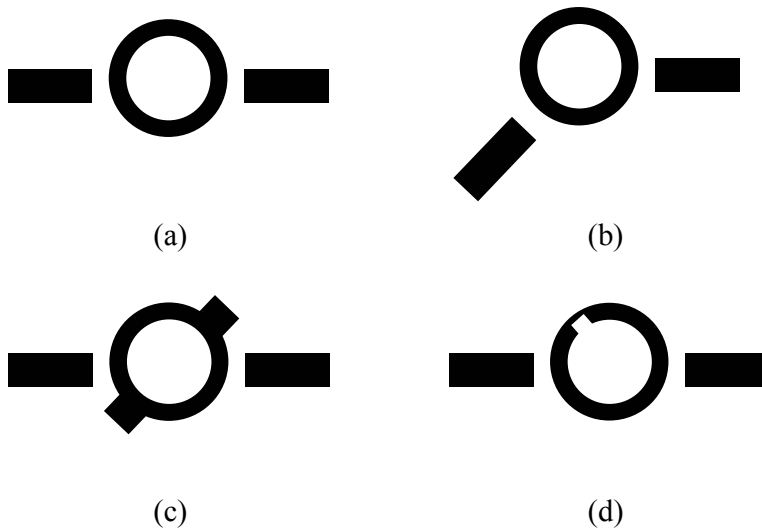
Mobil haberleşme sistemleri için daha verimli ve daha az yer kaplayan yüksek performanslı mikrodalga düzenler tasarlamak tez çalışmasının hazırlanış amacını oluşturmaktadır. Bunu gerçekleştirmek için öncelikli olarak yüksek performanslı ve minyatür boyut özelliğine sahip yeni bir rezonatör tasarlanacak, daha sonra bu rezonatör yapısı kullanılarak eliptik ve lineer faz filtre karakteristiğine sahip filtreler gerçekleştirilecektir. Son olarak, tasarlanmış olan filtreler, iki geçiş bandına sahip filtre ve frekans çiftleyici yapıları gerçekleştirmek için kullanılacaktır.

Tasarlanmış olan tüm yapılar, tam dalga EM simülör yardımıyla analiz edildikten sonra, RT/Duroid taban üzerine imal edilecek ve deneysel ölçümler yoluyla uygulamadaki başarı diğer yapılarla karşılaştırılacaktır

1.2. Literatür Taraması

Son yıllarda mobil telefonlar ve diğer kablosuz iletişim sistemlerine olan yoğun talep, bu sistemlerin boyutunun ve maliyetinin düşürülmesi üzerine yapılan çalışmaları körüklemiş ve bu konuda önemli ilerlemeler kaydedilmiştir. Bu ilerlemelerden bazıları yeni mikrodalga filtre yapılarının geliştirilmesinden kaynaklanmaktadır. Bu nedenle mikrodalga filtrelerin maliyetlerinin ve boyutlarının azaltılması, bu düzenlere gereksinim duyan sistemlerin gelişimi için büyük önem arz etmektedir.

Dual mod özelliğine sahip planar mikrodalga filtreler, performansı belirleyen geçiş bandında lineer faz gecikmesi, düşük araya girme kaybı ve yüksek seçiciliğe sahip olacak şekilde tasarlanabilmektedirler ve bu avantajlarından dolayı hassas filtre karakteristiği gerektiren uygulamalarda, arzu edilen ihtiyaçları karşılamak için yaygın olarak kullanılmaktadırlar (Karpuz 2001). Dual mod özelliği tek bir rezonatör yapısı üzerinde alan bozucu bir eleman kullanmak suretiyle (Hong ve Lancaster 1995) yada, en az, iki eş rezonatörün kuplaj oluşturacak şekilde bir araya getirilmesi yoluyla gerçekleştirilebilir (Karpuz vd 2004).

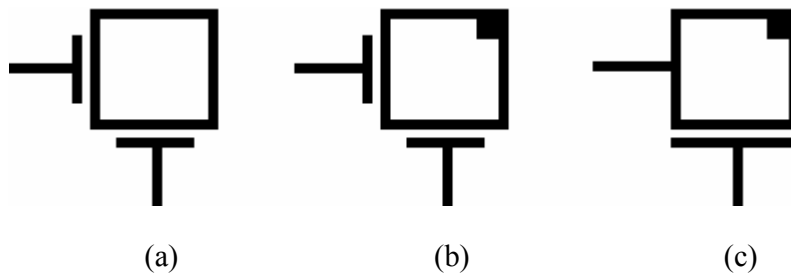


Şekil 1.1 Geleneksel halka rezonatörler ve dual mod oluşumu için kullanılan yapılar. (a) Geleneksel dairesel halka rezonatör, (b) asimetrik beslemeli, (c) kesik oluşturulmuş, (d) ek parçalar kullanılarak.

Dalga kılavuzu ve boşluk rezonatörleri kullanılarak oluşturulan, mikrodalga filtreler için geliştirilen tasarım tekniklerinden bilindiği gibi, bir rezonatörün simetrik yapısı bozulmak suretiyle bir filtre cevabı oluşturmak için kullanılacak iki dejenere mod uyarılabilir. Wolf (1972) tarafından yapılan çalışmada, geleneksel dairesel halka rezonatörlerde yapının simetrisini bozmak için, giriş ve çıkış besleme hatlarının asimetrik olarak yerleştirilmesi,

halka rezonatör üzerinde kesik oluşturma ve ek parçalar kullanmak suretiyle dejenere mod oluşumu gerçekleştirilmektedir. Bu yöntemler yoluyla, farklı genlik ve frekanslarda dejenere mod oluşturulabilir. Elde edilen iki mod, bant genişliği bu modlar arasındaki frekans aralığına bağlı olarak değişen bir bant geçiren filtre cevabı elde etmek üzere kullanılabilir. Oluşturulan yapıların geometrileri Şekil 1.1’de görülmektedir.

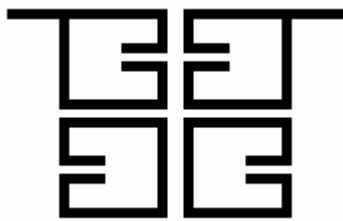
Dairesel halka rezonatörlere alternatif olarak kare halka rezonatörler ortaya atılmıştır (Hong ve Lancaster 1995). Kare halka rezonatörlerde dual mod oluşturmak için besleme hatları 90° ’lik bir açıyla, Şekil 1.2 (a)’daki gibi, yerleştirilmiş ve daha sonra elde edilen iki modun frekansını kontrol edebilmek için, küçük bir kare parça Şekil 1.2 (b)’deki gibi yerleştirilmiştir. Hsieh ve Chang (2000) tarafından yapılan çalışmada tek kuplaj aralığına sahip eliptik fonksiyon bant geçiren filtre cevabı veren yeni mikroşerit dual mod filtre gerçekleştirilmiştir. Daha az yer kaplayan ve yüksek performans gösteren bu filtre yapısının geometrisi Şekil 1.2.(c)’de görülmektedir.



Şekil 1.2 Kare halka rezonatör geometrileri. (a) Asimetrik beslemeli, (b) Asimetrik beslemeli ve ek parça kullanılmış. (c) Tek kuplaj aralıklı.

Bir filtrenin boyutları, filtre yapısında kullanılan rezonatör boyutlarıyla doğrudan ilgilidir. Dolayısıyla filtre yapısında kullanılan rezonatörün boyutundaki azalma filtrenin boyutunun azalmasına sebep olacaktır. Bir rezonatörün boyutları, rezonatörün boyutlarında değişiklik yapılmadan daha düşük rezonans frekansı elde edilmesi başarılı olduğu zaman küçültülmüş olur. Buda kılavuz dalga boyunun azaltılması yoluyla gerçekleştirilebilir. Geleneksel planar transmisyon hattı devreleri dalga boyunu serbest uzayın dalga boyundan $\sqrt{\epsilon_r}$ faktöründen daha fazla küçültememektedir (Görür vd 2001). Bu nedenle küçültme işlemini gerçekleştirmek için mikrodalga elemanın geometrisinde değişiklikler yapılması gerekmektedir. Bu konu üzerinde yapılan çalışmalar sonucunda açık halka rezonatörler ortaya atılmıştır. Açık halka rezonatörler, kıvrık kolların, merkez frekansında azaltıcı bir rol oynayan kapasitif etkiyi arttırması (Hong ve Lancaster 2001) ve bununda aynı merkez frekansında daha küçük boyutların elde edilebilmesini sağlaması sebebiyle, devre boyutlarının önemli ölçüde küçültülmesine olanak vermektedir. Açık halka rezonatörler

normal halka rezonatörlere göre yaklaşık olarak %50 oranında boyut indirilmesi sağlanmaktadır (Karpuz 2001). Yine açık halka rezonatörün minyatürizasyonu için gerçekleştirilen bir diğer çalışma (Kuo vd 2000), yeni bir açık halka rezonatör yapısı ve bu rezonatör ile elde edilen filtre yapısını sunmaktadır. Bu çalışmada açık halka rezonatör de bulunan kolların içeri doğru kıvrılması fitrenin kapasitif özelliğini artırılmış, bu da merkez frekansının azalmasına sebep olmuştur. Bu rezonatör yapısı kullanılarak gerçekleştirilmiş olan mikroşerit filtre devresinin üstten görünüşü Şekil 1.3'de görülmektedir. Bu tarzda bir yaklaşımla elde edilen rezonatörün boyutu, bir önceki versiyona göre yaklaşık olarak %25 oranında küçük olarak elde edilmiştir (Karpuz 2001).



Şekil 1.3 Açık halka rezonatör kullanılarak gerçekleştirilen dört kutuplu filtre

Günümüze kadar filtre sentezi üzerinde yapılmış olan çalışmalar frekans seçiciliğinin ve geçiş bandı kayıplarının en önemli filtre karakteristiği olduğunu ortaya koymaktadır (Hong ve Lancaster 2000). Bir filtrenin seçiciliğinin artırılabilmesi, filtrenin derecesinin artırılması yoluyla mümkün olmaktadır, ve bu da kullanılan ek rezonatörler sebebiyle filtre boyutlarında artışa sebep olmaktadır. Filtrenin frekans cevabında oluşturulan zayıflama kutuplarının (transmisyon sıfırları), geçiş bandı kesim frekanslarına yakın bir yerde oluşacak şekilde filtre konfigürasyonunun ayarlanması yoluyla, bu istenmeyen durum azaltılmakta ve daha az rezonatör kullanılarak daha çok seçicilik elde edilmesini sağlanmaktadır. Yüksek sıcaklıklı süper iletken ve mikromakina teknolojilerinin, mikrodalga filtre yapılarında kullanılması ile zayıflama kutupları iki şekilde oluşturulabilir. Bunlardan birincisi filtre prototipinde paralel rezonatörler kullanmaktır. Bu tip bir yaklaşım yoluyla elde edilen mikroşerit filtrenin boyutları, kullanılan ek rezonatörler sebebiyle büyük olabilir. İkinci bir yöntem ise filtre yapısında kullanılan komşu olmayan iki rezonatör arasında çapraz kuplaj oluşturmaktır. Bu şekilde çapraz kuplajın kullanıldığı filtreler daha az yer kaplamaktadırlar ve boyutun önemli olduğu sistemlerde kullanılmaları oldukça elverişlidir. Fakat yarı açık yapıları sebebiyle çapraz kuplajın hazırlanması ve kontrol edilmesi oldukça zordur (Hong ve Lancaster 1996)

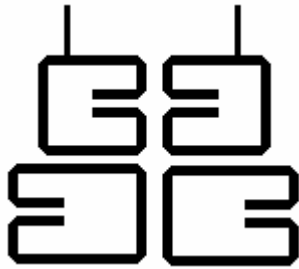
Komşu olmayan rezonatörler arasında çapraz kuplaj oluşacak şekilde bir araya getirilen rezonatörlerden oluşan filtre yapıları az önce bahsedilen yüksek seçicilik ve düşük araya girme kaybı gibi karakteristikleri sağlamada oldukça başarı göstermektedirler. Filtre yapısı içerisinde oluşan çapraz kuplajlar, sinyalin giriş ile çıkış kapıları arasında oluşabileceği birkaç alternatif yol oluşturur. Bu durumda sinyalin fazına bağlı olarak sonlu frekanslarda transmision sıfırları oluşur. Sonlu frekanslarda elde edilen transmision sıfırları gerçel frekanslarda oluşuyorsa filtre cevabında yüksek seçicilik, sanal frekanslarda oluşuyor ise filtreye lineer faz özelliği kazandırmaktadır. (Levy 1976).

Komşu olmayan rezonatörler arasında çapraz kuplaj oluşturularak transmision sıfırı elde edilmesi için bir filtre yapısında en az dört adet rezonatör kullanılması gerekmektedir. Buda araya girme kaybının ve filtre boyutunun artması gibi istenmeyen durumlar oluşturmaktadır. Bu konu üzerine yapılan çalışmalar sonucunda, filtre giriş ve çıkış rezonatörlerine uygulanan beslemenin filtre cevabına olan etkileri araştırılarak iki rezonatörlü filtre yapıları ile transmision sıfırının oluşturulabileceği ortaya konmuştur. Lee ve Tsai (2000) tarafından yapılan bir çalışmada kuplajlı iki rezonatörün etrafı, bir tanesi giriş rezonatörü diğeri çıkış rezonatörü olmak üzere iki adet, açık halka rezonatör ile çevrilmiş ve filtreye asimetrik besleme uygulanarak transmision sıfırı oluşturulmuştur. Elde edilen filtre cevabının çapraz kuplajlı dört rezonatörlü bir filtre yapısına göre daha düşük araya girme kaybına sahip olduğu ortaya konmuştur. Hsieh ve Chang (2003) tarafından yine bu konuda yapılan bir çalışmada ise sadece iki açık halka rezonatöre asimetrik besleme uygulanarak yüksek seçicilik ve düşük araya girme kaybı elde edilmiştir.

Rezonatörler arası mesafe değişimi yoluyla filtre cevabında elde edilen kutupların, filtre verimliliğini arttırmak için kullanılması (çapraz kuplaj), oldukça etkili sonuçlar veren bir teknik olmasıyla birlikte bazı rezonatörlerin uzunluklarında küçük ayarlamalar yapılmasını gerektirdiği için , bu tekniğin gerçekleştirilmesi oldukça kolaydır. Fakat bu teknik her zaman iyi bir performans sağlamamaktadır (Hong ve Lancaster 1996). Filtre verimliliğini arttırmak için ortaya atılan bir diğerk teknik ise inset kuplajlama tekniğidir (Hsieh ve Chang 2001). Bu teknik, filtrenin besleme kısımlarında inset adı verilen kesikler oluşturularak gerçekleştirilmektedir. Inset besleme, filtre seçiciliğini arttırmakta, dönme kaybı ve araya girme kaybını azaltmakta ve filtre yapısına yüksek performans özelliği kazandırmaktadır.

