

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

ÇOK KANALLI MİKROŞERİT BALUN-ÇİFTLEYİCİ
TASARIMI

Tezi Hazırlayan
Gizem AYAS

Tez Danışmanı
Prof. Dr. Ali Kürşad GÖRÜR

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Yüksek Lisans Tezi

Temmuz 2024

NEVŞEHİR

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

ÇOK KANALLI MİKROŞERİT BALUN-ÇİFTLEYİCİ
TASARIMI

Tezi Hazırlayan
Gizem AYAS

Tez Danışmanı
Prof. Dr. Ali Kürşad GÖRÜR

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Yüksek Lisans Tezi

Temmuz 2024

Prof. Dr. Ali Kürşad GÖRÜR danışmanlığında Gizem AYAS tarafından hazırlanan "**Çok Kanallı Mikroserit Balun-Çiftleyici Tasarımı**" başlıklı bu çalışma, jürimiz tarafından Nevşehir Hacı Bektaş Veli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında **Yüksek Lisans Tezi** olarak kabul edilmiştir.

16/07/2024

JÜRİ

Başkan : Doç. Dr. Suad Başbuğ

Üye : Prof. Dr. Ali Kürşad Görür

Üye : Prof. Dr. Ceyhun Karpuz

ONAY:

Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun.....tarih ve..... sayılı kararı ile onaylanmıştır.

.../.../2024

Prof. Dr. Cemal ÇARBOĞA
Enstitü Müdürü

TEZ BİLDİRİM SAYFASI

Tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada yer alan bütün bilgilerin bilimsel ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu ve bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

(İmza)

Gizem AYAS

TEŞEKKÜR

Tez çalıőmam boyunca bana yol gösteren ve hiçbir yardımı esirgemeyen, tanıdığım günden beri bana her konuda ışık tutan danışman hocam Sayın Prof. Dr. Ali Kürşad GÖRÜR'e,

Deneysel alıőmalar için laboratuvar imkânlarını kullanmama olanak sağlayan Niėde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'ne ve yardımlarından dolayı Arő. Gör. Engin DOğAN'a,

Tezimin gerçekleşmesinde 119E476 numaralı proje ile maddi destek sağlayan TÜBİTAK'a teşekkür ederim.

Tez çalıőmam boyunca bana her an destek olan aileme teşekkür ederim.

ÇOK KANALLI MİKROŞERİT BALUN-ÇİFTLEYİCİ TASARIMI (Yüksek Lisans Tezi)

Gizem AYAS

NEVŞEHİR HACI BEKTAŞ VELİ ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ
ENSTİTÜSÜ

Temmuz 2024

ÖZET

Bu tez çalışmasında çok modlu rezonatörler kullanılarak, dengesiz bir giriş sinyalini dengeli iki çıkış sinyaline çeviren çok kanallı mikroşerit balun-çiftleyici tasarımı sunulmaktadır. Tasarlanan devrenin giriş portundan gelen dengesiz sinyal, ikinci ve üçüncü çıkışlarda 1.8 ve 2.0 GHz merkez frekanslarında, dördüncü ve beşinci çıkışlarda ise 3.0 ve 3.45 GHz merkez frekanslarında 180^0 faz farkına sahip olacak şekilde dengeli sinyallere dönüştürülmektedir. Tasarlanan balun-çiftleyici iki farklı elektriksel uzunluktaki eş yönlü ayırık halka rezonatörler (EYHR) kullanılarak oluşturulmaktadır. Bu rezonatörler, iç içe yerleştirilmiş iki açık halka rezonatörden ve iç rezonatörün açık uçları arasına yerleştirilen interdijital kapasitörden oluşmakta ve iki rezonans frekansı üretebilmektedir. Her bir çıkışta özdeş rezonatörlerin birbirine kuplajlanmasıyla tüm bandlarda iki kutup elde edilebilmektedir. Faz farkının 180^0 elde edilebilmesi için, ikinci ve üçüncü çıkışlar ile dördüncü ve beşinci çıkışlar birbirine dönel simetrik olacak şekilde yerleştirilmektedir. Her bir çıkıştaki filtreleme işlemi için özdeş iki EYHR kullanılmakta, böylece toplamda 8 EYHR kullanılarak 1.8 GHz, 2.0 GHz, 3.0 GHz, 3.45 GHz merkez frekanslarında iki kutuplu 4 kapı elde edilmektedir. Tasarlanan balun-çiftleyicinin nihai boyutları elektromanyetik simülasyonlar sayesinde elde edilmiştir. Rogers RO4003C taban malzemesi üzerinde bir adet prototip üretilmiş ve ölçüm sonuçlarının simülasyonlarla uyum içerisinde olduğu gösterilmiştir. Tasarlanan dört kapılı balun-çiftleyici kayıp, izolasyon ve genlik/faz farkı performansı açısından modern haberleşme sistemlerinde kullanılabilecek düzeydedir.

Anahtar kelimeler: balun, çiftleyici, eş yönlü ayırık halka rezonatör

Tez Danışman: Prof. Dr. Ali Kürşad GÖRÜR

Sayfa Adeti: 65

**MULTI-CHANNEL MICROSTRIP BALUN-DIPLEXER DESIGN
(M. Sc. Thesis)**

Gizem AYAS

**NEVSEHIR HACI BEKTAS VELI UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES**

JULY 2024

ABSTRACT

In this thesis, a multi-channel microstrip balun-diplexer design that converts an unbalanced input signal into two balanced output signals is presented by using multi-mode resonators. The unbalanced signal coming from the input port of the designed circuit is converted into balanced signals with a phase difference of 180° at the center frequencies of 1.8 and 2.0 GHz at the second and third outputs, and at the center frequencies of 3.0 and 3.45 GHz at the fourth and fifth outputs. The designed balun-diplexer is constructed by using co-directional split ring resonators (CDSRR-EYAHR) with two different electrical lengths. These resonators consist of two open ring resonators placed inside each other and an interdigital capacitor placed between the open ends of the inner resonator and can produce two resonant frequencies. By coupling identical resonators to each other at each output, two poles can be obtained in all bands. In order to obtain a phase difference of 180° , the second and third outputs and the fourth and fifth outputs are placed rotationally symmetrically to each other. Two identical CDSRRs were used for the filtering process at each output, thus a total of 8 CDSRRs are used to obtain 4 bipolar channels at the center frequencies of 1.8 GHz, 2.0 GHz, 3.0 GHz, 3.45 GHz. The final dimensions of the designed balun-diplexer were obtained thanks to electromagnetic simulations. A prototype was manufactured on Rogers RO4003C substrate and the measurement results were shown to be in agreement with the simulations. The designed quad-channel balun-diplexer is at a level that can be used in modern communication systems in terms of loss, isolation and amplitude/phase difference performance.

Keywords: balun, diplexer, co-directional split ring resonator

Thesis Supervisor: Prof. Dr. Ali Kürşad GÖRÜR

Page Number: 65

İÇİNDEKİLER

TEZ BİLDİRİM SAYFASI	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	v
İÇİNDEKİLER	vi
TABLolar LİSTESİ.....	viii
ŞEKİLLER LİSTESİ	ix
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ	xi
1.BÖLÜM	
GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti.....	2
1.2 Tezin Amacı ve Önemi	11
2.BÖLÜM	
BALUN DEVRE YAPILARI.....	13
2.1 Güç Bölücü Devreler.....	14
2.2 Balun-Filtreler ve Balun-Çoklayıcılar.....	19
3.BÖLÜM	
EŞ YÖNLÜ AYRIK HALKA REZONATÖRLER.....	22
3.1 Eş Yönlü Ayrık Halka Rezonatör Analizi.....	22
3.2 Eş Yönlü Ayrık Halka Rezonatöre ait Frekans Cevapları	26
4.BÖLÜM	
BALUN-ÇİFTLEYİCİ TASARIMI.....	28
4.1 Tasarım Parametrelerinin İncelenmesi.....	35
5.BÖLÜM	
DENEYSEL ÇALIŞMALAR	49

6.BÖLÜM

SONUÇLAR VE ÖNERİLER	56
KAYNAKLAR	58
ÖZGEÇMİŞ	65



TABLULAR LİSTESİ

Tablo 4.1. Tasarlanan çok kapılı mikroşerit balun-çiftleyiciye ait boyutlar (Boyutlar mm cinsinden verilmiştir).....	30
--	----