Kablosuz iletişim sistemlerindeki son gelişmeler (900 MHz ve 1800 GHz de çalışan mobil telefonlar ve 2.4 GHz ve 5.2 GHz de çalışan kablosuz LAN (Local Area Network) gibi)iki geçiş bandı oluşturan RF devrelere ihtiyaç meydana getirmiştir. Bu gereksinimi

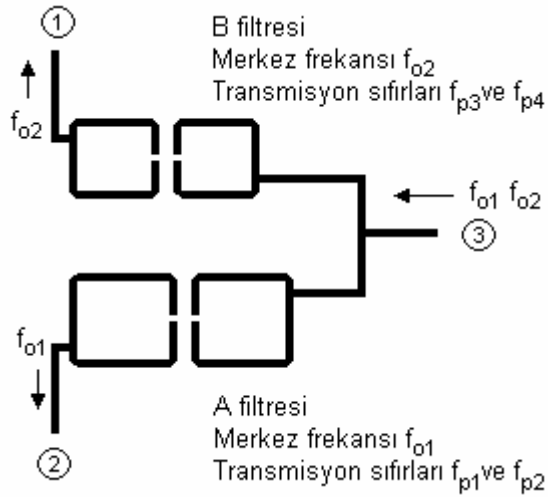
karşılmak üzere mikrodalga frekans çiftleyici ve çift bant mikrodalga filtre yapıları önerilmektedir. Frekans çiftleyici, iki sinyali girişi kapsından alarak birbirlerinden izole bir şekilde çıkış kapılarına ileten çok kapılı bir devredir. Çift bant filtre yapıları ise iki geçiş bandı üreten iki kapılı bir mikrodalga devredir. Bu devreler karıştırıcı ve alıcı – verici sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Bu yapıların, izolasyon seviyeleri ve araya girme kayıpları performanslarını belirleyen karakteristiklerdir



Şekil 1.4 Frekans cevabında eş zamanlı olarak iki geçiş bandı veren çapraz kuplajlı dört kutuplu filtre.

İki ayrı geçiş bandı elde etmek için, iki adet farklı merkez frekanslarına sahip filtreyi direk olarak birleştirmek düşünülebilir. Fakat bu şekilde gerçekleştirilen devrelerin araya girme kaybında artma gibi ciddi bir problem doğmaktadır. Bunu yerine iki geçiş bandının ,tek bir filtre üzerinden, eş zamanlı olarak gözlemlenebileceği bir devre tasarlamak, araya girme kaybında azalama sağlamakta, aynı zamanda devre elemanı sayısı ve güç tüketiminde önemli faydalar kazandırmaktadır. Kuo ve Cheng (2004) tarafından ileri sürülen bir çalışmada açık halka rezonatörler kullanılarak elde edilen, iki geçiş bandının eş zamanlı gözlenebileceği tek bir filtre tasarlanmış, filtre cevabında oluşan, araya girme ve dönme kayıpları düşük seviyelerde elde edilebilmiştir.. Fakat bu şekilde elde edilen geçiş bantlarının merkez frekansları bir birlerine bağımsız olarak ayarlanamaz. Tasarlanan filtrenin devre yapısının üstten görünüşü Şekil 1.4 de görülmektedir.

Direk bağlantılı iki geçiş bandına sahip filtrelere örnek olarak, Chuang (2005) tarafından gerçekleştirilen çalışma verilebilir. Burada iki adet farklı merkez frekansına sahip filtre, kuplajlı besleme kullanılarak bir araya getirilmiştir. Bu şekildeki yapılar yukarıda da belirtildiği gibi yüksek miktarda araya girme kaybı oluştururlar. Bununla birlikte, merkez frekanslarının esnek bir özelliğe sahip olması ve arzu edilen merkez frekansı değerleri için kolayca tasarım yapılabilmesi avantajına sahiptirler.



Şekil 1.5 Frekans çiftleyici devre şeması.

İki kapılı iki geçiş bandına sahip filtre yapıları, çoğaltılan yada ayrıştırılan sinyallerin birbirlerinden izolasyonunu gerektiren uygulamalarda kullanılmaları elverişli değildir. Bu tür uygulamalar için frekans çiftleyici yapıları ileri sürülmüştür. Hsieh ve Chang (2005) tarafından yapılan çalışmada, açık halka rezonatörlere transmisyon sıfırları oluşacak pozisyonda besleme uygulanarak filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Elde edilen transmisyon sıfırları filtrelerin izolasyonun artırılması için kullanılmıştır. Tasarlanmış olan devrenin geometrisi Şekil 1.5’de görülmektedir.

2. MATERYAL VE METOT

Bu çalışmada geniş ölçüde literatürde yer alan mikroşerit açık halka rezonatörlü filtre yapıları ve inset besleme ile gerçekleştirilen filtre yapıları incelendikten sonra, açık halka rezonatörlerde uygulaması bulunmayan, inset besleme tekniğinin, bu yapılarla birlikte kullanılması şartları araştırılıp, yeni bir rezonatör yapısı tasarlanmıştır. Daha sonra, tasarlanmış olan yeni rezonatör yapısı kullanılarak, filtre tasarımları yapılmıştır. Yine literatürde yer alan ve mobil haberleşme sistemleri için büyük önem taşıyan, çift bant filtre ve frekans çiftleyici yapıları üzerinde incelemeler yapılarak, tez çalışmasında tasarlanmış olan filtreler, bu yapıların tasarımı için kullanılmıştır.

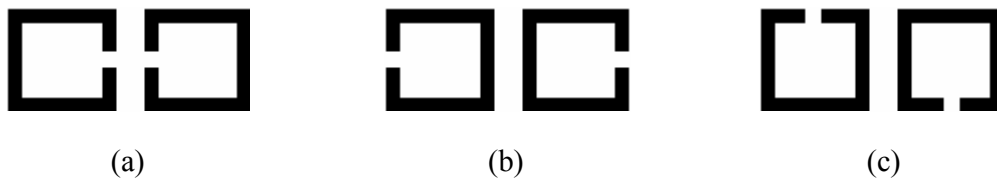
Tez çalışması simülasyon ve deneysel çalışma ağırlıklı olarak gerçekleştirilmiş olup simülasyon işlemlerinde FDTD analiz yöntemi yoluyla hesaplama yapan bir tam dalga EM simülatör olan sonnet programından faydalanılmış olup, tasarlanan filtre yapıları RT/Duroid tabanlar üzerine Quick Circuit 5000 kazıma kullanılarak imal edilmişlerdir. İmal edilen tasarımların frekans cevapları HP 8720C Network Analyser yardımıyla deneysel olarak ölçülmüştür.

3 MİKRODALGA PLANAR FİLTRELER

Günümüz mikrodalga iletişim sistemleri, özellikle uydu ve mobil haberleşme sistemleri, geçiş bandında düzgün bir grup gecikmesi oluşturan, yüksek seçicilik, düşük araya girme kaybı ve dar bir geçiş bandına sahip yüksek performanslı mikrodalga filtreler gereksinim duymaktadır. Bu ihtiyacı karşılamada, kuplajlı açık halka rezonatörler ihtiva eden planar mikroşerit filtre yapıları yüksek oranda bir başarı göstermektedir. Tez çalışmasında sunulan mikrodalga filtre tasarımları, kuplajlı bir yapı olan iki kutuplu mikroşerit açık halka rezonatör filtreler sınıfına girmektedir. Bu bölümde iki kutuplu mikroşerit açık halka rezonatör filtre yapıları ve bu yapılar kullanılarak gerçekleştirilen iki geçiş bandına sahip filtreler anlatılmaktadır.

3.1 İki Kutuplu Açık Halka Rezonatör Filtre

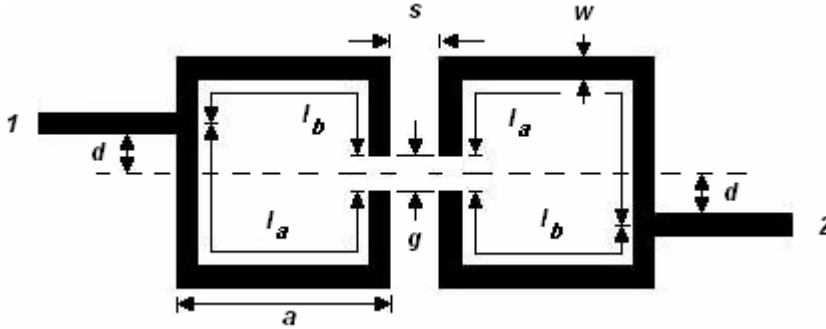
Bilindiği gibi çapraz kuplajlı filtreler, frekans cevaplarında oluşan transmisyon sıfırları sayesinde yüksek seçicilik özelliği göstermektedirler (Hong ve Lancaster 1996). Fakat bu şekilde bir filtre elde edebilmek için minimum dört adet rezonatör kullanmak gerekmektedir. Bu konuda yapılan çalışmalar sonucunda, iki açık halka rezonatörlü bir yapı için, besleme pozisyonlarının uygun şekilde düzenlenmesi yoluyla da transmisyon sıfırı elde edilebileceği görülmüş ve böylece daha az rezonatör ihtiva eden, transmisyon sıfırlı, filtre yapıları ileri sürülmüştür (Hsieh ve Chang, 2003)



Şekil 3.1 Açık halka rezonatörlerde (a) Elektrik kuplaj (b) Manyetik kuplaj (c) Karışık kuplaj

Açık halka rezonatörler üç farklı kuplaj oluşacak şekilde bir araya getirilebilirler. Bunlar elektrik, kuplaj manyetik kuplaj ve karışık kuplaj olarak isimlendirilir. Rezonatörlerin açık olan tarafları birbirlerine dönük olacak şekilde yerleştirilmesi durumunda, elektrik kuplaj, karşıt taraflara dönük olacak şekilde yerleştirilmesi durumunda manyetik kuplaj, açık olan taraflardan bir tanesinin aşağı diğerinin yukarı yada her ikisinin

birden aşağı yada yukarı dönük olarak yerleştirilmesi durumunda ise karışık kuplaj oluşmaktadır (Bkz Şekil 3.1) (Hong ve Lancaster 2001).



Şekil 3.2 Mikroşerit iki kutuplu açık halka rezonatör filtrenin geometrisi

İki açık halka rezonatörün, aralarında elektrik kuplaj oluşacak şekilde, bir araya getirilmesiyle oluşturulan bir filtre yapısı Şekil 3.2 de görülmektedir. Burada, s kuplaj aralığını, w şerit kalınlığını, a rezonatör kenar uzunluğu, d besleme pozisyonunu ifade etmektedir. Giriş ve çıkış besleme hatları, rezonatörleri I_a ve I_b gibi iki kısma ayırmaktadır. Filtre uzunluğu;

$$l = I_a + I_b \quad (3.1)$$

şeklinde olup, kılavuz dalgaboyu (λ_g) ile arasında şu şekilde bir bağıntı mevcuttur;

$$l = \lambda_g / 2 \quad (3.2)$$

filtre merkez frekans değeri ise;

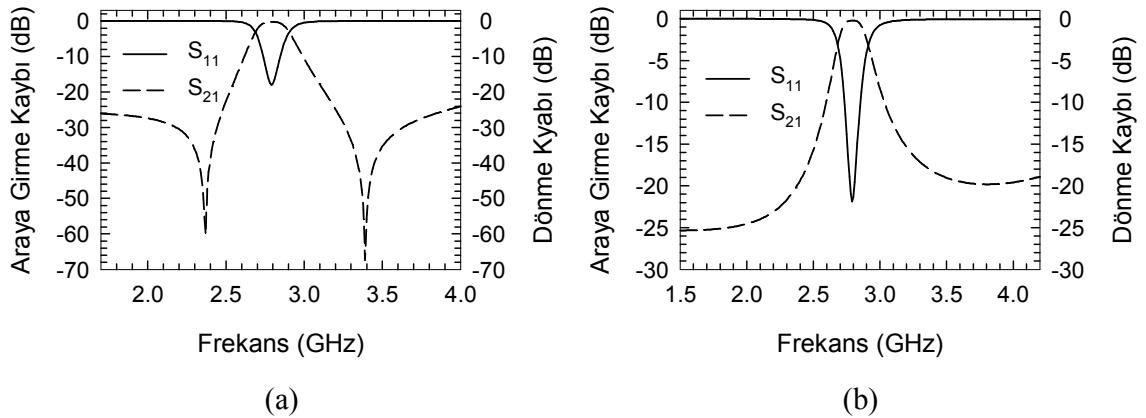
$$f_o = \frac{c}{\lambda_g \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.3)$$

formülü yardımıyla hesaplanabilir. Burada c ışık hızını ϵ_{eff} ise efektif dielektrik sabitini vermektedir. Rezonatör boyutuna bağlı merkez frekans formülü ise eşitlik (3.2) ve eşitlik (3.3) yardımıyla şu şekilde hesaplanabilir;

$$f_o = \frac{c}{2l \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.4)$$

iki kutuplu açık halka rezonatörlü filtre yapılarında transmisyon sıfırları, besleme pozisyonunun iki farklı konumuna bağlı olarak, iki farklı özellikte oluşturulabilir. Birinci

pozisyon, Şekil 3.2 deki gibi, besleme kollarının kesikli çizgilerle ifade edilen simetri düzleminin farklı taraflarında olması durumu olup, asimetric besleme yada çiftli simetriye sahip besleme olarak isimlendirilebilir. Bu Şekilde besleme uygulanarak elde edilmiş açık halka rezonatör filtrenin frekans cevabı Şekil 3.3.(a)'da görülmektedir. Verilen grafikte geçme bandının her iki tarafında bulunan araya girme kaybının minimum olduğu noktalar, transmisyon sıfırlarını ifade etmektedirler. Bu şekilde elde edilen frekans cevabı, keskin bir iletme geçme eğrisi meydana getirmekte, buda oluşturulan filtrenin yüksek seçiciliğe sahip olduğunu göstermektedir. Bu tipteki bir filtre yapısı yüksek seçicilik gerektiren uygulamalar için elverişlidir. Diğer besleme pozisyonu ise besleme kollarının, Şekil 3.2'de kesikli çizgiler ile belirtilen simetri ekseninin aynı tarafında olması durumu olup simetrik besleme yada tekli simetriye sahip besleme olarak isimlendirilebilir. Bu şekilde besleme uygulanarak elde edilmiş bir filtrenin frekans cevabı Şekil 3.3.(b)'de görülmektedir. Simetrik besleme durumunda transmisyon sıfırları sanal frekanslara geçerek, düz bir grup gecikmesi oluşmasını sağlamaktadır. Buda filtre yapısına lineer faz özelliği kazandırmaktadır. Bu şekilde tasarlanan yapılar lineer faz özelliği gerektiren uygulamalar için elverişlidirler. Transmisyon sıfırları gerçek frekanslarda oluşan filtre tipi eliptik filtre, sanal frekanslarda oluşan filtre tipi lineer faz filtre olarak isimlendirilebilir (Karpuz vd 2004).



Şekil 3.3 İki kutuplu açık halka rezonatörlü filtreye uygulanan iki farklı besleme pozisyonu sonucu oluşan frekans cevapları ($a = 6.5$ mm, $w = 1$ mm, $g = 0.5$ mm, $s = 0.875$, $\epsilon_r = 10.8$), (a) simetrik besleme, (b) asimetric besleme

Eliptik filtre transmisyon sıfırlarının frekans düzlemindeki konumları şu ifadeler yardımıyla hesaplanabilir (Pozar 1990). Burada f_1 ve f_2 transmisyon sıfırlarını ifade etmektedir

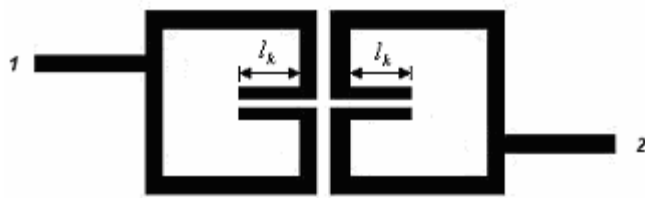
$$f_1 = \frac{c}{4l_a \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.5)$$

$$f_2 = \frac{c}{4l_b \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.6)$$

3.1.1 Açık halka rezonatör filtrelerde minyatürizasyon

Bilindiği gibi bir filtrenin boyutlarının küçültülmesi, filtre merkez frekansının, aynı yapı için, daha küçük boyutlarda elde edilmesi durumunda gerçekleştirilmiş olur. Buda filtre yapısında kullanılan rezonatörün geometrisinde değişiklikler yapılmasını gerektirmektedir.

Açık halka rezonatörlü filtre yapılarında, merkez frekansının düşürülmesi, eşitlik (3.1) ve (3.3) den de görülebileceği gibi, I_a ve I_b uzunluklarının artırılması yoluyla gerçekleştirilebilir. Bu uzunlukların artırılması rezonatör yapısında a uzunluğunu arttırmakla mümkün olmakta, buda filtre boyutlarının artmasına neden olmaktadır (Bkz. Şekil 3.2). Bu konu üzerine yapılan çalışmalar sonunda kıvrımlı kol açık halka rezonatörler ortaya atılmıştır (Kuo vd 2000). Bu yapılar geleneksel açık halka rezonatör kollarının (I_a , I_b) uç kısımlarından içeri doğru kıvrılmasıyla elde edilmektedir. Bu şekilde bir rezonatör yapısıyla gerçekleştirilmiş olan iki kutuplu mikroşerit açık halka rezonatör filtrenin devre şeması Şekil 3.4'de görülmektedir. Burada kıvrımlı kol uzunlukları l_k olarak isimlendirilmiştir.

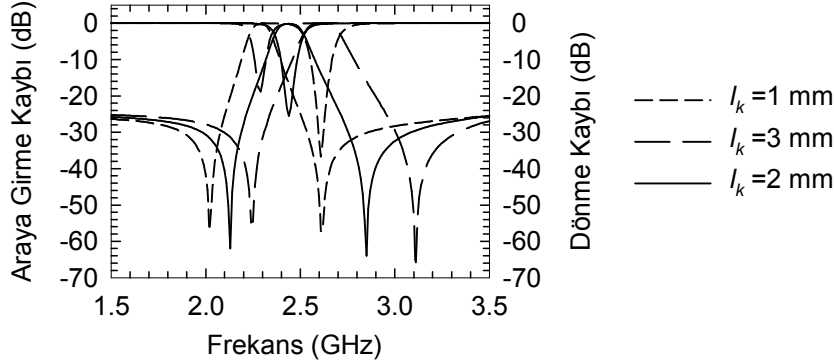


Şekil 3.4 Minyatürize açık halka rezonatör filtre devre şeması

Şekil 3.5 de üç farklı l_k uzunluğu için elde edilen frekans cevabı görülmektedir. Şekilden de görülebileceği gibi l_k uzunluğundaki artış rezonatör I uzunluğunu arttırmakta buda eşitlik (3.4) gereğince merkez frekansında azalmaya neden olmaktadır.

Bu yeni tipteki açık halka rezonatörlerin bir başka avantajı ise merkez frekansın tek bir parametreye (l_k) bağlı olarak ayarlanabilmesidir. Fakat bu olay, rezonatörün kenar uzunluğuna (a) bağlı olarak, belli bir frekans aralığı için gerçekleştirilebilmektedir. Örneğin $a = 6.5$ mm, $w = 1$ mm, $\epsilon_r = 10.8$, $g = 0.5$ mm, $s = 0.875$ h = 1.27mm olan bir açık halka rezonatörde (burada ϵ_r ve h sırasıyla, filtrenin uygulandığı mikroşerit taban malzemenin bağli di elektrik sabini ve kalınlığını ifade etmektedir.), l_k uzunluğunun maksimum ve

minimum değerlerine bağlı olarak, 2.79 GHz ve 2.1 GHz aralığındaki istenen bir merkez frekans değeri için tasarım yapılabilmektedir.



Şekil 3.5 Farklı kıvrımlı kol uzunluğu için frekans cevabı değişimi

3.1.2 Açık halka rezonatör filtrelerde frekans cevabının düzenlenmesi

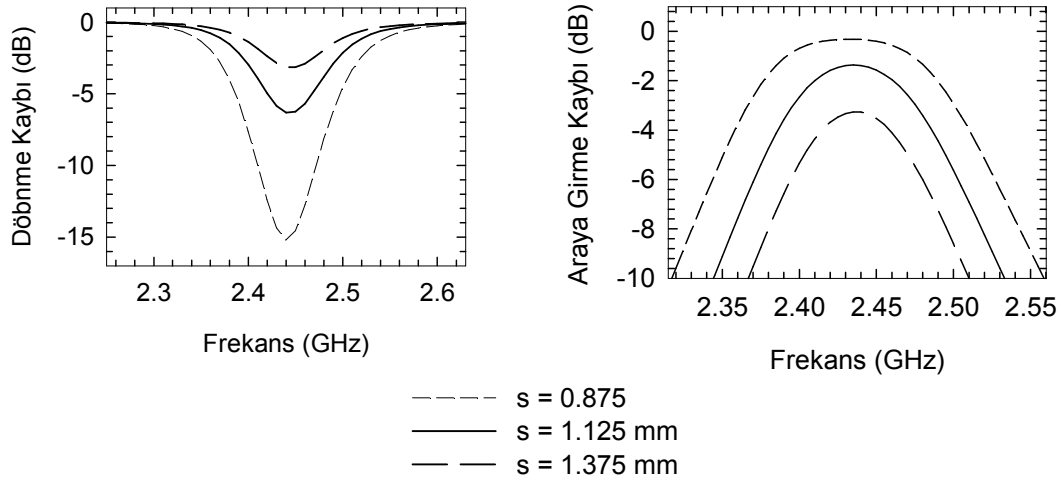
Bir filtre cevabında, merkez frekans değerinde dönme kaybının -15 dB' in üzerinde, araya girme kaybının da -3 dB' in altında olması kabul edilebilir bir filtre cevabı için yeterlidir. Bununla birlikte geçme bandı içerisinde dönme kaybı ne kadar yüksek, araya girme kaybı da ne kadar düşük olursa filtre performansı o kadar yüksek olmaktadır. Bir filtre cevabında meydana gelecek olan, dönme kaybı ve araya girme kaybı seviyelerinin ,tasarım aşamasında, iyi bir şekilde ayarlanabilmesi için kuplaj katsayısı ve kalite faktörünün hesaplanması gerekir.

3.1.2.1 Kuplaj katsayısının hesaplanması

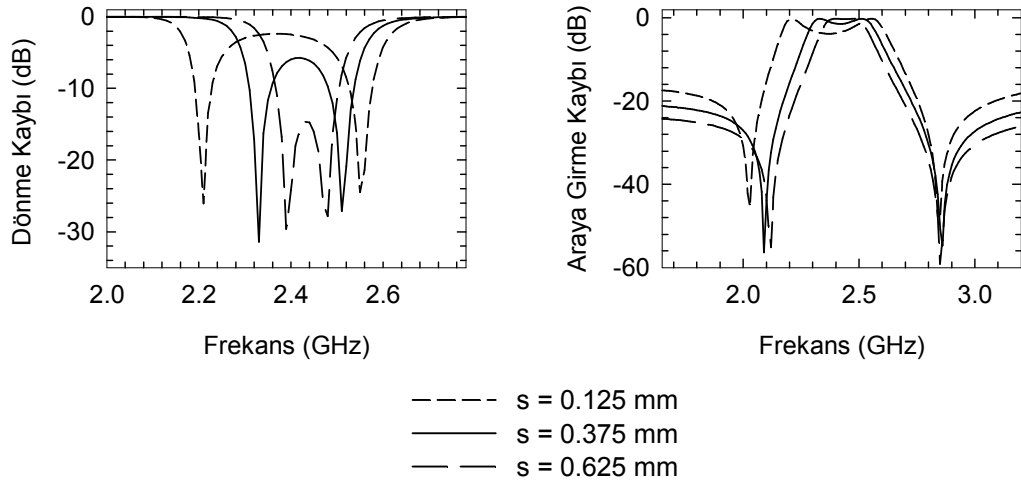
İki rezonatör arasında kuplaj oluşturmak suretiyle gerçekleştirilen filtre yapılarında rezonatörler arası mesafenin miktarı, filtre cevabında, geçme bandı içerisinde meydana gelen araya girme kaybı ve dönme kaybı seviyelerini önemli ölçüde etkilemektedir. Rezonatörler arası mesafe (s) kuplaj aralığı yada kuplaj mesafesi olarak da isimlendirilebilir.

Şekil 3.6'da asimetrik besleme uygulanan, iki kutuplu açık halka rezonatör filtrede, farklı kuplaj mesafeleri için elde edilen frekans cevapları görülmektedir. Şekilden de görülebileceği gibi, en uzak kuplaj mesafesi için dönme kaybı yüksek seviyede meydana gelmektedir. Bu durum, verilen kuplaj aralığı için, filtre yapısında zayıf kuplaj oluştuğunu ifade etmektedir. rezonatörler birbirlerine yaklaştıkça kuplaj artmakta ve dönme kaybı seviyesi azalmaktadır. Buradan hareket edilerek, rezonatörler arasında oluşturulan mesafenin mümkün olabilecek en küçük değerde seçilmesinin, iyi bir filtre cevabının elde

edilebilmesi için yerli olacağı düşünülebilir. Fakat böyle bir durumda rezonatörler arasında aşırı kuplaj oluşmakta, buda frekans cevabında mod ayrımı olarak isimlendirilen, merkez frekansın iki parçaya bölünmesine sebep olmaktadır.



Şekil 3.6 İki kutuplu asimetrik beslemeli açık halka rezonatör filtrede, farklı kuplaj aralıkları için, geçme bandında, elde edilen dönme kaybı ve araya girme kaybı seviyeleri. ($a=6.5$ mm, $w=1$ mm, $l_k=2$ mm, $g=0.5$ mm, $\epsilon_r=10.8$).



Şekil 3.7 İki kutuplu açık halka rezonatör filtrede, aşırı kuplaj durumunda, frekans cevabında meydana gelen mod ayrımı ($a=6.5$ mm, $w=1$ mm, $l_k=2$ mm, $g=0.5$ mm, $\epsilon_r=10.8$).

İki kutuplu açık halka rezonatör filtrelerde, kullanılan rezonatörlerden her biri, kendi boyutları ile orantılı olarak, belli bir frekans değerinde rezonansa geçer. Bu tip filtre yapılarında kullanılan rezonatörler, birbirleri ile aynı boyut ve geometriye sahip oldukları için, rezonans frekansları birbirlerinininkiyle aynıdır. Yapı içerisinde, rezonatörler aşırı kuplaj oluşturulmadan bir araya getirilmiş ise, filtre merkez frekansı rezonatörlerin merkez

frekansına karşılık gelmektedir. Aşırı kuplaj oluşturulduğu takdirde, rezonatörler arasında meydana gelen, kapasitif etkiler (elektrik kuplaj durumunda) rezonatör frekanslarında kayma meydana getirmekte buda mod ayırımının oluşmasına sebep olmaktadır (Hong ve Lancaster 2001). Rezonatörler birbirlerine yaklaştıkça sözü edilen kapasitif etkiler yükselmekte ve modlar arasındaki frekans farkı artmaktadır. Şekil 3.7’de aşırı kuplaj durumunda, filtre cevabında oluşan mod ayırımı görülmektedir. Grafiklerden de görülebileceği gibi kuplaj aralığı (s) azaldığında oluşan modlar birbirlerinde uzaklaşmaktadır.

İki kutuplu bir filtre de, aşırı kuplaj ile zayıf kuplaj arasındaki optimum kuplaj bölgesinin tasarım aşamasında ortaya konabilmesi için, kuplaj katsayısının hesaplanması gerekmektedir. Bu katsayının hesaplanabilmesi için filtre yapısında, simülasyon yoluyla, farklı s mesafeleri için aşırı kuplaj meydana getirmek ve her bir s mesafesi için oluşan modların frekans değerlerinin belirlenmesi gerekmektedir. Mod frekansları Şekil 3.7.’de görülebileceği gibi dönme kaybı üzerinde daha net bir şekilde belirlenebilmektedir. Elde edilen frekans değerleri aşağıda verilen formülde yerine konularak kuplaj katsayısı hesaplanır. Burada f_1 , frekans değeri büyük olan modun frekansını f_2 frekans değeri küçük olan modun frekansını, k ise kuplaj katsayısını belirtmektedir. Daha sonra her bir s aralığı için elde edilen kuplaj katsayısı verileri eğri uydurma metotları yardımıyla s değişkenine bağlı bir fonksiyon olarak elde edilir. Bu sayede, her bir kuplaj aralığı için, filtre cevabı karakterize edilmiş olur. Kuplaj fonksiyonu, s değişkenine ilave olarak w , ϵ_r , h değişkenlerine bağlı olarak da elde edilebilir (burada h parametresi filtre yapısının uygulanacağı malzemenin kalınlığını ifade etmektedir.) (Hong ve Lancaster 1996).

$$k = \frac{|f_1^2 - f_2^2|}{f_2^2 + f_1^2} \quad (3.6)$$

3.1.2.2 Kalite faktörünün belirlenmesi

Çoğu bant geçiren filtre uygulamalarında, özellikle filtrenin alıcı bir sistemin ön yüzüne yerleştirilmesi durumunda, araya girme kaybı seviyesi büyük önem taşımaktadır. Bir filtre yapısında araya girme kaybı seviyesi, filtrede kullanılan temel rezonatör yapısının kalite faktörüyle doğrudan ilişkilidir. Mikrodalga filtre yapılarında yüklü ve yüksüz olmak üzere iki çeşit kalite faktörü vardır.