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. Güç bölücü ve birleştiriciler. (a) Güç bölücü. (b) Güç birleştirme	14
Şekil 2.2. İki çıkışlı Wilkinson güç bölücü devresine ait eşdeğer devre modeli	17
Şekil 2.3. Balun filtrelerin blok şeması.....	20
Şekil 2.4. Balun çoklayıcıların blok şeması.....	21
Şekil 3.1. (a) EYHR'nin eşdeğer devresi, (b) çift mod yarı devre modeli, (c) tek mod yarı devre modeli	22
Şekil 3.2. Eş yönlü ayırık halka rezonatör devre tasarımı.....	27
Şekil 3.3. İnterdijital kapasitör yüklü eş yönlü ayırık halka rezonatör ve alternatif durumlarına ait Elektromanyetik Simülasyon sonuçları	27
Şekil 4.1. Tasarlanan çok kanallı mikroşerit balun-çiftleyici	30
Şekil 4.2. Tasarlanan çok kanallı mikroşerit balun-çiftleyicinin frekans cevabı.....	31
Şekil 4.3. Tasarlanan çok kapılı mikroşerit balun-çiftleyicinin izolasyon seviyesi.....	32
Şekil 4.4. Tasarlanan çok kanallı mikroşerit balun-çiftleyicinin kanalları arasındaki faz farkı (a) 1. frekans bandındaki faz farkı (b) 2. frekans bandındaki faz farkı (c) 3. frekans bandındaki faz farkı (d) 4. frekans bandındaki faz farkı.....	33
Şekil 4.5. Tasarlanan çok kanallı mikroşerit balun-çiftleyicinin kanalları arasındaki genlik farkı (a) 1. frekans bandındaki genlik farkı (b) 2. frekans bandındaki genlik farkı (c) 3. frekans bandındaki genlik farkı (d) 4. frekans bandındaki genlik farkı.....	34
Şekil 4.6. l_{F1} parametresine bağlı $ S_{11} $ grafiği.....	35
Şekil 4.7. l_{F4} parametresine bağlı $ S_{11} $ grafiği.....	36
Şekil 4.8. w_{F1} parametresine bağlı $ S_{11} $ grafiği.....	36
Şekil 4.9. w_{F2} parametresine bağlı $ S_{11} $ grafiği.....	37
Şekil 4.10. g_1 parametresinin frekans cevabına etkisi (a) $ S_{11} $ değişimi, (b) $ S_{21} $ ve $ S_{31} $ değişimi	38
Şekil 4.11. g_2 parametresinin frekans cevabı üzerine etkisi a) $ S_{11} $ değişimi, (b) $ S_{41} $ ve $ S_{51} $ değişimi.....	39
Şekil 4.12. w_{F3} parametresine bağlı $ S_{11} $ grafiği.....	40
Şekil 4.13. w_{F4} parametresine bağlı $ S_{11} $ grafiği.....	40
Şekil 4.14. l_{F2} parametresine bağlı frekans cevabı değişimleri (a) $ S_{11} $ değişimi, (b) $ S_{21} $ ve $ S_{31} $ değişimi	41

Şekil 4.15. l_{f3} parametresine bağlı frekans cevabı değişimleri (a) $ S_{11} $ değişimi, (b) $ S_{41} $ ve $ S_{51} $ değişimleri.....	42
Şekil 4.16. l_{int1} parametresine bağlı (a) $ S_{11} $ değişimi, (b) $ S_{21} $ ve $ S_{31} $ değişimi.....	43
Şekil 4.17. l_{int2} parametresine bağlı (a) $ S_{11} $ cevabı değişimi, (b) $ S_{41} $ ve $ S_{51} $ değişimleri	44
Şekil 4.18. l_3 parametresinin frekans cevapları üzerine etkileri (a) $ S_{11} $, (b) $ S_{21} $ ve $ S_{31} $ değişimi	45
Şekil 4.19. l_7 parametresine bağlı (a) $ S_{11} $ değişimi, (b) $ S_{41} $ ve $ S_{51} $ değişimleri.....	46
Şekil 4.20. l_{g1} parametresinin frekans cevapları üzerindeki etkisi (a) $ S_{11} $ değişimi, (b) $ S_{21} $ ve $ S_{31} $ değişimleri	47
Şekil 4.21. l_{g2} parametresine bağlı (a) $ S_{11} $ değişimi, (b) $ S_{41} $ değişimi.....	48
Şekil 5.1. İmal edilen çok kanallı mikroşerit balun-çiftleyici.....	49
Şekil 5.2. İmal edilen çok kanallı mikroşerit balun-çiftleyicinin ölçüm anına ait fotoğrafları.....	50
Şekil 5.3. İmal edilen devreye ait ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması, (a) birinci ve ikinci band için frekans cevapları, (b) üçüncü ve dördüncü band için frekans cevapları, (c) tüm kanalların yer aldığı geniş band frekans cevabı. ..	51
Şekil 5.4. İmal edilen devrenin ölçüm ve simülasyon sonuçlarına ait çıkış kapıları arasındaki band içi genlik ve faz farklarının karşılaştırılması, (a) birinci band içi genlik ve faz farkı, (b) ikinci band içi genlik ve faz farkı, (c) üçüncü band içi genlik ve faz farkı ve (d) dördüncü band içi genlik ve faz farkı	53
Şekil 5.5. İmal edilen devreye ait kapılar arası izolasyon seviyelerinin ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması, (a) ikinci ve dördüncü kapılar arası izolasyon seviyesi, (b) ikinci ve beşinci kapılar arası izolasyon seviyesi, (c) üçüncü ve dördüncü kapılar arası izolasyon seviyesi, (d) üçüncü ve beşinci kapılar arası izolasyon seviyesi	55

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

RF	Radyo frekansı
EYHR	Eş yönlü ayırık halka rezonatör
BGF	Band geçiren filtre
LTCC	Düşük sıcaklıkta beraber sinterlenen seramikler
$\lambda/4$	Çeyrek dalga boyu
$\lambda/2$	Yarım dalga boyu
İHR	İnterdijital hat rezonatörleri
ω	Açısal frekans,
c	Işık hızı
ϵ_{eff}	Etkin dielektrik sabiti

1.BÖLÜM

GİRİŞ

Son yıllarda yeni nesil haberleşme sistemlerindeki gelişmeler, çok fonksiyonlu radyo frekans (RF)/mikrodalga devrelere yönelik çalışmaları ön plana çıkarmaktadır. Bu kapsamda, bir haberleşme sisteminde birden fazla devrenin yapacağı görevi tek başına yapan devre türleri boyut ve performans açısından önemli avantajları da beraberinde getirmektedir. Söz konusu çok fonksiyonlu RF/mikrodalga devrelerin fonksiyonel özellikleri çok bantlılık, birden fazla görevi ihtiva edebilmeleri, ayarlanabilirlik ve yeniden yapılandırılabilirlik olarak göze çarpmaktadır. Bu kapsamda özellikle filtrelerin farklı devre türleriyle birleştirildiği çok fonksiyonlu devreler dikkat çekmektedir. Filtreleyen güç bölücüler, filtre-antenler (filtrenalar), balun-filtreler, filtreleyen güç yükselticileri gibi devreler bu tip çok fonksiyonlu devrelere örnek olarak gösterilebilir. Bu devreler arasında balun-filtrelere veya dengeleyici filtrelere, dengesiz bir sinyali eşit genliklere ve farklı fazlara sahip çıkışlara dönüştürebildiği için birçok haberleşme sisteminde ihtiyaç duyulmaktadır. Dengeleyici filtreler fark ve ortak mod sinyalleri üzerinden dengeleme işlevini gerçekleştirirken, balun-filtreler iki dengeli çıkışta 180° faz farkının elde edilebilmesine imkân vermektedir. Bir balun-filtre devresinde balun kısmı dengesiz bir sinyali aynı genlik ve farklı fazlara sahip iki dengeli çıkışa dönüştürürken, filtre kısmı ise istenilen frekans bantlarında sinyallerin iletilmesine veya durdurulmasına izin vermektedir. Balun-çiftleyiciler ise farklı RF sinyallerini birbirinden ayırmak veya birleştirmek için kullanılmaktadır. Bu bakımdan balun-çiftleyiciler mikrodalga haberleşme sistemlerinde önemli bir yere sahiptir. Balun-çiftleyiciler, 1 giriş ve 4 çıkış olmak üzere toplamda 5 kapıdan oluşurlar. Çıkış kapılarının ikisi 180° faz farkına sahip olup geleneksel çiftleyicinin esasında tek kapısına karşılık gelmektedir. Kalan iki kapı ise çiftleyicinin diğer kapısına karşılık gelir. Dolayısıyla balun-çiftleyiciler, giriş sinyalinin dengelenmesini gerçekleştirebilen ve birden fazla filtreyi içeren bir devre türüdür. Böylece birden fazla filtreye ihtiyaç duyulan işlem tek bir devre ile gerçekleştirilebilmektedir. Balun-çiftleyiciler, bu çok fonksiyon özelliğine bağlı olarak hem kompakt devre boyutu hem de yüksek performans sağlayabilmektedir. Ayrıca bu

devre türleri düşük maliyet, tasarım ve üretim kolaylığı gibi önemli üstünlüklere de sahiptirler. Çıkış kapıları arasında yüksek izolasyon, düşük araya girme kayıpları, düşük genlik farkı ve 180^0 faz farkları arzu edilen performans özellikleridir.

1.1 Literatür Özeti

Son yıllarda modern kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılmak üzere balun ve band geçiren filtreleme işlemini yapan devre tasarımlarındaki artış hız kazanmıştır. Bu kapsamda, literatürde RF/mikrodalga frekanslarda çalışan balun-filtre devre tasarımlarına ait birçok çalışma bulunmaktadır. Literatürdeki balun-filtre tasarımları ele alındığında, filtre kısmının tasarımı için birçok farklı yöntem kullanılmakta olduğu görülmektedir. Bilindiği gibi açık halka rezonatörler [1,4], saplama yüklü rezonatörler [5,9], çok modlu rezonatörler [10,15], çift modlu halka rezonatörler [16,19], ayırık halka rezonatörler [20,23] gibi birçok farklı yöntem başvurulmaktadır. Bu filtre türlerinin bazıları literatürde yer alan balun-filtrelerde de ele alınmış olup aşağıdaki paragraflarda her bir çalışma özelinde ayrı ayrı incelemeler yer almaktadır.

Jung ve Hwang'ın 2007 yılındaki çalışmasında, çift modlu halka rezonatör yapısını kullanarak bir girişli iki çıkışlı balun band geçiren filtre (BGF) tasarlanmıştır. Bu çalışmadaki rezonatörün her kenarında farklı karakteristik empedansa sahip iletim hatları kullanılmıştır. Tasarladıkları balun BGF, 2.45 GHz merkez frekansına, 40 MHz band genişliğine, 5.5 dB araya girme kaybına, 20 dB'nin üzerinde geri dönüş kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 5^{\circ}$ faz farkına sahiptir [24].

Tan ve arkadaşlarının 2012 yılındaki çalışmasında, kapasitif yüklü birleştirilmiş hatlara sahip balun band geçiren filtre tasarlanmıştır. Band geçiren filtrenin uçlarına, birleştirilmiş iki yarım dalga boyu rezonatör eklenerek durdurma bandındaki paraziti engelleyen iletim sıfırları kazandırılmıştır. Çalışmada, simetrik ve ters simetrik besleme yapılarını kullanarak filtre cevabında iki iletim sıfırı elde edilmiş ve filtreye iyi bir band dışı performans kazandırılmıştır. Önerilen balun BGF, %4 band genişliğine ve 2.4 GHz merkez frekansına, 5.77 dB araya girme kaybına, 26 dB'nin üzerinde geri dönüş kaybına ve çıkış kapıları arasında 179.9° faz farkına sahiptir [25].

Cheong ve arkadaşlarının 2011 yılındaki çalışmasında, kapasitif olarak yüklenmiş çift modlu kare halka rezonatör kullanan bir mikroşerit balun band geçiren filtre tasarlanmıştır. Çalışmada kullanılan kare halka rezonatör yapısı sayesinde kompakt boyut ve yüksek geri dönüş kaybı performansı sağlanmıştır. Tasarladıkları balun band geçiren filtre, 2.55 GHz merkez frekansına, %3.5 band genişliğine, 7.5 dB araya girme kaybına, 30 dB'nin üzerinde geri dönüş kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 5^{\circ}$ faz farkına sahiptir [26].

Kim ve arkadaşlarının 2018 yılındaki çalışmasında tasarlanan balun BGF'de çeyrek dalga boyuna sahip ($\lambda/4$) basamak empedans rezonatörler, açık devre yapılı yarım dalga boyuna sahip ($\lambda/2$) mikroşerit besleme hattına sahiptir. Bu rezonatörlerin birbirine ters şekilde bağlanmasıyla, balun BGF'nin iki çıkış kapısında yaklaşık aynı genlik ve 180° faz farkı seviyesi elde edilmiştir. Balun band geçiren filtre, %5 band genişliğine ve 2 GHz merkez frekansında 7.5 dB araya girme kaybına, 17 dB'nin üzerinde geri dönüş kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 3.5^{\circ}$ faz farkına sahiptir [27].

Görür'ün 2020 yılındaki çalışmasında, inter dijital kapasitör yüklü eş yönlü ayrık halka rezonatör (EYBHR) kullanılarak çift bandlı mikroşerit balun band geçiren filtre tasarlanmıştır. Kullanılan rezonatör, kuplajlı hat teorisi ile analiz edilmiş ve birbirinden bağımsız çift modlu filtre cevabı elde edilmiştir. Tasarlanan balun BGF, 1.59 GHz ve 1.92 GHz merkez frekanslarında 3 ± 1.49 dB ve 3 ± 1.44 dB araya girme kaybına, 10 dB'nin üzerinde geri dönüş kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 5^{\circ}$ faz farkına sahiptir [28].

Yeung ve Wu'nun 2007 yılında sundukları çalışmada, çift bandlı kuplajlı hat kullanarak balun BGF tasarlanmıştır. Geleneksel kuplajlı hat filtresi teorisine ve Marchand balun konfigürasyonuna dayanarak filtre tasarımı önermiştir. Bu devre yapısında çift band elde etmek için 4 tip kademeli empedans rezonatörleri kullanmışlardır. Tasarladıkları balun band geçiren filtre, 2.4 GHz ve 5.8 GHz merkez frekanslarında 10 dB'nin üzerinde geri dönüş kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 2^{\circ}$ faz farkına sahiptir [29].

Payak ve Khunteta 2016 yılındaki çalışmasında, H-şekilli rezonatörlere sahip mikroşerit balun band geçiren filtre sunmuştur. Çalışmada açık devre sonlandırılmış yarım dalga boyu mikroşerit iletim hattı ile çok modlu rezonatörler arasındaki uygun kuplaj sağlanıp

hem eşitlik dengesi performansı hem de geniş band filtreleme özelliklerine sahip balun BGF tasarlanmıştır. Tasarladıkları balun band geçiren filtre, 1 GHz merkez frekansında 25 dB geri dönüş kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 5^{\circ}$ faz farkına sahiptir [30].

Ye ve arkadaşlarının 2015 yılındaki çalışmasında, milimetre dalga sistemleri için TE_{102} - TE_{201} mod boşluğuna dayalı kompakt çift modlu balun band geçiren filtre sunulmuştur. Filtrede iki mod arasındaki çapraz bağlantı tarafından iki iletim sıfırı elde ederek frekans seçiciliğini iyileştirmişlerdir. Tasarladıkları balun band geçiren filtre, 29.2 GHz merkez frekansında 15 dB geri dönüş kaybına ve çıkış kapıları arasında $196^{\circ} \pm 5^{\circ}$ faz farkına sahiptir [31].

Huang ve arkadaşlarının 2016 yılındaki çalışmasında, mikroşerit çift modlu filtre tasarlanmıştır. Yapılan çalışmadaki devrenin çalışma prensibi, yarım dalga boyundaki ($\lambda/2$) açık devre iletim hattı üzerinde duran dalga modelinin analiziyle açıklanmıştır. Yarım dalga boyundaki açık devre iletim hattı ile çift modlu açık saplama yüklü rezonatörler arasına uygun kuplaj seçilerek düzlemsel tip çift modlu balun band geçiren filtre sunmuşlardır. Tasarladıkları balun band geçiren filtre, 2.0 GHz merkez frekansında 25 dB geri dönüş kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 5^{\circ}$ faz farkına sahiptir [32].

Cai ve arkadaşlarının 2016 yılındaki çalışmasında, geniş band mikroşerit balun band geçiren filtre tasarlanmıştır. Açık devre yarım dalga boyu mikroşerit iletim hattı boyunca gerilim dağılımı, duran dalga analiziyle açıklanmıştır. Sundukları devre yapısı, açık devre yarım dalga mikroşerit iletim hattı ve çok modlu rezonatörlerden oluşmuştur. Tasarladıkları balun band geçiren filtre, 1 GHz merkez frekansında %30 band genişliğine, 19 dB'nin üzerinde geri dönüş kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 5^{\circ}$ faz farkına sahiptir [33].

Wu ve arkadaşlarının 2008 yılında sundukları çalışmasında, simetrik dört kapılı balun band geçiren filtreyi üç kapılı bir devreye uygun şekilde dönüştürerek, yüksek seçiciliğe ve genişletilmiş durdurma bandına sahip bir balun band geçiren filtre tasarlanmıştır. Tasarladıkları balun-çiftleyici, 1.0 GHz ve 1.2 GHz merkez frekanslarında sırasıyla %10.5 ve %10.4 band genişliğine, -30 dB ve -40 dB izolasyon seviyesine sahiptir. Sunulan balun-çiftleyici tasarımı $45.8 \times 128.2 \text{ mm}^2$ devre boyutuna sahiptir [34].

Yue ve arkadaşları 2011 yılındaki çalışmasında, 90 nm CMOS teknolojisini kullanarak balun band geçiren filtreye sahip 60 GHz de çalışan Yagi anten tasarlanmıştır. Tasarladıkları devre, 57 GHz ile 64 GHz frekans aralığında 10 dB geri dönüş kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 5^{\circ}$ faz farkına sahiptir [35].

Özdemir ve arkadaşlarının 2019 yılındaki çalışmasında, merkez frekansı ayarlanabilir balun band geçiren filtre önerilmiştir. Sunulan devrede varaktör diyotlara sahip açık halka rezonatörler kullanılmıştır. Bu diyotların kapasitansındaki değişikliklere bağlı olarak rezonatörlerin merkez frekansı kontrol edilmektedir. Tasarladıkları balun BGF, 1.8 GHz ile 2.2 GHz frekans aralığında, çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 12^{\circ}$ faz farkı bulunmaktadır [36].

Kim ve arkadaşları 2009 yılındaki çalışmasında, WİMAX çift bandlı uygulamalar için çok katmanlı, düşük sıcaklıkta beraber sinterlenen seramikler (LTCC) ve ince katmanlı akustik dalga rezonatörü (FBAR) teknolojilerini kullanarak küçük boyutlu çiftleyici tasarımı ortaya koymuştur. Tasarlanan çiftleyicide FBAR filtresi ve LTCC balunu 5.8 GHz çalışma frekansında, 15.7 dB'den iyi geri dönüş kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 8^{\circ}$ faz farkına sahiptir [37].

Yeung ve arkadaşları 2008 yılındaki çalışmasında, çift bandlı balun-filtre ve dengeli çiftleyici sunmuştur. Tasarımlarında RF ön uçları için yeni bir mimari önerilmiştir. Bu sayede kompakt boyutlarda ve düşük maliyetlerde kullanılmasına olanak tanıdıklarını sunmuştur. Tasarladıkları devre, 2.4 GHz ile 5.8 GHz frekans aralığında 12 dB'den iyi geri dönüş kaybına ve -20 dB'den iyi izolasyon seviyesine sahiptir [38].

Yan ve arkadaşlarının 2017 yılındaki çalışmasında, yarım dalga boyunda üç eşit empedanslı mikroşerit rezonatörden oluşan balun-filtre önerilmiştir. Sundukları yaklaşımda izolasyon performansını arttırmak için çıkış rezonatörleri arasında bağlantı sağlamak için oyuk kullanılmıştır. Bu oyukla toprak arasına izolasyon direnci eklenmiştir. Tasarladıkları balun-filtrenin, 2.4 GHz merkez frekansında %2 band genişliği, 17 dB geri dönüş kaybına ve 4.7 dB araya girme kaybına ve -13.3 dB'den iyi izolasyon seviyesine sahiptir [39].