Yüklü kalite faktörü (Q_L), filtre cevabında oluşan bant genişliğinin karakterize edilmesinde kullanılırken, yüksüz kalite faktörü (Q_u), araya girme kaybı seviyesinin

karakterize edilmesinde kullanılır. Sözü edilen kalite faktörleri açık halka rezonatör yapıları için besleme pozisyonunun konumuna (d) bağlı olarak değişim göstermektedirler.

Açık halka rezonatör yapılarında yüklü kalite faktörünün belirlenebilmesi için, rezonatör yatay simetri ekseninden d kadar mesafeden besleme uygulanarak ölçüm yapılır (Bkz Şekil 3.8). Elde edilen frekans cevabının bant genişliği ve merkez frekansı eşitlik (3.7)'de verilen formülde yerine koyularak yüklü kalite faktörü hesaplanır. Formülde, f_0 merkez frekans değeri, Δf_{3dB} ise bant genişliğini ifade eden, geçme bandındaki, araya girme kaybı tepe değerinin -3 dB azaldığı frekans değerleri arası farktır. Yüksüz kalite faktörünün hesaplanması için, yüklü kalite faktörünün hesaplanmasında sonra, aynı frekans cevabı üzerinde merkez frekansında araya girme kaybının tespit edilmesi gerekmektedir. Elde edilen veriler eşitlik (3.8) yerine koyularak yüksüz kalite faktörü hesaplanır. Formülde verilen $L(f_0)$ ifadesi merkez frekansı değerinde ölçülen araya girme kaybını belirtmektedir.

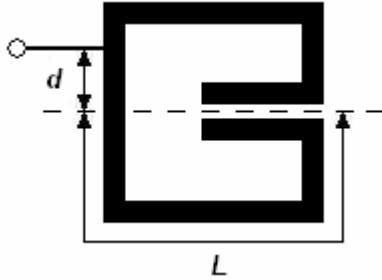
$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{3dB}} \quad (3.7)$$

$$Q_u = \frac{Q_L}{1 - 10^{-\frac{L(f_0)}{20}}} \quad (3.8)$$

Farklı d mesafeleri için hesaplanan Q_L ve Q_u değerleri eğri uydurma yöntemleri yoluyla, d değişkene bağlı birer fonksiyon olarak ifade edilir. Böylece filtre cevabında elde edilmesi planlanan bant genişliği için, beslemenin hangi pozisyondan yapılacağı ve araya girme kaybının ne olacağı önceden tahmin edilebilir. Aynı geometriye fakat farklı boyutlara sahip bir rezonatör yapısında yüklü ve yüksüz kalite faktörlerini tekrar hesaplamaya gerek kalmaması için, fonksiyon olarak elde edilen kalite faktörleri normalize d değişkenine bağlı olarak ifade edilmesi gerekmektedir. Açık halka rezonatörlerde, d mesafesi Şekil 3.8' de görülen L mesafesine göre normalize edilir.

Besleme pozisyonu aynı zamanda l_a ve l_b uzunluklarını etkilemektedir (Bkz Şekil 3.2). Bu uzunluklar birbirlerine eşit olduğu takdirde eşitlik (3.4) ve (3.5)'te görülebileceği gibi transmisyon sıfırları aynı frekansta oluşmakta ve herhangi bir geçme bandı oluşmamaktadır. l_a ve l_b uzunluklarının birbirine eşit olma durumu besleme pozisyonu, geleneksel açık halka rezonatör yapıları için, tam yatay simetri eksenini üzerine uygulanırsa gerçekleşmektedir. Bu sebeple d mesafesi yatay simetri eksenini referans alınarak ifade edilmektedir. Ayrıca minyatürize rezonatör yapısı için l_k uzunluğu, l_a ve l_b uzunluklarını aynı miktarda etkilediği

için, beldeme pozisyonunun normalize edilmesi işleminde kullanılan L uzunluğuna dahil edilmez.

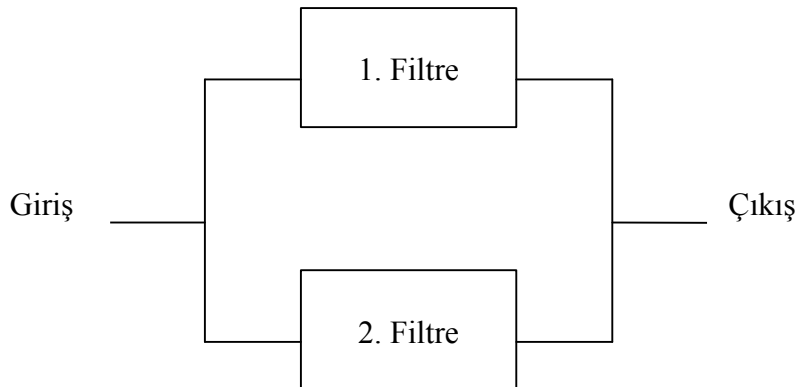


Şekil 3.8 Açık halka rezonatörde normalizasyon

3.2 İki Geçiş Bandına Sahip Filtreler ve Frekans Çiftleyiciler

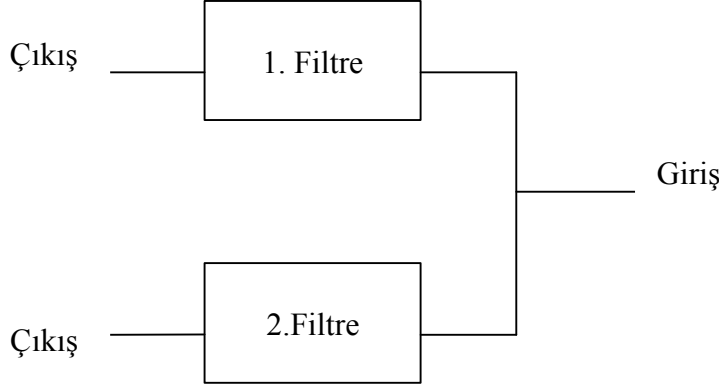
Mikrodalga filtreler birçok iletişim sistem ve cihazları için büyük önem taşımaktadır. Literatürde, mikrodalga filtreler üzerine yapılan çalışmalar, tek geçiş bandına sahip filtre yapıları üzerine yoğunlaşmıştır. Bununla birlikte yeni teknolojiye sahip iletişim sistemleri iki geçiş bandına sahip filtrelere yüksek oranda gereksinim duymaktadır. Bu sebeple iki geçiş bandına sahip filtreler, üzerinde çalışılmaya değer konular olarak ortaya çıkmışlardır.

İki geçiş bandı oluşturmanın en basit yolu iki filtreyi direk olarak birbirlerine bağlamaktır (Bkz Şekil 3.9). Fakat bu şekilde oluşturulan filtreler yüksek araya girme kaybı oluştururlar. Buna alternatif olarak, dual mod frekans cevabı oluşturan filtre yapılarında mod ayrımı yoluyla çift bant elde etme veya filtre yapısının harmonik frekansları yoluyla ikinci bir geçiş bandı oluşturma gibi yöntemler gösterilebilir. Fakat bu yapılarda geçiş bantlarının merkez frekansları birbirlerinden bağımsız olarak oluşturulamaz. Direk bağlantılı filtreler yardımıyla gerçekleştirilen yapılarda ise, oluşturulacak olan geçme bantlarının merkez frekansları, yapı içerisinde kullanılan filtrelerin boyutlarında değişiklik yapmak suretiyle kolayca ayarlanabilir.



Şekil 3.9 Çift bant filtre genel şeması.

İki yada daha çok frekansın birbirinden izole bir şekilde iletilmesini gerektiren uygulamalarda ise çift bantlı filtreler yerine frekans çiftleyici yapıları önerilmektedir.



Şekil 3.10 Frekans çiftleyici genel devre şeması

Frekans çiftleyici yada çoklayıcı olarak isimlendirilen yapılar, alıcı-verici ve karıştırıcı uygulamalarında, iki yada daha çok sinyali izole etmek için yaygın olarak kullanılan mikrodalga elemanlardır. Bir frekans çiftleyici, iki yada daha fazla sinyali tek bir kapıdan alarak diğer kapılara, aldığı frekanslar içerisinde, seçilmiş olan frekansları iletir (Bkz Şekil 3.10). Bu yapılar, alçak geçiren yüksek, geçiren, bant geçiren, bant tutan ve iki geçiş bandına sahip filtre yapıları ile gerçekleştirilebilirler.

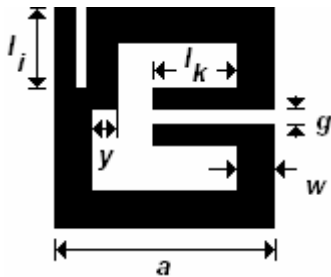
Bir frekans çiftleyicinin, iyi izolasyona ve düşük araya girme kaybına sahip olması gerekmektedir. Düşük araya girme kaybı sağlayabilmek için yüksek sıcaklıklı süper iletken tekniği veya dalga kılavuzu yapıları literatürde yer almaktadır. İyi izolasyon sağlamak için ise frekans çiftleyici içerisinde kullanılan filtrelerin, yüksek seçiciliğe sahip bir karakteristiği olmalıdır. Frekans cevabında transmisyon sıfırı oluşturan eliptik filtre yapıları, yüksek seçicilik özelliğine sahip olduğu için, frekans çiftleyicilerde yüksek izolasyonu yakalamak için oldukça elverişlidirler.

4. MİKRODALGA PLANAR FİLTRE TASARIMLARI

Bu bölümde ilk olarak, tez çalışmasında sunulacak olan filtre yapılarında kullanılmak üzere tasarlanmış olan, yeni mikroşerit açık halka rezonatör yapısı ve önerilen yeni rezonatör yapısının geleneksel yapılara göre avantajları anlatılacaktır. Daha sonra, bu rezonatör yapısı kullanılarak gerçekleştirilen filtre yapıları, simülasyon ve deneysel çalışma sonuçlarıyla desteklenerek, verilecektir.

4.1 Yeni Açık Halka Rezonatör

Şekil 4.1.'de tez çalışmasında sunulan filtre yapılarında kullanılacak olan temel rezonatör yapısı görülmektedir. Bu yapı besleme şekli itibariyle geleneksel açık halka rezonatör yapılarından farklıdır. Burada l_i uzunluğu ile verilen kesik inset olarak isimlendirilmektedir. İnet, filtre yapısının besleme kısmına uygulanır ve yapıya yüksek seçicilik, düşük araya girme ve dönme kaybı kazandırır (Hsieh ve Chang 2001).



Şekil 4.1 Yeni açık halka rezonatör. ($a=6.5\text{mm}$, $w=1\text{mm}$, $g=0.5\text{mm}$, $l_k=2\text{mm}$, $l_i=2.5\text{mm}$, $y=0.75\text{mm}$)

Bilindiği gibi rezonatör yapıları kalite faktörleri yoluyla karakterize edilmektedir. İleri sürülen, yeni rezonatör yapısının geleneksel açık halka rezonatör yapısına göre daha yüksek bir performansa sahip olduğunun ortaya konabilmesi için kalite faktörlerinin karşılaştırılması gerekmektedir. Tablo 4.1 ve Tablo 4.2'de sırasıyla, aynı boyutlarda seçilen, geleneksel açık halka rezonatör ve ileri sürülen yeni rezonatör yapısına uygulanan farklı besleme pozisyonları için, simülasyon yoluyla, kalite faktörlerini belirlemek üzere hesaplanmış olan veriler görülmektedir.

Rezonatör boyutları, kalite faktörleri d mesafelerinin normalize değerine göre hesaplanacağı için sonucu etkilememektedir. Fakat yapıların uygulanacağı malzemenin

sonuçları etkileyebileceği göz önüne alınarak her iki rezonatör yapısı içinde aynı taban malzeme üzerinde uygulama yapılmıştır ($\epsilon_r = 10.8$, $h = 1.27\text{mm}$).

Tablo 4.1 Geleneksel açık halka rezonatör için kalite faktörünü veren değerler

d (mm)	f_0 (GHz)	Δf_{3dB} (GHz)	$I_L(f_0)$ (dB)
2.75	2.349	0.127	-7.573
1.75	2.357	0.070	-5.268
1.25	2.361	0.041	-3.691
0.75	2.363	0.023	-1.922
0.25	2.364	0.015	-1.678

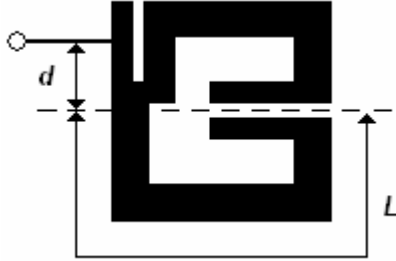
Tablo 4.2 Yeni açık halka rezonatör için kalite faktörünü veren değerler

d (mm)	f_0 (GHz)	Δf_{3dB} (GHz)	$I_L(f_0)$ (dB)
2.75	2.389	0.043	-3.748
1.75	2.387	0.029	-2.446
1.25	2.388	0.021	-1.806
0.75	2.389	0.014	-1.865
0.25	2.39	0.011	-3.081

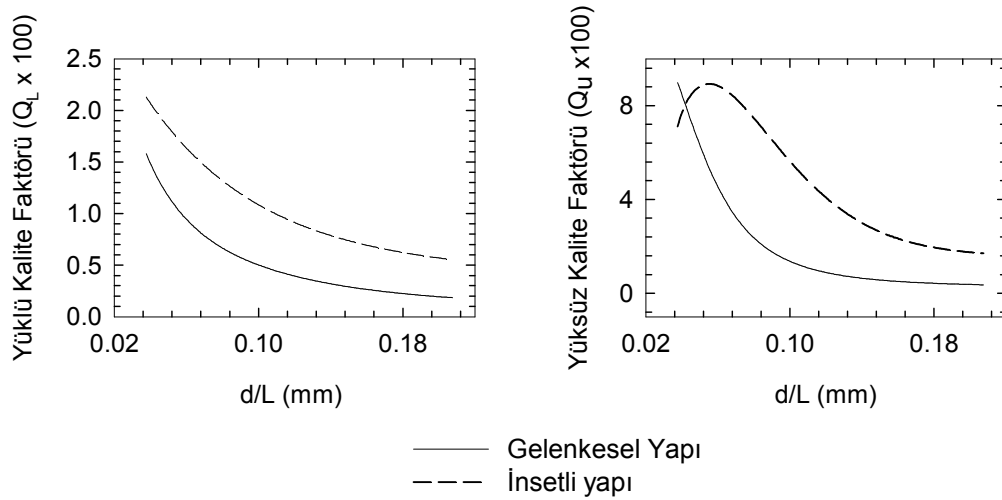
Şekil 4.1’de görülen l_i ve y mesafeleri, rezonatör kol uzunlukları (l_a , l_b), besleme pozisyonu tam simetri eksenini üzerindeyken birbirlerine eşit uzunlukta olacak şekilde seçilmişlerdir. Bu nedenle besleme pozisyonu için, geleneksel açık halka rezonatör yapısındaki yatay simetri eksenini gibi, rezonatörün düşeydeki orta noktası üzerindeki yatay eksen referans alınmış ve normalizasyon yapılmıştır (Bkz. Şekil 4.2). Şekil 4.1 de verilen rezonatör boyutları için $L=13.25$ mm dir.