Chen ve arkadaşlarının 2017 yılındaki çalışmasında, yarım dalga boyuna sahip eşit empedanslı üç modlu mikroşerit yarık hat rezonatörlerinden oluşan geniş band band

geçiren filtre sunulmuştur. Bu rezonatör tipinin ortasına yerleştirilen iki farklı kısa devreli yarık hat çıkıntısından oluşmaktadır. 4 GHz merkez frekansında çalışan geniş bantlı balun-filtre, 10 dB geri dönüş kaybına ve 2 dB araya girme kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 8^{\circ}$ faz farkına sahiptir [40].

Qin ve Chen 2017 yılındaki çalışmasında, dielektrik rezonatörlere dayanan dengeli/balun-filtre sunmuştur. Dielektrik rezonatörler yüksek kalite faktörü, yüksek güç kapasitesi ve kararlı bir devre yapısına sahip olmaları bakımından tercih edilmiştir. Önerilen balun-filtre, 0.55 dB araya girme kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 1.1^{\circ}$ faz farkına sahiptir [41].

Tang ve Luo 2015 yılındaki çalışmasında, geniş durdurma bandına sahip düşük radyasyon kayıplı hibrit balun-filtresi tasarlanmıştır. Tasarlanan filtre, taban malzemeye entegre edilmiş toprak yapısına sahip kuplajlı mikroşerit rezonatörlerden oluşmaktadır. 3.08 GHz'de çalışan balun-filtre %45 band genişliğine, 0.6 dB araya girme kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 0.4^{\circ}$ faz farkına sahiptir [42].

Tang ve arkadaşları 2019 yılındaki çalışmasında, dördümlü filtreleme yanıtına sahip kompakt güç bölücü ve balun devresi tasarlanmıştır. Dördümlü filtreleme için çeyrek dalga boyuna sahip rezonatörler kullanmıştır. 2.5 GHz'de çalışan balun-filtre, %3.89 band genişliğine, 17 dB geri dönüş kaybına, 4.44 dB araya girme kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 5^{\circ}$ faz farkına sahiptir [43].

Xu ve arkadaşlarının 2017 yılında sundukları çalışmada, yüksek seçiciliğe sahip çift modlu balun band geçiren filtre önerilmiştir. Tasarlanan filtre yapısında iki farklı mikroşerit yarıkli rezonatör yaklaşımı kullanılmıştır. Balun işlevini yerine getirebilmek için mikroşerit yarıkli geçiş yapısı kullanılmıştır, daha sonra çift mod oluşturabilmek için iki adet eşit çift modlu saplama yüklü rezonatör eklenmiştir. Tasarladıkları balun-filtre, 2.78 GHz merkez frekansında %23.4 band genişliğine, 18 dB geri dönüş kaybına, 1.2 dB araya girme kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 5^{\circ}$ faz farkına sahiptir [44].

Ye ve arkadaşları 2017 yılındaki çalışmasında, seçicilik ve düşük araya girme kaybına sahip yüksek frekanslı balun-filtre tasarlanmıştır. Bu tasarımda üst üste çapraz bağlanmış yapı kullanılmıştır. Tasarladıkları balun-filtre, 2.45 GHz merkez frekansında %10 band

genişliğine, 20 dB geri dönüş kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 3.2^{\circ}$ faz farkına sahiptir [45].

Huang ve Chen'in 2011 yılındaki çalışmasında, hibrit yapıya sahip çift bandlı balun band geçiren filtre tasarlanmıştır. Önerilen yapıdaki mikroşerit ve CPW düzlemleri, iki bağlantı yolu aracılığıyla iki bandda ayrı ayrı kontrol edilebilmektedir. Tasarlanan çift bandlı balun BPF, 2.4 ve 5.4 GHz merkez frekanslarına, çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 1.65^{\circ}$ faz farkına ve $17.1 \times 21.8 \text{ mm}^2$ devre boyutuna sahiptir [46].

Chu ve Chen'in 2014 yılındaki çalışmasında, çift bandlı taban malzemeye entegre edilmiş, yüksek seçiciliğe sahip balun band geçiren filtre tasarlanmıştır. Bu tasarım için iki mekanizmaya dayanan yeni bir yöntem geliştirilmiştir. Bunlardan biri çıkış kapılarının uygun şekilde yerleştirilmesiyle, diğeri ise her geçiş bandından iletim sıfırlarını elde etmek için yüksek/düşük dereceli modların çapraz bağlanmasıyla elde edilmiştir. Tasarlanan çift bandlı balun BPF, 9.0 ve 9.8 GHz merkez frekanslarında çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 2^{\circ}$ faz farkına sahiptir [47].

Fang ve arkadaşlarının 2020 yılındaki çalışmasında, hibrit boşluklu mikroşerit yapıdaki çift modlu balun-filtresi tasarlanmıştır. Kullanılan boşluk, filtreleme yanıtını elde etmek için rezonatör gibi çalışmaktadır. Delikler ve boşluklar arasındaki bağlantı, tek ve çift bandlı balun-filtre analizi için kullanılmıştır. Tasarlanan filtre, 3.475 GHz merkez frekansında, %1.3 band genişliğine, 18 dB geri dönüş kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 0.2^{\circ}$ faz farkına sahiptir [48].

Zeng ve arkadaşlarının 2019 yılındaki çalışmasında, geniş banda ve yüksek seçiciliğe sahip T-hattı yüklü kısa devreli açık halka rezonatörü kullanarak çok modlu balun-filtre sunulmuştur. Giriş ve çıkış mikroşerit yarık-hat yapısı olarak sırasıyla τ -şekilli ve π -şekilli yapıya sahiptir. Tasarlanan filtre, 1.9 GHz ile 2.7 GHz ve 4.8 GHz ile 5.6 GHz frekanslarında sırasıyla %37 ve %20 band genişliğine, 1.1 dB ve 1.2 dB araya girme kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 3^{\circ}$ faz farkına sahiptir [49].

Huang ve arkadaşlarının 2011 yılındaki çalışmasında, çift bandlı rezonatörler kullanan LTCC balun band geçiren filtre önerilmiştir. Çift bandlı rezonatör yaklaşımıyla diferansiyel modda istenilen band geçirme yanıtı ve ortak modda band durdurma yanıtı elde edilmiştir. Tasarlanan çift bandlı balun BPF, 2.85 GHz merkez frekansında, %20

band genişliğine, çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 2.3^{\circ}$ faz farkına ve $3.45 \times 2.34 \text{ mm}^2$ devre boyutuna sahiptir [50].

Lin ve arkadaşlarının 2017 yılındaki çalışmasında tasarlanan mikroşerit balun-filtrede iki türlü kuplajlanmış rezonatörler, çift ve tek modlu devre topolojisini kullanmıştır. Tasarlanan devrenin dengeli kapı, 50Ω empedans ile sonlandırılmıştır. Tasarlanan balun-filtre, 1 GHz merkez frekansında, %13.3 band genişliğine, 13.59 dB geri dönüş kaybına, 1.37 dB araya girme kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 0.3^{\circ}$ faz farkına sahiptir [51].

Yang ve arkadaşlarının 2019 yılındaki çalışmasında, girişte yansıma olmayacak şekilde tasarlanmış çok katmanlı geniş band balun band geçiren filtre tasarlanmıştır. Sunulan yapıda iki katmanlı bir taban malzemesi üzerine entegre edilmiştir. Tasarlanan balun-filtre, 2 GHz merkez frekansında, %98.8 band genişliğine, 3.5 dB araya girme kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 1^{\circ}$ faz farkına sahiptir [52].

Li ve arkadaşlarının 2018 yılındaki çalışmasında, kompakt bir taban malzemesine entegre edilmiş dalga kılavuzu (SIW) balun-filtresi ve dengeli filtre sunulmuştur. Balun elektromanyetik alan topolojini kullanarak ikinci dereceden balun veya dengeli filtre için SIW boşluğunun gerekli olduğunu belirtmişlerdir. Tasarlanan balun-filtre, 8.9 GHz merkez frekansında, %4.03 band genişliğine, 1.59 dB araya girme kaybına ve $30 \times 30 \text{ mm}^2$ devre boyutuna sahiptir [53].

Sun ve Menzel 2011 yılındaki çalışmasında, çapraz yarıklı yama rezonatör kullanılarak çift modlu geniş band balun-filtresi sunmuştur. Bu yaklaşımda, çapraz yarıklı çiftleriyle oyulmuş tek bir yarıklı yüklü yama ve kademeli empedans açık saplama içermektedir. Yama rezonatör ile çift modlu karakteristiği elde edilmiştir. Tasarlanan çift bantlı balun BPF, 1.8 ve 3.48 GHz merkez frekanslarında sırasıyla 1.45 dB ve 4.9 dB araya girme kaybına, 20 dB ve 23.1 dB geri dönüş kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 5^{\circ}$ faz farkına sahiptir [54].

[24]-[54] numaralı referanslardaki balun-filtre tasarımları göz önünde bulundurulduğunda 6 GHz altı 5G, 4.5G, 4G-LTE haberleşme sistemleri, GSM, WiMAX gibi farklı sistemlerde kullanılacak birçok devreye rastlanmaktadır. Ancak çok fonksiyonlu haberleşme sistemlerinin gelişmesiyle birlikte ortaya çıkan çoklayıcı ihtiyaçlarına yönelik de farklı türlerde balun-çoklayıcılar çalışılmıştır [55]-[65].

Chen ve arkadaşlarının 2015 yılındaki çalışmasında, yüksek ortak mod bastırma ile frekans ayarlı balun-çiftleyici sunulmuştur [55]. Bu tasarım için geleneksel kuplajlı hat teorisine ve kıvrımlı açık halka rezonatörlerin konfigürasyonuna dayanan yapı kullanmışlardır. Tasarlanan balun-çiftleyicinin çalışma frekansları LTE (2.6 GHz) ve WLAN (5.2 GHz) olarak seçilerek tasarlanmıştır. Balun-çiftleyici, 2.6 GHz ve 5.2 GHz merkez frekanslarında sırasıyla %9.26 ve %5.73 band genişliğine, her iki band için de -40 dB'den iyi izolasyon seviyesine ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 4^{\circ}$ faz farkına sahiptir [55].

Prieto ve arkadaşlarının 2018 yılındaki çalışmasında, manyetik olarak kuplajlanmış mikroşerit rezonatörlere dayanan iki prototip balun-çiftleyici tasarlanmıştır. Tasarladıkları balun-çiftleyici, birinci prototip ve ikinci prototip sırasıyla 2.51 GHz ve 3.57 GHz, 2.49 GHz ve 2.98 GHz, merkez frekanslarında %7 ve %10-15 band genişliğine, -30 dB, -40 dB'den iyi izolasyon seviyesine sahiptir [56].

Wu ve arkadaşlarının 2015 yılındaki çalışmasında, hibrit mikroşerit ve yarık-hat rezonatör yapılarından oluşan geniş band ortak mod bastırma özelliklerine sahip balun-çiftleyici tasarımı sunmuşlardır. 1.92 GHz ve 2.45 GHz merkez frekanslarında çalışan balun-çiftleyici, iki balun band geçiren filtrenin bir T-bağlantı ile birleştirilmesi tasarlanmıştır. Tasarlanan balun-çiftleyici, -25.4 dB'den iyi izolasyon seviyesine sahiptir. Sunulan balun-çiftleyici tasarımı $78.3 \times 39.8 \text{ mm}^2$ devre boyutuna sahiptir [57].

Wong ve arkadaşları 2020 yılındaki çalışmasındaki balun tasarımlar, dengesizden dengesize, dengesizden dengeliye, dengeliden dengesize ve dengeliden dengeliye olmak üzere 4 gruba ayrılmıştır. Tasarladıkları balun-çiftleyici, 2.61 GHz ve 2.78 GHz merkez frekanslarında sırasıyla %1.1 ve %1.5 band genişliğine, her iki band için de -27 dB'den iyi izolasyon seviyesine sahiptir [58].

Zu ve arkadaşları 2017 yılındaki çalışmasında, ayarlanabilir düşük band geçişli balun üçleyici ortaya koymuştur. Verici/alıcı yükselticiler ve anten arasındaki tüm fonksiyonel anahtarlar, alçak geçiren ve band geçiren filtre, tek bir balun devresine entegre etmişlerdir. Önerdikleri anahtarlanabilir üçleyici, bağımsız olarak kontrol edilen sekiz çalışma moduna sahiptir. Tasarladıkları balun üçleyicinin, 0.85 GHz, 1.64 GHz, 1.70

GHz ve 2.14 GHz merkez frekanslarında çalışan, her band için de -20 dB'den iyi izolasyon seviyesine ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 5^{\circ}$ faz farkına sahiptir [59].

Xue ve arkadaşlarının 2011 yılındaki çalışmasında, saplama yüklü rezonatörlere dayalı iki balun-çiftleyici sunulmuştur. Balun-çiftleyiciler, çift yönlü olmalarının yanı sıra, diferansiyel bir anten ile diferansiyel alıcı ve verici arasında arayüz cihazı olarak kullanılmaktadır. Üç adet 50 Ω bağlantı noktasına sahip balun-filtresi, simetrik dört kapılı dengeli-dengeli band geçiren filtre olarak tanımlanmıştır. Tasarladıkları balun-çiftleyici, 1.84 GHz ve 2.45 GHz merkez frekanslarında sırasıyla %11.1 ve %9.3 band genişliğine ve her iki band için de -38 dB'den iyi izolasyon seviyesine sahiptir [60].

Lin ve arkadaşları 2010 yılındaki çalışmasında, yeni bir band geçiren çiftleyici ve anahtarlayıcı tasarımlarını sunmuşlardır. Tasarladıkları iki paralel bağlı band geçiren filtrenin doğrudan bağlantısı ile gerçekleştirilmiştir. Tasarladıkları balun-çiftleyici, 0.9 GHz ve 1.16 GHz merkez frekanslarında sırasıyla, her iki band için de -30 dB'den iyi izolasyon seviyesine ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 5^{\circ}$ faz farkına sahiptir [61].

Bao ve arkadaşları 2010 yılındaki çalışmasında, yarım dalga boyuna sahip açık halka rezonatörleri kullanarak, farklı çıkışlara sahip yeni bir mikroşerit çiftleyici sunulmuştur. Tasarladıkları balun-çiftleyici, 2.0 GHz ve 2.8 GHz merkez frekanslarında sırasıyla 4.8 dB ve 4.9 dB araya girme kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 4^{\circ}$ faz farkına sahiptir [62].

Chen ve arkadaşları 2014 yılındaki çalışmasında, yeni inter dijital hat rezonatörlerini (İHR'ler) kullanarak yeni bir kompakt balun-çiftleyici sunulmuştur. Önerilen İHR'nin devre boyutunu küçültmenin yanı sıra diferansiyel mod çalışma frekansında yüksek ortak mod sinyallerini bastırmayı da başarmışlardır. Simetrik kapılı dengeli band geçiren filtreyi, üç kapılı bir cihaza dönüştürerek inter dijital hat rezonatörlerini kullanarak yüksek seçiciliğe ve kompakt boyuta sahip bir balun band geçiren filtre elde etmişlerdir. Tasarladıkları balun-çiftleyici, 1.8 GHz ve 2.45 GHz merkez frekanslarına, -45 dB'den iyi izolasyon seviyesine ve $180^{\circ} \pm 1.8^{\circ}$ faz farkına sahiptir [63].

Huang ve arkadaşları 2016 yılındaki çalışmasında, saplama yüklü çift modlu rezonatörlere dayalı yeni bir mikroşerit balun-çiftleyici sunulmuştur. Önerilen balun-çiftleyici tasarımının temelinde iki balun-filtre kapı da tamamen bağımsız olarak

tasarlanmıştır. Tasarladıkları balun-çiftleyici, 2.3 GHz ve 2.72 GHz merkez frekanslarında sırasıyla %6.1 ve %5.8 band genişliğine, 20 dB'den geri dönüş kaybına ve çıkış kapıları arasında $180^{\circ} \pm 4.5^{\circ}$ faz farkına sahiptir [64].

Wen ve arkadaşları 2014 yılındaki çalışmasında, WLAN ve WiMAX'ın frekans bandı için tasarlanmış yüksek ortak mod bastırmalı ve diferansiyel mod izolasyonu sağlayan dengeli bir çiftleyici ve balun-çiftleyici sunulmaktadır. Dengeli çiftleyici devresi için ilk olarak kademeli yarıkli hat rezonatörleri kullanarak dengeli band geçiren filtreler tasarlanmıştır. T-bağlantısı ile iki band geçiren filtreyi daha sonra altı tek uçlu bağlantı noktasını, üç kapılı dengeli bir çiftleyici oluşturmak için birleştirilmiştir. Tasarladıkları balun-çiftleyici, 2.45 GHz ve 3.55 GHz merkez frekanslarında sırasıyla 1.95 dB ve 2.11 dB araya girme kaybına ve -38.7 dB'den iyi izolasyon seviyesine sahiptir [65].

Literatürdeki balun-çoklayıcılar ve dengeleyici-çoklayıcılar incelendiğinde genellikle çiftleyici ve üçleyici tasarımlarının olduğu görülmektedir. Bu bağlamda, kapı sayısının artırılmasına yönelik yapılabilecek çalışmalar literatüre önemli katkılar sunabilir.

1.2 Tezin Amacı ve Önemi

Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde, mikroşerit balun-çiftleyicilerin halen gelişime ihtiyaç duyan bir çalışma sahası olduğu görülmektedir. Özellikle çok kapılı olacak şekilde tasarlanacak bir balun-çiftleyici, dengeleme ve filtreleme performansının iyi olması halinde hem literatürde önemli bir yere sahip olabilecek, hem de çeşitli uygulamalarda kullanım alanı bulabilecektir.

Tez kapsamında her bir çıkış kapısında ikişer kapı olmak üzere toplamda dört kapılı balun-çiftleyici tasarlanması amaçlanmaktadır. Her bir kapının iki kutuptan oluşmasıyla yüksek seçiciliğin ve aynı zamanda çıkış kapıları arasında yüksek izolasyonun elde edilmesi hedeflenmektedir. Tasarlanacak balun-çiftleyicinin frekans bandlarının 1.8 GHz, 2 GHz, 3 GHz ve 3.5 GHz gibi özel haberleşme frekanslarında olması amaçlanmaktadır. Dolayısıyla, birbirine yakın frekanslarda elde edilebilecek 4 kapı sayesinde, tez kapsamında geliştirilen balun-çiftleyicinin literatürde önemli bir yere sahip olabileceği beklenmektedir. Bunun yanında, ilgili frekanslardaki araya girme kaybının 3 dB'nin altında olması, izolasyonun -30 dB'den daha düşük olması, simülasyonlardaki

genlik farkının 1 dB'den düşük olması ve dengeli kapılar arasındaki faz farkının $180^{\circ} \pm 1^{\circ}$ olması arzu edilen devre performanslarıdır.

Belirtilen amaçlar doğrultusunda, balun-çiftleyiciyi tasarlamak için, iç içe yerleştirilmiş iki açık halka rezonatörden oluşan, içteki rezonatörün açık uçları arasına inter dijital kapasitör ile yüklenen eş yönlü ayırık halka rezonatörler (EYHR) kullanılması planlanmıştır. Bu rezonatörlerin oluşturacağı rezonans frekansları, literatürdeki mevcut yaklaşımlardan hesaplanabilmektedir. Devrenin nihai boyutlarının belirlenmesi için elektromanyetik simülasyon kullanılması amaçlanmıştır. Simülasyon programında yapılacak optimizasyonlar ve parametre taramaları neticesinde elde edilecek en iyi performanslı tasarımın imalatı gerçekleştirilerek deneysel performansının test edilmesi planlanmıştır.