Her iki rezonatör yapısında, hesaplanmış olan yüklü ve yüksüz kalite faktörlerinin besleme pozisyonunun normalize değerine göre değişimi Şekil 4.3’de görülmektedir. grafiklerden de görülebileceği gibi yeni rezonatör yapısı geleneksel yapıya göre, gerek yüklü katle faktörü gerekse yüksüz kalite faktörü bakımından daha iyi sonuçlar vermektedir. Yeni yapının, yüklü kalite faktörünün yüksek olması, dar bir geçme bandı oluşturup yüksek seçicilik meydana getirdiğini, yüksüz kalite faktörünün yüksek olması ise, araya girme kaybının daha düşük olduğunu göstermektedir. Buda ileri sürülen rezonatörün geleneksel olana göre daha yüksek performansa sahip olduğunu kanıtlamaktadır. Yeni yapının yüksüz kalite faktörünü veren eğrinin belli bir (d/L)

değerinden sora azalmasının sebebi, besleme pozisyonunun, o değerinde, inset' in bittiği noktaya karşılık gelmesidir. İnsert'in devre dışı kalmasıyla yüksüz katle faktörü azalmaktadır. Fakat bu etki yüklü kalite faktörü üzerinde görülmemektedir, bunu sebebi ise söz konusu değişimin sadece araya girme kaybı üzerinde etkili olmasıdır.



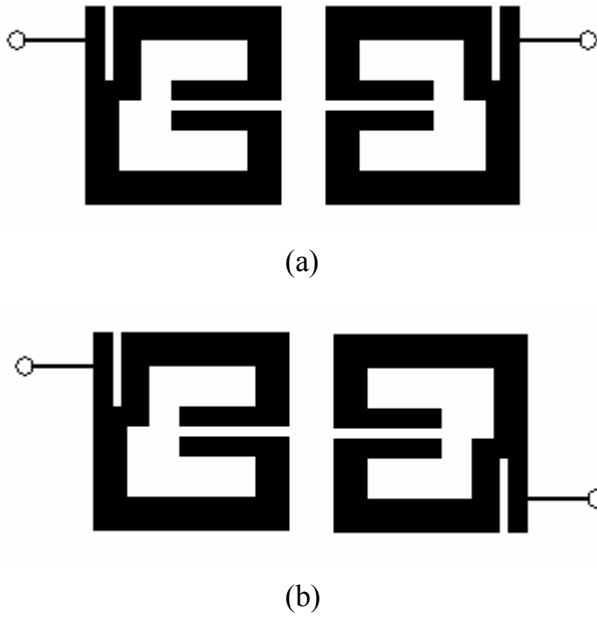
Şekil 4.2 Yeni açık halka rezonatörde besleme pozisyonunun normalizasyonu



Şekil 4.3 Gelenkesel açık halka rezonatör ve ileri sürülen açık halka rezonatör yapılarının kalite faktörleri

3.2 Yeni Filtre Yapıları

Şekil 4.4.(a) ve (b)' de yeni rezonatör yapısı kullanılarak gerçekleştirilmesi planlanan filtre yapılarının geometrileri görülmektedir. Aynı rezonatör boyutlarına sahip olan bu yapılar arasındaki tek fark, besleme kollarının pozisyonudur. Şekil 4.4.(a)'daki yapı için, besleme kolları aynı simetri ekseninde (simetrik besleme) olacak şekilde tasarım yapılmış ve lineer faz özelliğine sahip filtre cevabı elde edilmesi planlanmıştır. Şekil 4.4 (b)'deki yapı için ise, besleme kolları farklı simetri ekseninde olacak şekilde tasarım yapılmış (asimetrik besleme) ve eliptik özelliğe sahip filtre cevabı elde edilmesi planlanmıştır. Burada inset, besleme kısmına uygulanması gerektiği için simetri farkına dahil olmuştur.



Şekil 4.4 Yeni filtre yapıları (a) lineer faz filtre (b) eliptik filtre .

Tasarlanan lineer faz ve eliptik filtrelerin her ikisi de Şekil 4.1 de verilen yeni rezonatör yapısıyla, l_k uzunluğu dışında, aynı boyutlara sahiptir ($a=6.5\text{mm}$, $w=1\text{mm}$, $g=0.5\text{mm}$, $l_i=2.5\text{mm}$, $y=0.75\text{mm}$). Filtre yapılarının uygulandığı malzeme di elektrik sabiti açısından farklı özelliğe sahiptir ($\epsilon_r = 10.2$, $h=1.27\text{mm}$). l_k değeri, tasarlanan filtre yapıları için, merkez frekans 2.4 GHz olacak şekilde, 2.5 mm olarak ayarlanmıştır. Bilindiği gibi bir mikroserit hattın genişliği (w) hattın empedansının etkilemektedir (Pozar 1990). Filtre yapısına uygulanacak olan beslemenin genişliği maksimum güç aktarımının sağlanabilmesi için, rezonans durumunda, filtre girişi empedansına eşit olacak biçimde seçilmelidir. Buradan hareket edilerek, besleme genişliği, rezonans durumunda filtre giriş empedansı 50Ω değerine yakın olacak şekilde, 1mm seçilmiştir. Besleme kollarının, simetri eksenine olan uzaklığı (d) ise 43 MHz'lik bir bant genişliği elde etmek üzere 2.75 mm olarak alınmıştır.

Bir önceki bölümde de bahsedildiği gibi, filtre yapısında kullanılan rezonatörler arasındaki s mesafesinin belirlenebilmesi için, kuplaj katsayısının s değerine bağlı değişiminin hesaplanması gerekmektedir. Tablo 4.3 ve Tablo 4.4'de, yeni rezonatör yapısı kullanılarak tasarlanmış olan lineer faz ve eliptik filtre için, farklı s mesafelerinde elde edilmiş olan mod frekansları ve bu frekanslar yoluyla hesaplanmış olan kuplaj katsayıları görülmektedir. Tablolardan da görülebileceği gibi her iki filtre yapısı içinde kuplaj katsayıları hemen hemen aynı değerde elde edilmektedir. Buda, inset beslemeli bir filtre yapısında, simetri farkının kuplajı etkilemediğini göstermektedir.

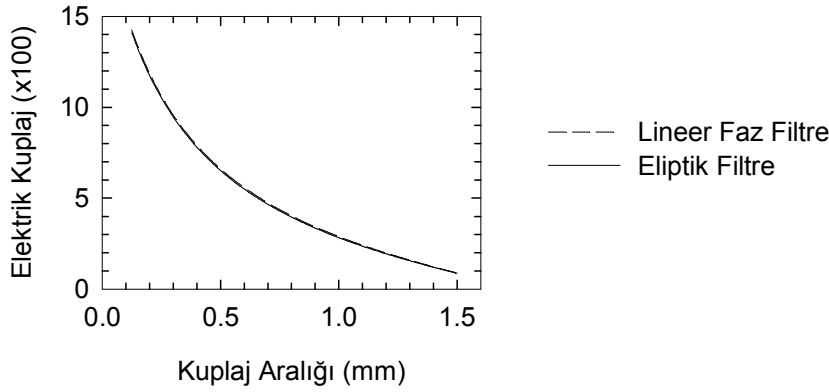
Tablo 3.3 Yeni lineer faz filtre kuplaj katsayıları

s (mm)	f_1 (GHz)	f_2 (GHz)	k
1.500	2.388	2.409	0.008
1.375	2.382	2.414	0.013
1.250	2.376	2.419	0.018
1.125	2.370	2.424	0.023
1.000	2.362	2.430	0.028
0.875	2.352	2.437	0.035
0.625	2.325	2.453	0.054
0.500	2.304	2.463	0.067
0.375	2.277	2.475	0.083
0.250	2.237	2.486	0.105

Tablo 3.4 Yeni eliptik filtre kuplaj katsayıları

s (mm)	f_1 (GHz)	f_2 (GHz)	k
1.500	2.388	2.409	0.008
1.375	2.383	2.413	0.013
1.250	2.377	2.418	0.017
1.125	2.370	2.424	0.023
1.000	2.362	2.429	0.028
0.875	2.353	3.536	0.035
0.625	2.326	2.452	0.053
0.500	2.306	2.462	0.065
0.375	2.278	2.474	0.082
0.250	2.238	2.487	0.105

Eğri uydurma yoluyla, elde edilmiş olan kuplaj katsayısının s mesafesine bağlı değişimi Şekil 4.5’de, her iki filtre yapısı için, aynı grafik üzerinde verilmektedir. Grafikten de görülebileceği gibi yapıların kuplaj katsayıları değişimleri birbirlerine eşit çıkmaktadır. Uygulama aşamasında, iki filtre içinde, kuplaj aralığı $s=1.625$ mm seçilmiştir



Şekil 4.5 Kuplaj katsayısının rezonatörler arası mesafeye göre değişimi.

Tablo 4.5 ve Tablo 4.6' de sırasıyla eliptik ve lineer faz filtre için, simülasyon ve deneysel ölçüm yoluyla elde edilmiş olan veriler görülmektedir. Bu tablolar dahil olmak üzere tez çalışmasında verilecek olan tüm tablolar için, f_0 merkez frekansı, f_1, f_2 , eliptik filtre için frekans cevabında gözlenen transmisyon sıfırlarının değerini, $I_L(f_0)$, $R_L(f_0)$, sırasıyla merkez frekansta oluşan araya girme ve dönme kaybını, BW bant genişliğini, Q ise kalite faktörünü ifade etmektedir. Burada verilen Q yüklü kalite faktörünü ifade etmektedir

Şekil 4.6 ve Şekil 4.7' da sırasıyla simülasyon yoluyla ve deneysel çalışma sonucunda elde edilen frekans cevapları görülmektedir Şekiller ve Tablolardan görülebileceği gibi, simülasyon sonuçları deneysel çalışma sonuçlarına oldukça yakın değer değerlerde elde edilmiş olup, deneysel ölçüm sonucunda elde edilen veriler, tasarlanmış olan filtre yapılarının yüksek performans gösterdiğini ortaya koymaktadır.

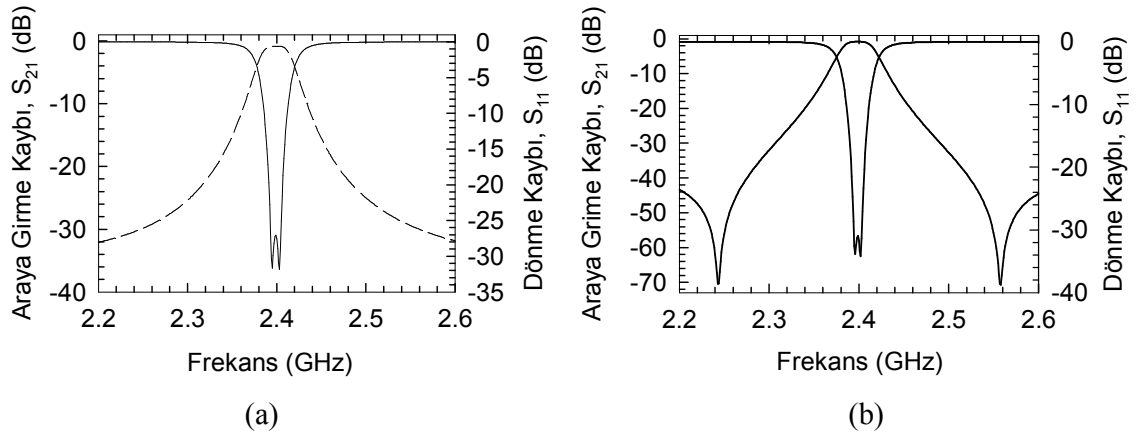
Tablo 4.5 Lineer faz filtre frekans cevabı değerleri

<i>Simülasyon</i>	<i>Deneysel ölçüm</i>
$f_0=2.4 \text{ GHz}$	$f_0=2.43 \text{ GHz}$
$I_L(f_0)=0.82\text{dB}$	$I_L(f_0)=-2.8\text{dB}$
$R_L(f_0)=-27\text{dB}$	$R_L(f_0)=-14\text{dB}$
$BW=42\text{MHz}$	$BW=71 \text{ MHz}$
$Q=60$	$Q=34$

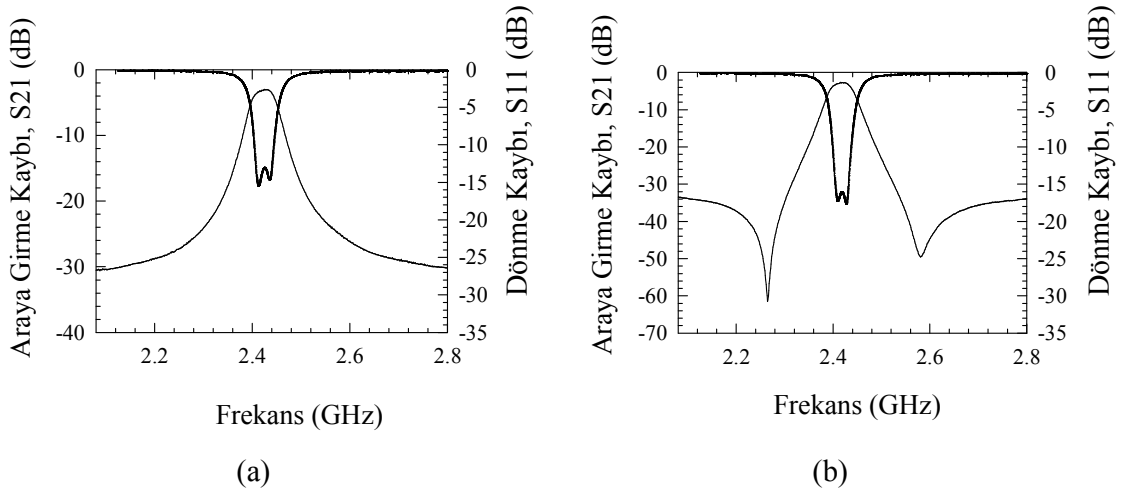
Tablo 4.6 Eliptik filtre frekans cevabı değerleri