Tez yazım planı ise şu şekilde özetlenebilir: Bölüm 2'de balun devre yapılarına yönelik genel bilgilere yer verilmektedir. Öncelikle güç bölücü devrelerinin çalışma prensipleri genel hatlarıyla incelenmekte, daha sonra balun-filtreler, balun-çoklayıcılar ve bu devre yapılarına yönelik saçılma parametreleri anlatılmaktadır. Bölüm 3'te, çok modlu mikroşerit balun-çiftleyici tasarımına yönelik EYHR analizine yer verilmektedir. Zayıf kuplaj altında EYHR'nin rezonans özelliklerini incelemek için giriş ve çıkış kapıları ile EYHR arasına kapasitör eklenmektedir. EYHR'deki farklı kombinasyonların etkisini incelemek için ilk olarak rezonatörün inter dijital kapasitörünü kaldırarak, daha sonra devreden iç rezonatörü tamamen kaldırarak ve son olarak da devreden dıştaki rezonatörü kaldırarak devre yeniden simüle edilmektedir. Tasarlanan EYHR devresiyle iki rezonans frekansı elde edilebildiği gösterilmektedir. Bölüm 4'te çok modlu mikroşerit balun-çiftleyici performansını iyileştirmek için, tasarım parametreleri ayrıntılı bir şekilde incelenmektedir. Bölüm 5'te ise balun çiftleyiciye ait ölçüm sonuçlarını içeren deneysel çalışmalar yer almaktadır.

2.BÖLÜM

BALUN DEVRE YAPILARI

Modern RF/mikrodalga haberleşme sistemlerinde dengesiz sinyallerin dengeleme işlemini gerçekleştirmek için balun devrelere ihtiyaç duyulur. Balun devreler özellikle antenlerde, karıştırıcılarda veya haberleşme sistemlerinin farklı noktalarında bu amaçla kullanılırlar. Balunlar üç bağlantı noktasına sahip olup, bunlardan biri dengesiz bağlantı noktası (giriş) ve diğer ikisi dengeli bağlantı noktalarıdır (çıkış). Balun devrelerin en önemli performans kriteri, girişten aldığı sinyali dengeli çıkışlara eşit güçte bölebilmesi ve çıkışlar arasında 180° faz farkı oluşturabilmesidir. Bu nedenle balunlar esasında bir tür güç bölücü devresi olup, geleneksel güç bölücülerden farklı, çıkışlar arasındaki faz farkıdır. Haberleşme sistemlerindeki performans artırımına ve boyut azaltmaya yönelik çalışmalar neticesinde son yıllarda balunlarla filtreler tek devre olarak tasarlanabilmektedir. Bu tür devreler balun-filtre olarak adlandırılmaktadır. Bu devrelerin öne çıkan en önemli avantajları boyut açısından önemli ölçüde kompaktlık sağlamaları ve ucuz maliyetlere sahip olmalarıdır. Bunlarla birlikte kayıp açısından da oldukça tatminkâr performanslar sunabilmektedirler.

Yukarıda da belirtildiği üzere balunlar, güç bölücü devrelerle büyük ölçüde benzerlik göstermektedir. Bunun sebebi, Wilkinson güç bölücü [66], dirençli güç bölücü [67], yönlü kuplör [68] veya dörtgen hibrit kuplör devreleri [69] gibi güç bölücü ve kuplör türlerine benzer şekilde balun devrelerde de çıkış kapılarında eşit güç elde edilebilmesidir [67]. Güç bölücülerin aksine balun devreler, dengesiz çıkış kapıları arasında 180° faz farkına sahiptir. Bu durum Wilkinson güç bölücüde 0° , hibrit kuplörlerde ise 90° 'dir. Balunları güç bölücülerden ayıran en önemli özellik bu faz farkı seviyesidir. Çünkü güç bölücü devrelerde böyle bir faz farkının olmasına gerek olmayabilir

Bu bölümde öncelikle güç bölücü devrelere yönelik genel bir bakış yapılacaktır. Bu kapsamda en sık kullanılan güç bölücülerden biri olduğu için özellikle Wilkinson güç bölücüler incelenecek ve bu tip devrelerdeki S-parametreleri incelenecektir. Söz konusu S parametreleri, balun-filtreler ve balun-çoklayıcıların anlaşılmasında da kolaylık

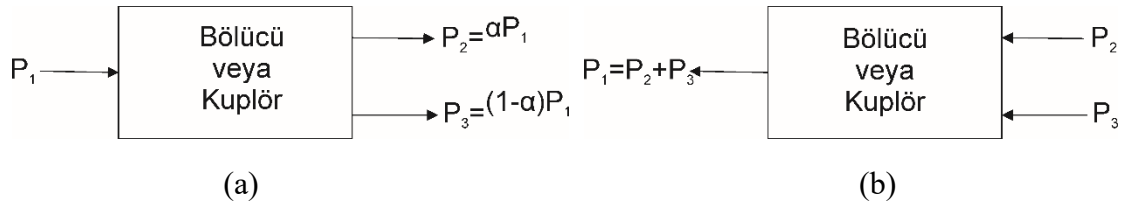
sağlaması yönünden önemlidir. Güç bölücülerin ardından balun-filtreler ve balun-çoklayıcılar S parametreleri baz alınarak açıklanacaktır.

2.1 Güç Bölücü Devreler

Mikroşerit güç bölücülerini, farklı tasarımlarda ve farklı güç bölme oranlarına sahip olacak şekilde tasarlanabilirler. Bu kapsamda giriş sinyali, arzu edilen bölme oranında çıkış kaplarına bölünebilir.

Mikroşerit güç bölücü devrelerin sıklıkla tercih edilmesinin nedenleri arasında düşük maliyet, kompakt boyut, hafiflik ve düşük araya girme kaybı özelliklerine sahip olması yer almaktadır. Bu sayede birçok uygulama için ideal bir seçim olarak öne çıkmaktadırlar. Uzaktan haberleşme sistemleri, radar sistemleri, RF devreler gibi güç dağıtımını gerektiren devreler/sistemlerde, sinyal bölme veya birleştirme işlevlerinde sıklıkla tercih edilmektedir.

Güç bölücüler ve yönlü kuplörler, mikrodalga sistemlerde güç bölme veya güç birleştirme için kullanılan pasif bileşenlerdir. Şekil 2.1.(a)'da gösterildiği gibi güç bölücü devresi giriş sinyalini, eşit veya daha düşük güçte çıkış sinyaline bölebilir. Bu durum tam tersi olduğu zaman, Şekil 2.1.(b)'de gösterildiği gibi iki veya daha fazla giriş sinyalini bir çıkış bağlantı noktasında birleştiren devrelere güç birleştirici devresi denir.



Şekil 2.1. Güç bölücü ve birleştiriciler. (a) Güç bölücü. (b) Güç birleştirme [67].

Birleştirici veya bölücü devreler üç kapılı, dört kapılı veya daha fazla kapıya sahip olacak şekilde tasarlanabilmektedir. Güç bölücüler çoğunlukla aynı çıkış sinyaline ve eşit güç bölme oranına (3 dB) sahip olurlar. Bunun yanı sıra eşit olmayan güç bölme oranlarına da sahip olabilirler. Bu özelliklerine bağlı olarak özellikle anten dizilerinde güç bölücü ve birleştirici devrelere yoğun bir ihtiyaç söz konusudur.

Mikroşerit güç bölücü devreler, farklı kullanım amaçlarına ve güç bölme oranlarına göre farklı tasarımlara sahip olmaktadır. Sıklıkla kullanılan güç bölücü devreler arasında, T bağlantılı, Wilkinson, dörtlü hibrid (Quadrature Hybrid), Rat-Race ve dal hatlı (branch line) güç bölücüleri yer almaktadır.

En basit güç bölücü türü olan T bağlantılı güç bölücüler, iki giriş ve bir çıkışlı üç bağlantı noktasına sahip devredir. Bu devrenin saçılma matrisi denklemleri için [67]'den yararlanılmaktadır. Üç bağlantılı bir devrenin saçılma matrisinin dokuz bağımsız parametresi vardır (2.1).

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{21} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Devre pasifse S parametrelerinin karşılıklı olması gerekir ve bu durumda devre simetrik olacaktır ($S_{ij} = S_{ji}$). Genellikle güç kaybını önlemek için kayıpsız ve simetrik olmalıdır.

Tüm kapıların uyumlu olması halinde $S_{ii} = 0$ olur ve devre karşılıklıysa (2.1)'in saçılma matrisi [67],

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.2a)$$

olarak ifade edilir. Devre kayıpsızsa [67],

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (2.3a)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \quad (2.3b)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \quad (2.3c)$$

$$S_{13}^* S_{23} = 0 \quad (2.3ç)$$

$$S_{23}^* S_{12} = 0 \quad (2.3d)$$

$$S_{12}^* S_{13} = 0 \quad (2.3e)$$

olarak ifade edilir.

Denklem (2.3ç)–(2.3e)'deki üç parametreden (S_{12} , S_{13} , S_{23}) en az ikisinin sıfır olması gerektiğinden, üç bağlantı noktalı bir devrenin aynı anda kayıpsız, karşılıklı ve tüm

kapılarının uyumlu olamayacağı anlamına gelir. Bu üç koşuldan herhangi biri ihmal edilirse bu devre tasarlanabilir [67].

Üç kapılı devre karşılıklı değilse, $S_{ij} = S_{ji}$ olur. Eşleşen üç kapılı bir devrenin saçılma matrisi [67],

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

olarak ifade edilir. Devre kayıpsızsa, $[S]$ bölünmez olmalıdır, bu da aşağıdaki koşulları gerektirir [67].

$$S_{31}^* S_{32} = 0 \quad (2.5a)$$

$$S_{21}^* S_{23} = 0 \quad (2.5b)$$

$$S_{12}^* S_{13} = 0 \quad (2.5c)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (2.5ç)$$

$$|S_{21}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \quad (2.5d)$$

$$|S_{31}|^2 + |S_{32}|^2 = 1 \quad (2.5e)$$

Bu denklemler iki koşuldan biriyle karşılanabilir.

$$S_{12} = S_{23} = S_{31} = 0, \quad S_{13} = S_{21} = S_{32} = 1 \quad (2.6a)$$

$$S_{12} = S_{23} = S_{31} = 1, \quad S_{13} = S_{21} = S_{32} = 0 \quad (2.6b)$$

Bu sonuçlar, $i \neq j$ için $S_{ij} \neq S_{ji}$ olduğunu gösterir; bu da devrenin karşılıklı olmaması gerektiğini ifade eder. Alternatif olarak, kayıpsız ve karşılıklı üç kapılı bir devrenin saçılma matrisi [67],

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

olarak yazılabilir. Kayıpsız olması için aşağıdaki bölünmezlik koşullarının karşılanması gerekir [67].

$$S_{13}^* S_{23} = 0 \quad (2.8a)$$

$$S_{12}^* S_{23} + S_{23}^* S_{33} = 0 \quad (2.8b)$$

$$S_{23}^* S_{12} + S_{33}^* S_{13} = 0 \quad (2.3c)$$

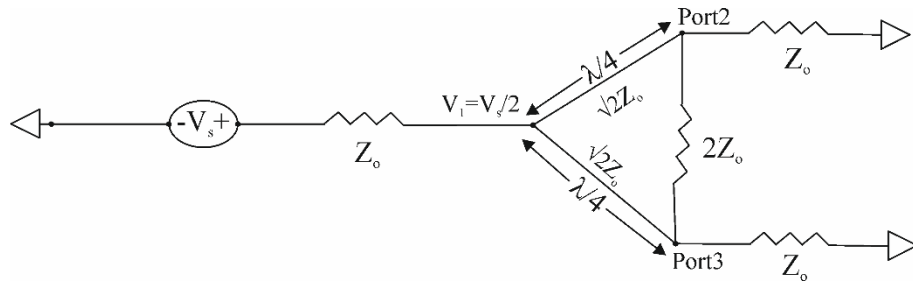
$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (2.8ç)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \quad (2.8d)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 + |S_{33}|^2 = 1 \quad (2.8e)$$

(2.8ç) ve (2.8d) denklemleri $|S_{13}|=|S_{23}|$ olduğunu gösterir, yani (2.8a) $S_{13} = S_{23} = 0$ olduğunu gösterir. O halde $|S_{12}|=|S_{33}| = 1$ 'dir. Son olarak, üç kapılı devrenin kayıplı olmasına izin verildiği takdirde devre karşılıklı olabilir ve tüm kapılar uyumlu hale getirilebilir. Bunun yanı sıra, kayıplı üç kapılı bir devre, çıkış kapıları arasında izolasyona sahip olacak şekilde de tasarlanabilir (Örneğin, $|S_{23}| = |S_{32}| = 0$) [67].

Wilkinson Güç Bölücü devresi, giriş sinyalini eşit güçte ve birbirinden izole edilmiş iki çıkışa bölebilir. Bunun için çeyrek dalga boyu uzunluğa sahip iki iletim hattı kullanılabilir ve bu iletim hatlarının arasına bir direnç yerleştirilerek çıkışlar arasında yüksek izolasyon başarılabilir. Şekil 2.2'de Wilkinson güç bölücü devresine ait geleneksel bir eşdeğer devre modeli gösterilmektedir. Bu model, iletim hattı teorisi ve devre teorisi yardımıyla analiz edilebilir.



Şekil 2.2. İki çıkışlı Wilkinson güç bölücü devresine ait eşdeğer devre modeli [67]

$$S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+} = \left(\frac{-jV_s}{2\sqrt{2}} \right) \frac{2}{V_s} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (2.9a)$$

$$S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = (0) \frac{2}{V_s} = 0 \quad (2.9b)$$

$$S_{32} = \frac{V_3^-}{V_2^+} = (0) \frac{2}{V_s} = 0 \quad (2.9c)$$

Wilkinson güç bölücü devresi simetrik olduğundan devreye ait S-parametreleri [67],

$$S_{13} = S_{12} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (2.10a)$$

$$S_{33} = S_{22} = 0 \quad (2.10b)$$

$$S_{23} = S_{32} = 0 \quad (2.10c)$$

olarak elde edilir. Ayrıca, Wilkinson güç bölücülerde, S-parametrelerinin karşılıklı olmasına bağlı olarak aşağıdaki formüller de yazılabilir [67].

$$S_{21} = S_{12} = \frac{-j}{2} \quad (2.11a)$$

$$S_{31} = S_{13} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (2.11b)$$

Uyumlu kaynağın $V_1^- = 0$ olması halinde saçılma matrisi aşağıdaki gibi hesaplanabilir [67].

$$V_1^+ = \frac{V_s}{2} \quad (2.12a)$$

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad (2.12b)$$

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-j}{\sqrt{2}} & \frac{-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.12c)$$

Wilkinson güç bölücülerin haricinde çeşitli kuplörler de güç bölme işlemleri için farklı uygulamalarda tercih edilmektedir. Dört porta sahip olan dörtlü hibrid (Quadrature Hibrid) bu devre türlerinden biri olup bu portların ikisi giriş, diğer ikisi de çıkış kapısıdır. Giriş sinyalleri, iki çıkış kapısında farklı fazlarda ve eşit güçlerde olacak şekilde bölünür. Hibrid devrelerde çıkış kapıları arasında 90° veya 180° faz farkı olmalıdır. Halka

bağlaştırıcı kuplörler de bir başka güç bölücü devre türüdür. Bu güç bölücü diğer güç bölücülere kıyasla daha karmaşık geometrik yapıda ve dairesel yapıda bir devre olduğundan daha hassas tasarlanmalıdır. Giriş sinyali, dairesel hatta dolaşarak çıkış kapılarına bölünür. Giriş sinyalini istenilen oranlarda iki veya daha fazla çıkışa bölme veya birleştirme amacıyla kullanılmaktadır. Ayrıca, bu bölücünün temel üstünlüklerinden biri de çıkış kapıları arasında yüksek izolasyon sağlamasıdır. Bir başka örnek olan dal hatlı güç kuplörler de birbirine paralel bağlı iletim hatlarından oluşmaktadır. Bu devrelerde giriş sinyali, çalışma frekansının dalga boyuna bağlı olarak çıkış kapılarına dağıtılır.

2.2 Balun-Filtreler ve Balun-Çoklayıcılar

Balunlar, Wilkinson güç bölücü, dirençli güç bölücü veya Quadrature hibrit kuplör gibi eşit güç çıkışlarına sahiptir. Ancak, belirtilen güç bölücü tiplerine ek olarak, çıkışlar arasında 180° 'lik faz farkı elde edilmesine imkân verirler. Marchand balunlar, bu tür balun devre yapılarına önemli bir örnek olup birçok uygulamada sıklıkla kullanılmaktadır. Ayrıca, bu tip balunlar literatürdeki ilk balun tasarımlarından olup dengesiz bir giriş sinyalini iki dengeli çıkış sinyaline dönüştürürler. 1 giriş ve 2 çıkış olmak üzere toplam 3 kapıdan oluşan bir balun devreye ait S-parametreleri 3×3 'lük bir matrise aşağıdaki gibi temsil edilebilirler.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & -\alpha \\ \alpha & 0 & \beta \\ -\alpha & \beta & 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Denklem (2.13)'ten görüldüğü üzere çıkışlar birbirine eşit güce sahip olmakla birlikte aralarında 180° faz farkı bulunmaktadır. Dolayısıyla $S_{21} = S_{12} = -S_{31} = -S_{13}$ ve $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$ şartları elde edilebilir. Diğer yandan, Denklem (2.13)'te çıkışlar arasındaki izolasyonun olmadığı ($S_{23} = S_{32} = \beta$) gözlenirse de, Wilkinson güç bölücü devrelerde olduğu gibi, çıkış kapıları arasına yerleştirilecek bir direnç vasıtasıyla izolasyonun artırılması mümkündür. Ancak tez kapsamında geliştirilecek balun-çiftleyicilerde bu durum göz önünde bulundurulmayacak, yani dengeli çıkışların birbirinden izole edilmesi üzerine bir tasarım ortaya konmayacaktır.