<i>Simülasyon</i>	<i>Deneysel ölçüm</i>
$f_0=2.4 \text{ GHz}$	$f_0=2.42 \text{ GHz}$
$f_1=2.243\text{GHz}$	$f_1=2.27\text{GHz}$

$f_2=2.558GHz$	$f_2=2.57GHz$
$I_L(f_0)=-0.81dB$	$I_L(f_0)=-2.2dB$
$R_L(f_0)=-30.96dB$	$R_L(f_0)=-16dB$
$FBW=41MHz$	$FBW=67MHz$
$Q=60$	$Q=40$



Şekil 4.6: Tasarlanmış olan filtre yapılarının simülasyon yoluyla elde edilmiş olan frekans cevapları (a) lineer faz filtre (b) eliptik filtre

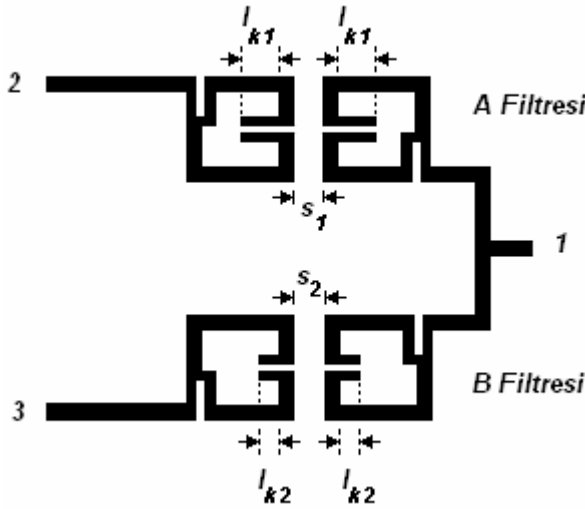


Şekil 4.7 Deneysel ölçüm sonucu elde edilmiş olan frekans cevapları (a) lineer faz filtre b) eliptik filtre

4.3 Yeni Frekans Çiftleyici Yapıları

Bilindiği gibi yüksek performanslı bir frekans çiftleyici tasarlanabilmesi için, çiftleyici içerisinde kullanılan filtrelerin yüksek seçicilik ve düşük araya girme kaybına sahip olmaları gerekir. Az önce sunulmuş olan yeni açık halka rezonatörlü eliptik filtre, yüksek seçicilik ve düşük araya girme kaybı göstermekte olup, bir frekans çiftleyici tasarımında kullanılmak için oldukça uygundur.

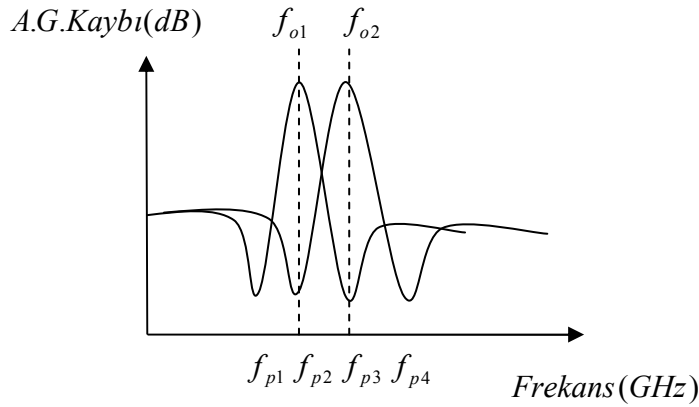
Tasarlanması planlanan frekans çiftleyici geometrisi Şekil 4.8’de görülmektedir. Bu yapı iki adet eliptik filtrenin bir araya getirilmesi ile oluşturulmuştur. Kullanılan filtreler az önce tasarımı anlatılmış olan eliptik filtre yapısı ile, l_k uzunluğu dışında, aynı rezonatör boyutlarına sahip olup uygulandıkları taban malzemeleri de aynı özelliktedir ($\epsilon_r = 10.2$, $h=1.27\text{mm}$). Bu özellikteki rezonatörlere sahip bir filtre yapısı l_k uzunluğunun maksimum değeri için ($l_k = 3.725 \text{ mm}$) 2.23 GHz de ve minimum değeri için ($l_k = 0 \text{ mm}$) 2.83 GHz de merkez frekans oluşturmaktadır. Bu sayede verilen boyut ve taban malzemesi için, rezonatör yapısında l_k uzunluğu dışında hiçbir değişiklik yapılmadan 2.23 GHz – 2.83GHz aralığındaki istenilen merkez frekans değeri için tasarım yapılabilir.



Şekil 4.8 Tasarlanması planlanan mikroşerit frekans çiftleyicinin geometrisi

Bir frekans çiftleyici içerisinde kullanılan filtrelerin bir birlerinden mümkün olduğu kadar az etkilenmeleri büyük önem taşımaktadır. Sözü edilen etkiler frekans çiftleyici yapıları için izolasyon seviyesi yoluyla ifade edilir. Eliptik filtreler, yüksek seçicilik özelliğine sahip olmasının yanında, frekans cevaplarında oluşturdukları transmisyon sıfırları tasarlanacak olan frekans çiftleyici için avantaj olarak kullanılabilir. Bilindiği gibi transmisyon sıfırlarının olduğu frekanslarda araya girme kaybı çok yükselmekte ve yapı yalıtkan bir malzeme özelliği göstermektedir. Buradan hareketle, oluşturulacak olan çiftleyicide kullanılan eliptik filtrelerin merkez frekansları birbirlerinin transmisyon sıfırlarına karşılık gelecek şekilde tasarım yapılarak filtrelerin birbirinden minimum değerde etkilenmesi sağlanabilir. Yani filtrelerden bir tanesi iletimde iken diğer filtre olabilecek minimum geçirgenlikte olacak, bu sayede kesimde olan filtre üzerinde birikecek olan yükün iletimde olan filtreyi minimum düzeyde etkilemesi sağlanacak ve izolasyon seviyesi yüksek

olan bir frekans çiftleyici meydana gelecektir. Aynı zamanda kesimde olan filtre yapısına iletilen güç, minimum seviyede olacağı için yapının araya girme kaybı da düşük olacaktır.

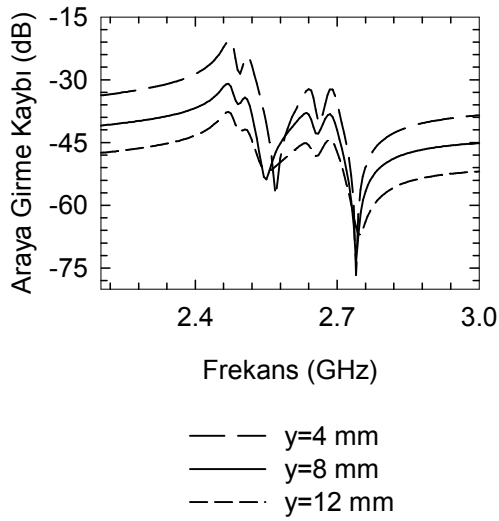


Şekil 4.9 Frekans çiftleyiciden elde edilmesi planlanan frekans cevabı

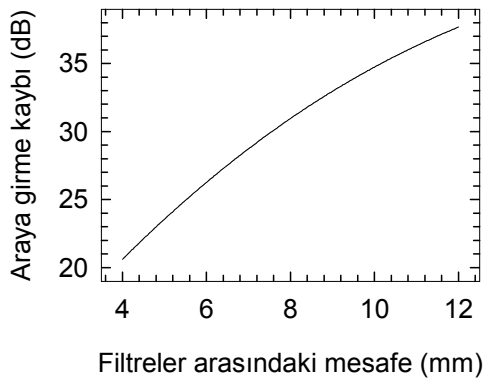
Tasarlanan yapıdan elde edilmesi planlanan frekans cevabı Şekil 4.9’da görülmektedir. Burada f_{o1} ve f_{o2} sırasıyla A ve B filtrelerinin merkez frekanslarını, f_{p1} f_{p3} f_{p2} f_{p4} ise yine sırasıyla A ve B filtrelerinin frekans cevaplarında geçme bantlarının hemen yanında meydana gelen transmisyon sıfırlarını ifade etmektedir. Şekilden de görülebileceği gibi A filtresinin merkez frekansı f_{o1} ’in B filtresinin transmisyon sıfırlarından bir tanesi olan f_{p2} ye ve B filtresinin merkez frekansı olan f_{o2} ‘nin de A filtresinin transmisyon sıfırlarından bir tanesi olan f_{p3} e karşılık gelecek şekilde frekans cevabı elde edilmesi planlanmıştır. Merkez frekanslarında yapılacak olan bu şekildeki bir ayarlama, eşitlik (3.1)’den de görülebileceği gibi, temel rezonatörün boyutlarında değişiklik yapmak suretiyle mümkün olmaktadır. Kullanılan filtre yapısı için ise, kare rezonatörün kenar uzunluğunda herhangi bir değişiklik yapılmadan sadece l_k uzunluğu yoluyla transmisyon sıfırları ve merkez frekanslarının frekans düzlemindeki konumları (rezonatör boyutlarının sınırladığı frekans aralığında) ayarlanabilmektedir.

İzolasyon seviyesi filtre yapılarının birbirlerine uzaklıkları ile doğrudan ilişkili olup, verilen yapı için, 2 ve 3 kapıları arasındaki araya girme kaybı ile ifade edilir (Bkz. Şekil.4.8). Burada, araya girme kaybının yüksek olması izolasyonda yüksek olması anlamına gelmektedir. Bir frekans çiftleyicide iyi izolasyondan bahsedebilmek için, izolasyonu ifade eden, araya girme kaybının geçme batları içerisinde -30 dB değerinden düşük olması gerekmektedir. Şekil 4.12.(a)’da A ve B filtreleri arasında oluşturulan farklı mesafeler için, simülasyon yoluyla, 2 ve 3 kapıları arasındaki ara girme kaybı değişimleri görülmektedir. Grafikten de görülebileceği gibi filtreler arasındaki mesafenin artması

izolasyonunda yükselmesine sebep olmaktadır. Filtreler arasındaki mesafenin izolasyona etkisi Şekil 4.12.(b)'de daha net bir şekilde görülmektedir.



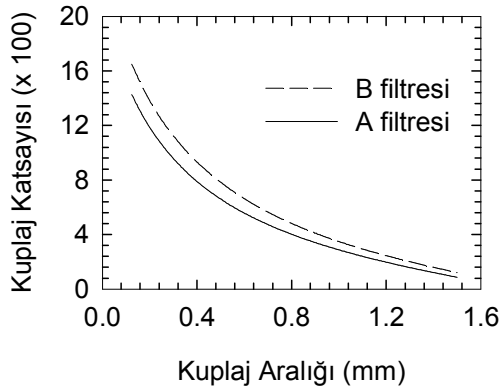
(a)



(b)

Şekil 4.12 (a) A ve B filtreleri arasında oluşturulan farklı mesafelerde 2 ve 3 kapıları arasında meydana gelen araya girme kaybı (b) Araya girme kaybının minimum noktasının filtreler arası mesafeye göre değişimi

Geçme bantlarındaki araya girme ve dönme kayıplarının istenilen seviyelerde elde edilebilmesi için filtre yapılarının kuplaj katsayılarının belirlenmesi gerekmektedir. A ve B filtreleri için elde edilen kuplaj katsayısı değişimi Şekil 4.10'da verilmektedir. Grafikten l_k uzunluğundaki artışın rezonatörler arasındaki kuplajı azalttığı görülmektedir.

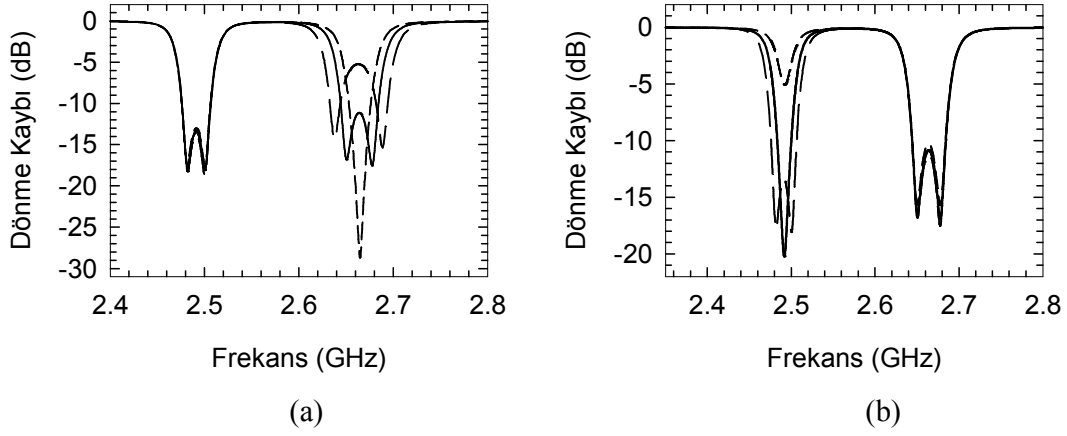


Şekil 4.10 A ve B filtresi için kuplaj katsayısı değişimi

Kuplaj katsayısı değişimi için verilen eğrilerin doğruluğundan söz edebilmek için frekans çiftleyicideki filtre yapılarından bir tanesinin kuplajında yapılan değişikliğin diğer filtre yapısındaki kuplajı değiştirmemesi gerekmektedir. Şekil 4.11'de Bunu gözlemleyebilmek için, simülasyon yoluyla, tasarlanan yapıda, filtrelerden bir tanesindeki kuplaj aralığı değiştirilirken diğeri sabit tutulmak suretiyle ortaya çıkan, dönme kayıplarındaki mod değişimleri görülmektedir. Verilen grafiklerde A filtresindeki kuplaj aralığındaki değişimin B filtresi üzerindeki etkisi ve B filtresinin kuplaj aralığında yapılan değişimin A filtresi üzerindeki etkisi görülmektedir. Şekillerden de görülebileceği gibi bu etkiler, filtre yapıları için ayrı ayrı hesaplanmış kuplaj katsayısı değerlerinin kullanılmasına bir engel oluşturmayacak seviyededir.

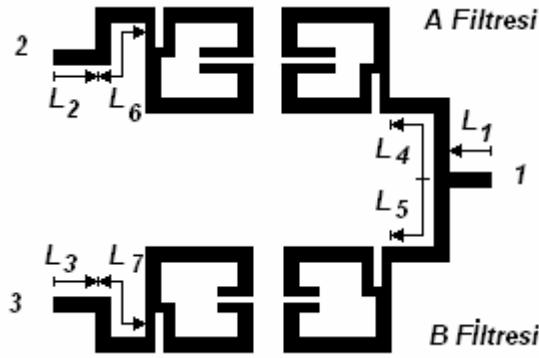
Yapı üzerinde düşünülmesi gereken bir diğer husus rezonatör besleme kollarının uzunluğu ve şeklidir. Frekans cevabında dönme kaybın minimumda tutulabilmesi için besleme kollarının empedansının, rezonans durumunda filtre giriş empedansına eşit olması gerekmektedir. Böylece rezonans durumunda yansıma, yani dönme kaybı azalacak ve filtre yapısına maksimum güç aktarılacaktır. Bilindiği gibi iki rezonatörlü filtre yapısı iki adet mod oluşturmaktadır ve bu modlar ancak rezonatörler arasında aşırı kuplaj meydana geldiğinde gözlemlenebilmektedir. Filtre cevabında oluşan modların her birinin dönme kaybının eşit olması ve simetrik bir mod ayrımının oluşabilmesi için filtre yapısındaki giriş ve çıkış besleme kollarının aynı karakteristiğe sahip olması gerekmektedir. Fakat tasarlanan frekans çiftleyici için, transmisyon sıfırlarının, mod ayrımını oluşturduğu frekans bölgelerinde oluşması, filtre giriş ve çıkış besleme kollarının aynı karakteristiğe sahip olması durumunda, simetrik olamayan bir mod ayrımının meydana gelmesine neden olmaktadır. Simetriyi yakalayabilmek için, filtre yapılarında giriş ve çıkış beslemeleri aynı karakteristikte olmak yerine mod seviyeleri eşit hale gelecek doğrultuda farklı özellikte

alınmıştır. Yapılan çalışmada besleme kolları arasındaki farklılık sadece uzunluk farkı olarak gerçekleştirilmiştir.

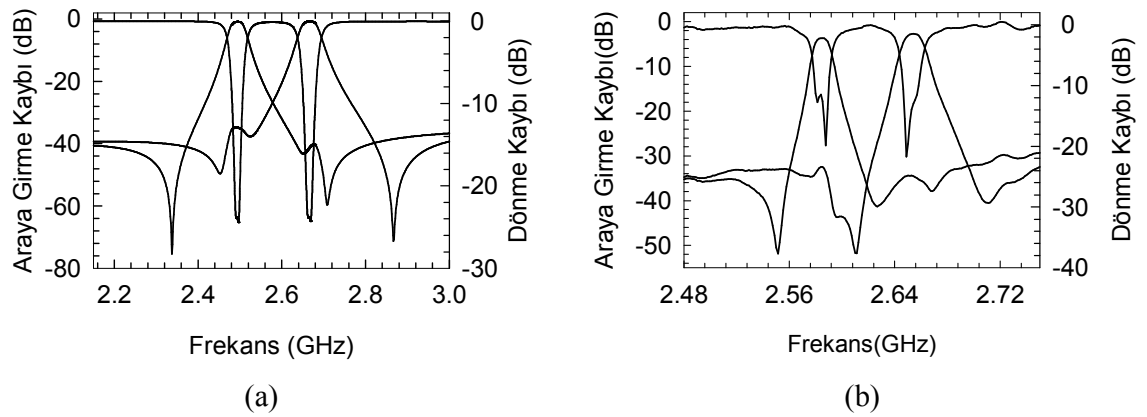


Şekil 4.11 Frekans çiftleyici içerisindeki filtre yapılarından bir tanesindeki kuplaj aralığındaki değişikliğin diğer filtre yapısı üzerindeki kuplaja etkisi (a) B filtresindeki kuplaj değişikliğinin A filtresindeki kuplaja etkisi (b) A filtresindeki kuplaj değişikliğinin B filtresindeki kuplaja etkisi

Uygulama aşamasında, frekans çiftleyicideki filtre yapılarının çıkışındaki besleme kollarında kıvrım oluşturularak yapının daha az yer kaplaması sağlanmıştır. Tasarlanan frekans çiftleyicinin son halinin geometrisi Şekil 4.13’de görülmektedir. Filtre yapılarında kullanılan rezonatörler, kıvrımlı kolların uzunluğu dışında (l_k), bir önceki bölümde tasarımı anlatılmış olan filtre yapısındaki rezonatörler ile aynıdır. l_k uzunlukları, frekans cevabında oluşan transmisyon sıfırlarından birer tanesi filtrelerin merkez frekansına karşılık gelecek şekilde, simülasyon yardımıyla, A filtresi için 2.25 mm, B filtresi için 1.25 mm olarak hesaplanmıştır. Filtre kuplaj aralıkları ise A filtresi için 1.75 mm B filtresi için ise 1.813 mm, filtreler arası mesafe ise izolasyon seviyesi -30 dB olacak şekilde 8 mm olarak alınmıştır. Şekil üzerinde görülen L_1 L_2 L_3 uzunlukları simülasyonda kullanılan referans giriş uzunlukları olup, uygulama aşamasında konnektörlerin uygun bir şekilde devreye bağlanabilmesi için 2.5 mm olarak alınmışlardır. Giriş besleme kolları, 1 kapısı düşey ekseninde tam ortaya gelecek şekilde $L_4 = 6.625$ mm, $L_5 = 6.5$ mm, çıkış besleme kolları ise $L_6 = 6.0625$ mm, $L_7 = 4.8125$ mm olarak alınmıştır. Referans beslemeler dahil olmak üzere tüm besleme kollarının şerit genişliği 1 mm dir.



Şekil 4.13 Tasarlanan mikroşerit frekans çiftleyici geometrisi.



Şekil 4.14 Frekans çiftleyicinin meydana getirdiği frekans cevabı (a) simülasyon (b) deneysel ölçüm.

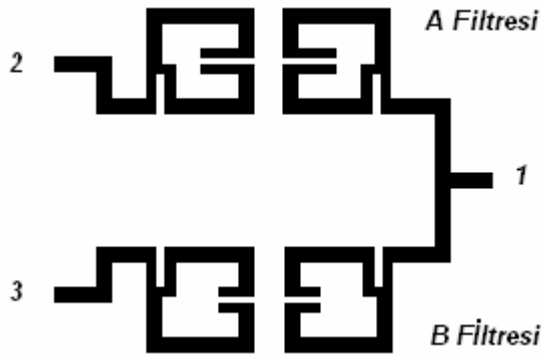
Tablo 4.7 Frekans çiftleyici ölçüm sonuçları

<i>Simülasyon</i>		<i>Deneysel ölçüm</i>	
A Filtresi	B Filtresi	A Filtresi	B Filtresi
$f_0=2.494$ GHz	$f_0=2.667$ GHz	$f_0=2.44$ GHz	$f_0=2.7$ GHz
$f_1=2.338$ GHz	$f_1=2.482$ GHz	$f_1=2.55$ GHz	$f_1=2.59$ GHz
$f_2=2.676$ GHz	$f_2=2.867$ GHz	$f_2=2.64$ GHz	$f_2=2.715$ GHz
$I_L(f_0)=-0.892$ dB	$I_L(f_0)=-0.82$ dB	$I_L(f_0)=-3.8$ dB	$I_L(f_0)=-3.8$ dB
$R_L(f_0)=-23.10$ dB	$R_L(f_0)=-24$ dB	$R_L(f_0)=-12$ dB	$R_L(f_0)=-20$ dB
$BW=39$ MHz	$BW=46$ MHz	$BW=52$ MHz	$BW=66$ MHz
$Q=65.6$	$Q=58$	$Q=47$	$Q=41$

Şekil 4.14’de tasarlanmış olan filtrenin oluşturduğu frekans cevabı görülmektedir. Frekans cevaplarından okunan kritik veriler Tablo 4.7’de verilmiştir. Grafikler ve

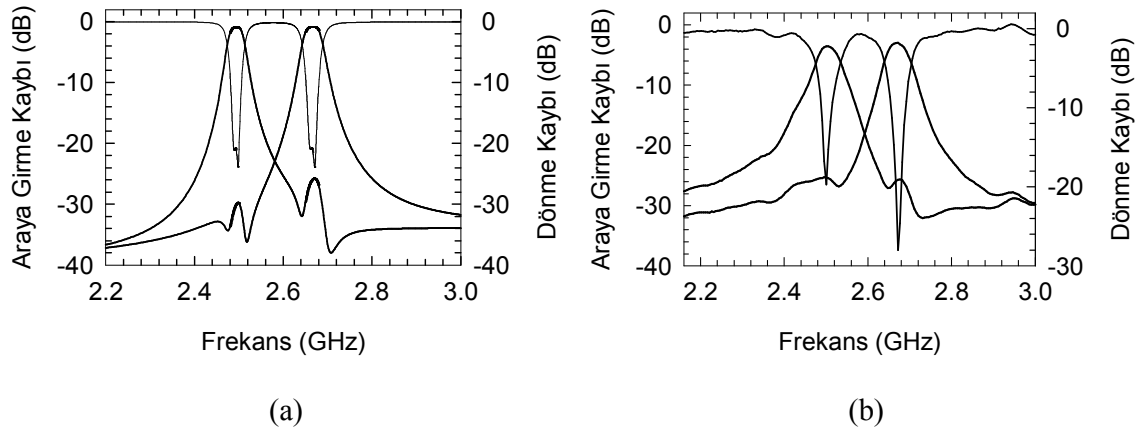
tablolardan da görülebileceği gibi gerek simülasyon gerekse deneysel çalışma sonuçları, tasarlanmış olan yapının iyi bir performansa sahip olduğunu göstermektedir.

Hatırlanacağı gibi bir önceki kısımda, iki rezonatörlü bir filtrede, besleme pozisyonlarının iki farklı durumu için eliptik ve lineer faz filtre cevabı elde edilebileceği gösterilmiş ve bu özellik kullanılarak, rezonatör boyutları ve kuplaj aralıklarında hiçbir değişiklik yapılmadan, iki adet filtre tasarımı yapılmıştı. Aynı şekilde yukarıda tasarımı anlatılan eliptik özelliğe sahip filtre yapısına alternatif olarak, lineer faz gecikmesi gerektiren uygulamalar için, lineer faz özelliğine sahip bir frekans çiftleyici tasarlanabilir. Buradan hareket edilerek gerçekleştirilmiş olan frekans çiftleyicinin geometrisi Şekil 4.15 de görülmektedir. Verilen yapı eliptik frekans çiftleyicinin çıkış beslemelerinin pozisyonu değiştirilerek (inset' de bu pozisyon değişimine dahil edilerek) gerçekleştirilmiş olup gerek rezonatör boyutları ve kuplaj aralıkları gerekse filtre yapıları arasındaki mesafede herhangi bir değişiklik yapılmamıştır. Kullanılan filtre yapıları eliptik frekans çiftleyici ile aynı olduğundan ve, yine birbirlerinin kuplajlarını etkilemeyecekleri için Şekil 4.3 de verilen kuplaj katsayısı eğrileri lineer faz frekans çiftleyici içinde geçerlidir.



Şekil 4.15 Tasarlanan lineer faz frekans çiftleyici geometrisi

Şekil 4.16 ve Tablo 4.8 de sırasıyla frekans çiftleyici yapısının meydana getirdiği simülasyon ve deneysel çalışma yoluyla ayrı ayrı elde edilmiş olan frekans cevapları ve bu cevaplardan elde edilmiş olan veriler görülmektedir. Tablo ve grafikler dikkate alındığında, tasarlanmış olan, lineer faz frekans çiftleyicinin, bir önceki yapıda olduğu gibi, iyi bir performansa sahip olduğu görülmektedir.



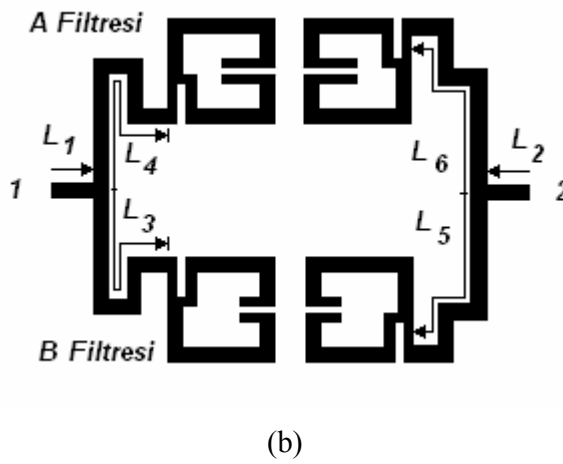
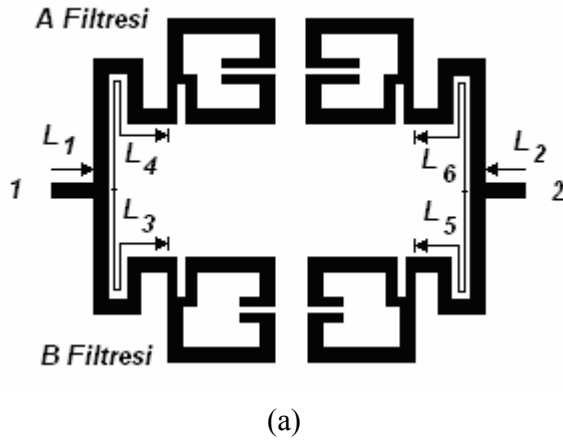
Şekil 4.16 Lineer faz frekans çiftleyici frekans cevabı. (a) simülasyon (b) deneysel ölçüm.

Tablo 4.8 Lineer faz frekans çiftleyici ölçüm sonuçları

<i>Simülasyon</i>		<i>Deneysel ölçüm</i>	
A Filtresi	B Filtresi	A Filtresi	B Filtresi
$f_0=2.494$ GHz	$f_0=2.667$ GHz	$f_0=2.5$ GHz	$f_0=2.67$
$I_L(f_0)=-21$ dB	$I_L(f_0)=-21.3$ dB	$I_L(f_0)=-3.7$ dB	$I_L(f_0)=-2.9$ dB
$R_L(f_0)=-0.923$ dB	$R_L(f_0)=-0.859$ dB	$R_L(f_0)=-20$ dB	$R_L(f_0)=-28$ dB
$BW=41$ MHz	$BW=47$ MHz	$BW=62$ MHz	$BW=63$ MHz
$Q=60.8$	$Q=53.1$	$Q=41$	$Q=42$

4.4 Yeni Çift Bant Filtre Yapıları

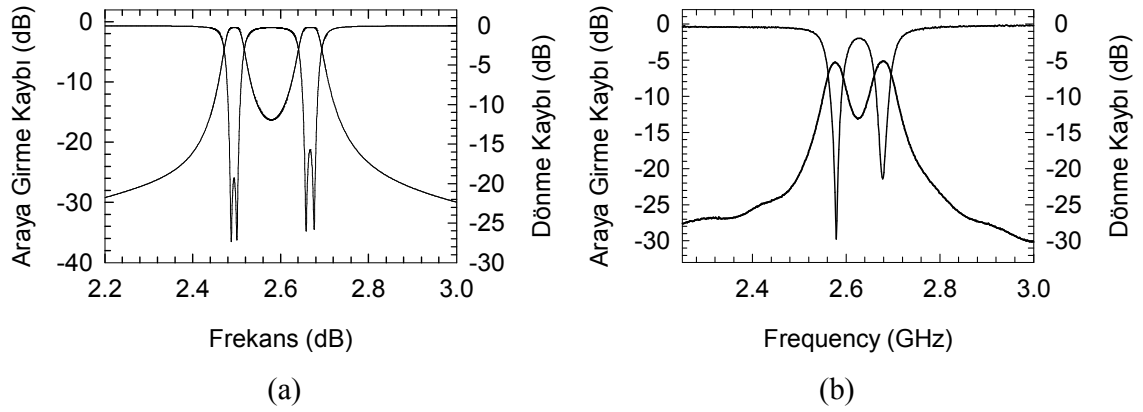
Bilindiği gibi iki adet farklı merkez frekansına sahip filtrenin direk olarak birlerine bağlanması yoluyla çift bant filtre gerçekleştirilebilir. Buradan hareketle tez çalışmasında ileri sürülen yeni açık halka rezonatör filtre yapıları kullanılarak merkez frekansları farklı olan iki filtrenin bir birlerine direk olarak bağlanması yoluyla çift bant bir filtre oluşturulması planlanmıştır. Şekil 4.17’de bu yolla gerçekleştirilmiş olan çift bant filtre yapılarının geometrileri görülmektedir. Filtreler, Şekil 4.17.(a)’da lineer faz geçme özellik oluşturacak şekilde, Şekil 4.17.(b)’de ise eliptik özellik oluşturacak şekilde düzenlenmiştir. Şekil 4.17.(b)’de görülen yapı, Şekil 4.17.(a)’daki yapının 2 kapısı tarafındaki filtrelerin kendi yatay simetri eksenlerinde döndürülmesiyle elde edilmiş olup, Şekiller üzerinde görülen, L_1 , L_2 , L_3 , L_4 , L_5 , L_6 uzunlukları her iki filtre yapısı içinde aynı olacak şekilde ayarlanmıştır. Tasarlanmış olan çift bant filtreler az önce tasarımı anlatılmış olan frekans çiftleyici yapılarıyla, aynı rezonatör boyutları ve kuplaj aralıklarına sahip olup filtreler arası mesafelerde aynıdır.



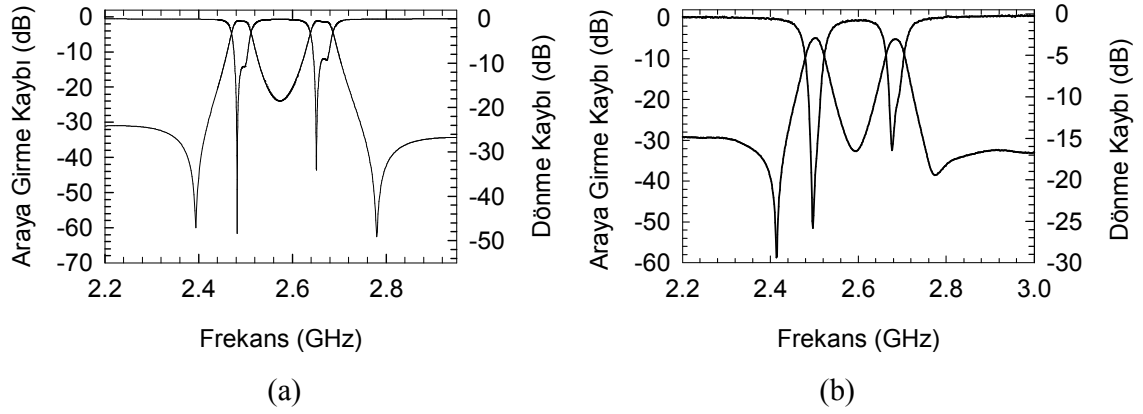
Şekil 4.17 Tasarlanan çift bant filtrelerin geometrileri (a) lineer faz çift band filtre (b) eliptik çift band filtre

Bir önce kısımda da bahsedildiği gibi, frekans cevabında oluşan modların araya girme kayıplarının eşit olması için filtrelerin girişi ve çıkışlarındaki besleme kollarının aynı karakteristiğe sahip olması gerekmektedir. Bu nedenle tasarlanan çift bant filtre yapıları için $L_4 = L_6 = 11.5$ mm, $L_3 = L_5 = 11.44$ mm olarak alınmıştır. 1 ve 2 kapılarındaki referans uzunluklar 2.5 mm olup, bütün besleme kolları 1mm genişlikte alınmıştır.

Şekil 4.18 ve Şekil 4.19’da sırasıyla, tasarlanmış olan lineer faz ve eliptik çift bant filtrelerin oluşturduğu frekans cevapları görülmektedir. Tablo 4.9 ve Tablo 4.10 da ise yine sırasıyla lineer faz ve eliptik geçme bantlarına sahip olan çift bant filtrelerin frekans cevaplarından okunan değerler verilemektedir.



Şekil 4.18 Lineer faz çift band filtre frekans cevabı (a) simülasyon (b) deneysel ölçüm



Şekil 4.19 Eliptik çift band filtre frekans cevabı (a) simülasyon (b) deneysel ölçüm

Tablo ve grafikler dikkate alındığında tasarlanmış olan filtrelerin, tasarım öncesinde de tahmin edildiği gibi yüksek araya girme kaybı göstermesine rağmen, iyi bir performansa sahip olduğu söylenebilir.

Tablo 4.9 Lineer faz çift band filtre ölçüm sonuçları

<i>Simülasyon</i>		<i>Deneysel ölçüm</i>	
A Filtresi	B Filtresi	A Filtresi	B Filtresi
$f_0=2.494 \text{ GHz}$	$f_0=2.667 \text{ GHz}$	$f_0=2.5 \text{ GHz}$	$f_0=2.68 \text{ GHz}$
$I_L(f_0)=-0.98 \text{ dB}$	$I_L(f_0)=-0.98 \text{ dB}$	$I_L(f_0)=-5 \text{ dB}$	$I_L(f_0)=-5.2 \text{ dB}$
$R_L(f_0)=-19.3 \text{ dB}$	$R_L(f_0)=-15.6 \text{ dB}$	$R_L(f_0)=-31 \text{ dB}$	$R_L(f_0)=-23 \text{ dB}$
$BW=42 \text{ MHz}$	$BW=50 \text{ MHz}$	$BW=36 \text{ MHz}$	$BW=38 \text{ MHz}$
$Q=59.4$	$Q=53.34$	$Q=71$	$Q=72$

Tablo 4.10 Eliptik çift band filtre ölçüm sonuçları

<i>Simülasyon</i>		<i>DeneySEL ölçüm</i>	
A Filtresi	B Filtresi	A Filtresi	B Filtresi
$f_0=2.494 \text{ GHz}$	$f_0=2.667 \text{ GHz}$	$f_0=2.58 \text{ GHz}$	$f_0=2.65 \text{ GHz}$
$I_L(f_0)=-1.27 \text{ dB}$	$I_L(f_0)=-1.41 \text{ dB}$	$I_L(f_0)=-5.3 \text{ dB}$	$I_L(f_0)=-5.13 \text{ dB}$
$R_L(f_0)=-10.8 \text{ dB}$	$R_L(f_0)=-9 \text{ dB}$	$R_L(f_0)=-30 \text{ dB}$	$R_L(f_0)=-21 \text{ dB}$
$BW=40 \text{ MHz}$	$BW=47 \text{ MHz}$	$BW=41 \text{ MHz}$	$BW=45 \text{ MHz}$
$Q=62.4$	$Q=56.8$	$Q=63$	$Q=59$

5. DEĞERLENDİRME VE SONUÇLAR

Tez çalışmasında yeni bir açık halka rezonatör yapısı ileri sürülüp, bu yapının geleneksel açık halka rezonatör yapılarına olan avantajları, kalite faktörlerinin karşılaştırılması yoluyla incelenmiş ve ileri sürülen yapının geleneksel yapıya göre daha yüksek performansa sahip olduğu ortaya konmuştur.

Daha sonra iki adet yeni rezonatör yapısı elektrik kuplajlama yoluyla bir araya getirilerek iki kutuplu açık halka rezonatör filtre yapısı oluşturulmuştur. İki kutuplu açık halka rezonatör filtrelerdeki besleme kollarının iki farklı pozisyonu için lineer faz ve eliptik faz üzere iki adet frekans cevabı elde edilmiş ve lineer faz filtre cevabı oluşturan yapı lineer faz filtre, eliptik filtre cevabı oluşturan yapıda eliptik filtre olarak isimlendirilmiştir. Söz konu filtreler gerek simülasyon gerekse deneysel çalışma olarak iyi sonuçlar vermektedir.

Tasarlanmış olan filtre yapıları kullanılarak bir frekans çiftleyici tasarlanması planlanmış, literatürde yer alan, gerçek frekans transmisyon sıfırlarının frekans çiftleyicilerde meydana getireceği avantajlar dikkate alınarak, eliptik filtre yapısı frekans çiftleyici tasarımında kullanılmıştır. Daha sonra bu yapı üzerinde sadece besleme kollarının pozisyonu değiştirilerek lineer faz frekans çiftleyici tasarlanmıştır. Her iki yapıda simülasyon ve deneysel uygulama yoluyla analiz edilmiş ve yüksek performansa sahip oldukları ortaya konmuştur.

Son olarak iki adet çift bant filtre yapısının tasarlanması planlanmış ve tasarlanmış olan eliptik filtre ve lineer faz filtre yapıları kullanılarak söz konusu uygulama gerçekleştirilmiştir. Tez çalışmasında sunulan frekans çiftleyici yapılarında, rezonatör boyut ve konumları aynen korunarak, sadece besleme pozisyon ve şeklinde değişiklik yapmak suretiyle çift bant filtre tasarımları gerçekleştirilmiştir. Deneysel çalışma sonucunda yapılan analizde tasarlanmış olan çift bant filtreler yüksek araya girme kaybı göstermiş buna rağmen kabul edilebilir bir filtre cevabı elde edilmiştir.

Dikkat edilecek olursa, tasarlanmış olan frekans çiftleyici ve çift bant filtre yapılarında kullanılan, merkezdeki dört adet, rezonatörün gerek pozisyonlarında gerekse konumlarında hiçbir değişiklik yapılmadan, sadece besleme pozisyonlarının boyut ve geometrilerinde değişiklik yapılarak tasarımlar gerçekleştirilmiştir.

İleri sürülen yeni açık halka rezonatör yapısı, geleneksel açık halka rezonatör için verilen teorik yaklaşımlarda isabet kaydedilememektedir. Bu sebeple yeni yapı için farklı bir teorik modellemenin gerçekleştirilmesi gerekmektedir.

KAYNAKLAR

- Chuang M.-L. (2005) Cascaded Dual Band Coupled Fed Microstrip Open Loop Filter. **Microwave and Optical Tech Letter**, 45(6):519-522
- Görür A., Karpuz C, Yılmaz A. and Şahin K. (2001) A study on resonance characteristics of a microstrip open loop resonator. **Microwave and Optical Tech Letter**, 31(3): 177-180
- Hong J.-S. and Lancaster M. J. (1995) Bandpass Characteristics of New Dual-Mode Square Loop Resonators. **Electronics Letters**, 31(11): 891–892.
- Hong J.-S. and Lancaster M. J. (1996) Couplings of Microstrip Square Open- Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters. **IEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, 44(12):2099-2109
- Hong J., Lancaster M. (2001) Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. **John Wiley & Sons Inc**, New York, 471s
- Hong J.-S. and Lancaster M. J. (2000) Design of Highly Selective Microstrip Bandpass Filters with a Single Pair of Attenuation Poles at Finite Frequencies. **IEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, 48(7):1098-1107
- Hsieh L.-H. and Chang K. (2000) Dual-Mode Elliptic-Function Bandpass Filter. Using One Single Patch Resonator without Coupling Gaps. **Electronics Letters** 36(24):2022-2023
- Hsieh L.-H. and Chang K (2001) Compact Size and Low Insertion Loss Chebyshev-Function Bandpass Filters Using Dual-Mode Patch Resonator. **Electronics Letters**, 37(17):1070-1071
- Hsieh L.-H. and Chang K. (2003) Tunable microstrip bandpass filters with two transmission zeros. **IEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, 51(2):520–525.
- Hsieh L.-H. and Chang K. (2005) New Microstrip Diplexer Using Open Loop Ring Resonators with Two Transmission Zeros. **Microwave and Optical Tech Letter**, 44(5):396-398
- Karpuz C. (2001) Mikrodalga Filtrelerinin Minyatürizasyonu İçin Yeni planar Düzenlerin Tasarımı., Doktora Tezi, **Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Kayseri, 102s
- Karpuz C. Görür A. Kaptan G. (2004) Mobil Haberleşme Sistemleri İçin Mikrodalga Dual Mod Planar Filtre Tasarımı”, **Bilgi Teknolojileri Sempozyumu**, Denizli
- Kuo J.-T., Maa M.-J. and Lu P.-H. (2000) A Microstrip Elliptic Function Filter with Compact Miniaturized Hairpin Resonators. **IEEE Microwave and Guided Wave Letters**, 10(3):94-95

- Kuo J.-T. and H.-S. Cheng (2004) Design of Quasi Elliptic Function Filters with a Dual-Passband Response. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, 14(10):472-474
- Lee S.-Y. and Tsai C.-M. (2000) New Cross Coupled Filter Design Using Improved Hairpin Resonators. **IEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, 48(12):2482-2490
- Levy R. (1976) Filters with Single Transmission Zeros at Real or Imaginary Frequencies. **IEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, 24(4):171-181
- Pozar M. D. (1990) Microwave Engineering, Addison-**Wesley**, Menlo Park, 1990.
- Wolf I. (1972) Microstrip Bandpass Filter Using Degenerate Modes of a Microstrip Ring Resonator. **Electronics Letters**, 8(12):302-303

ÖZGEÇMİŞ

1979'da İzmir de doğdu ilk orta ve lise öğrenimini İzmir de tamamladı. 2002 yılında Pamukkale Üniversitesi Elektrik-Elektronik mühendisliği bölümünden lisans diploması aldıktan sonra 2003 yılında yine aynı üniversitenin Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında Yüksek Lisans çalışmasına başladı. Halen özel sektörde çalışmakta olan Gökhan KAPTAN bekindir.

TEZ ÇALILMASINDAN YAYINLANAN MAKALE VE BİLDİRİLER

Karpuz C. Görür A. Kaptan G. (2004) Mobil Haberleşme Sistemleri İçin Mikrodalga Dual Mod Planar Filtre Tasarımı”, **Bilgi Teknolojileri Sempozyumu**, Denizli

Kaptan G. Karpuz C. (2006) Mikrodalga Entegre Devreler İçin Gerçel Ve sanal Sonlu Frekanslarda Bir Çift İletim Sıfırlı Çift Band Mikroşerit Filtre Tasarımı” **URSI 2004 Ankara**