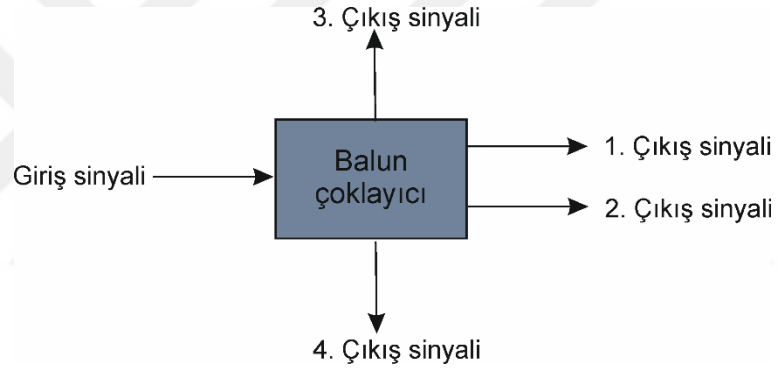
Şekil 2.3. Balun filtrelerin blok şeması

Balun çoklayıcılar, geniş bandlı anten sistemlerinde, sinyal yönlendirme ve frekans çoklama işlemlerinde, veri iletimi ve alımı için birden fazla frekans bandı kullanan haberleşme sistemlerinde, çeşitli frekans bandlarındaki sinyallerin işlenmesi için kullanılan radar sistemleri gibi birçok uygulamada kullanılabilir. Bu tür devreler, bir dengesiz sinyali birden fazla dengeli sinyale dönüştüren veya birden fazla dengeli sinyali bir dengesiz sinyale dönüştürmek için kullanılan devrelerdir. Balun çoklayıcılar, birden fazla frekans bandında çalışabilirler, bu da tek bir devrenin farklı frekans bandında kullanılmasına olanak tanır. Böylece özellikle sistem içerisinde boyut ve maliyetten tasarruf sağlanır ve kayıp açısından önemli ölçüde üstünlük sağlanabilir. Balun çoklayıcıların en önemli dezavantajı, tasarım esnasındaki karmaşıklığıdır. Çünkü iki farklı filtrenin balun devresiyle entegre edilmesi suretiyle tasarlanması gerekliliği, özellikle uyumlama açısından oldukça güç olabilir, hatta bazı durumlarda mümkün de olmayabilir.

Bir balun-çoklayıcıda bir girişli ve her bir kapı için iki adet de çıkış yer alacaktır. Örneğin şekil 2.4'te blok şeması verilen balun-çiftleyici devre bir giriş ve dört çıkıştan oluşacağı için toplamda beş kapılı bir devredir. Klasik bir çiftleyici ile karşılaştırıldığında, aslında her bir çıkış kapısının iki kapıyla temsil edildiği düşünülebilir. Bir başka deyişle, ikinci ve üçüncü çıkış kapılarının klasik çiftleyicideki çıkış kapılarından birini temsil ettiği düşünülebilir. Bu kapıların dengeli olması için balun-filtre devrelerinde olduğu gibi kapılar arasında 180° 'lik faz farkı olması arzu edilir. Aynı durum dördüncü ve beşinci kapılar için de geçerlidir. Yani dördüncü ve beşinci kapılar, klasik bir çiftleyicideki üçüncü çıkış kapısına karşılık gelmekte olup yine bu kapılar arasında 180° 'lik faz farkı olması arzu edilir. Bunların yanında, klasik bir çiftleyicide çıkışlar arasındaki izolasyonun balun-çiftleyicide de olması arzu edilir. Bu kapsamda ikinci ve üçüncü kapı ile dördüncü ve beşinci kapıların birbirinden bağımsız olarak elde edilmesi, yani aralarında yüksek izolasyon olması istenir. Bu özelliklere sahip balun-çoklayıcı devresine ait saçılma matrisi 5×5 boyutunda olup, bu devreye ait S-parametreleri,

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & -\alpha & \beta & -\beta \\ \alpha & 0 & \theta & 0 & 0 \\ -\alpha & \theta & 0 & 0 & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 & \omega \\ -\beta & 0 & 0 & \omega & 0 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

olarak yazılabilir. Burada $S_{21} = S_{12} = -S_{31} = -S_{13}$ ve $S_{41} = S_{14} = -S_{51} = -S_{15}$ olarak elde edilmesi balun karakteristiği için gerekli durumlardır. Diğer yandan, çıkışların uyumlu olması, yani $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = S_{55} = 0$ olması arzu edilir. Denklem (2.14)'te görüldüğü gibi dengeli çıkış kapılarının birbirinden izole olması, bir başka deyişle $S_{24} = S_{42} = S_{25} = S_{52} = S_{34} = S_{43} = S_{35} = S_{53} = 0$ olması arzu edilir. Dengeli çıkış kapılarının birbirinden izole edilmesi devre ve sistem performansını olumlu yönden etkileyecek olsa da, elzem değildir.



Şekil 2.4. Balun çoklayıcıların blok şeması

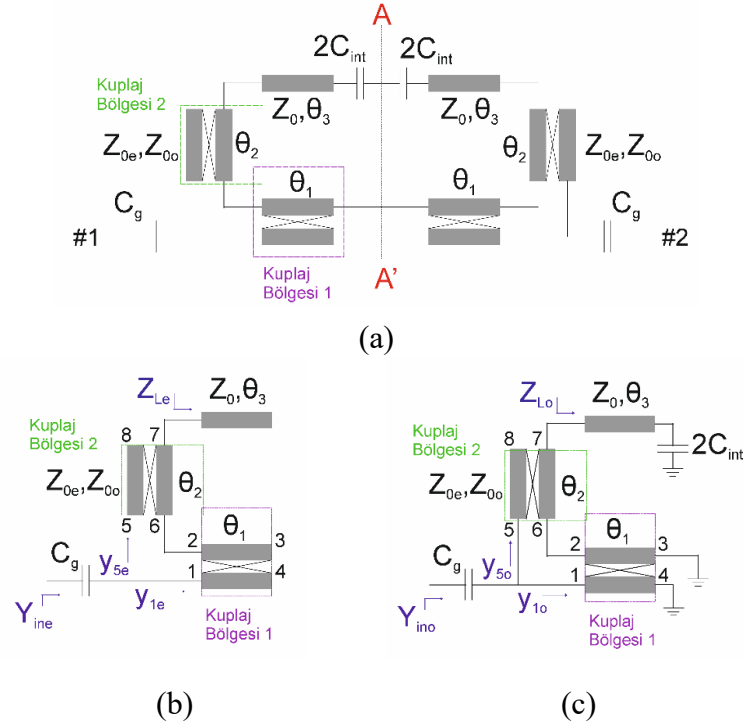
3.BÖLÜM

EŞ YÖNLÜ AYRIK HALKA REZONATÖRLER

Tez kapsamında tasarlanan çok kanallı balun-çiftleyicide birden fazla geçme bandının elde edilebilmesi için interdijital kapasitör yüklü eş yönlü ayrik halka rezonatörler (EYHR) kullanılmaktadır. Bu rezonatör türleri çift rezonans karakteristiği sergilemesi açısından çok bantlı filtre tasarımlarında tercih edilebilmektedir.

3.1 Eş Yönlü Ayrik Halka Rezonatör Analizi

Bu bölümde çift-tek mod analizi kullanılarak interdijital kapasitör yüklü EYHR analizi sunulmaktadır. Tasarımda kullanılan rezonatör iç içe geçmiş açık halka rezonatörlerden oluşmakta ve bu rezonatörlerin açık uçları aynı yöne bakmaktadır. Ayrıca iç açık halka rezonatörün açık uçları arasına interdijital kapasitör yüklenmektedir. EYHR'nin eş değer devre modelleri Şekil 3.1'de gösterilmektedir [28]. EYHR'nin rezonans özelliklerini zayıf kuplaj altında incelemek için giriş ve çıkış kapıları ile EYHR arasına kapasitör eklenmiştir.



Şekil 3.1. (a) EYHR'nin eşdeğer devresi, (b) çift mod yarı devre modeli, (c) tek mod yarı devre modeli [28]

Şekil 3.1(a)'da zayıf kuplaj altındaki tüm eşdeğer devre modeli gösterilirken, Şekil 3.1(b) ve Şekil 3.1(c)'de ise sırasıyla çift ve tek mod yarı devre modelleri gösterilmektedir. Bilindiği gibi, çift mod eşdeğer devre modeli, devrenin simetri eksenine manyetik duvar yerleştirilerek ortaya çıkarılmaktadır. Tek mod eşdeğer devre modeliyse simetri eksenine elektrik duvar yerleştirilerek bulunabilir. Bu durumda şekillerden de görüleceği üzere C_{int} kapasitörü sadece tek mod eşdeğer devre modelinde hesaba katılmakta, yani frekans cevabını etkilememektedir. Dolayısıyla bu kapasitörün bir rezonans oluşturacağı bu eşdeğer devre modellerine bakıldığında doğrudan gözlenebilmektedir. Dikkat edileceği üzere eşdeğer devre modelinde iki kuplajlı bölüm mevcut olup bu bölümler birbirine bağlantılıdır. Esasında bu kuplajlı bölümler iç ve dış açık halka rezonatörlerin birbiri arasındaki kuplajı temsil etmektedir. Bu kuplajlı bölümlere ait kapı empedansları çift ve tek mod karakteristik empedansları (Z_{0e} ve Z_{0o}) kullanılarak aşağıdaki gibi yazılabilir [67].

$$Z_{11}^n = Z_{22}^n = Z_{33}^n = Z_{44}^n = \frac{-j}{2} (Z_{0e} + Z_{0o}) \cot(\theta_n) \quad (3.1a)$$

$$Z_{12}^n = Z_{21}^n = Z_{34}^n = Z_{43}^n = \frac{-j}{2} (Z_{0e} - Z_{0o}) \cot(\theta_n) \quad (3.1b)$$

$$Z_{13}^n = Z_{31}^n = Z_{24}^n = Z_{42}^n = \frac{-j}{2} (Z_{0e} - Z_{0o}) \csc(\theta_n) \quad (3.1c)$$

$$Z_{14}^n = Z_{41}^n = Z_{23}^n = Z_{32}^n = \frac{-j}{2} (Z_{0e} + Z_{0o}) \csc(\theta_n) \quad (3.1ç)$$

Denklem (3.1)'de n üst indisi ilgili kuplajlı bölümü göstermektedir. Ayrıca, kapı numaraları da Şekil 3.1(b) ve (c)'de verilmiştir. 1-4 kapıları 1. kuplajlı bölümü, 5-8 kapıları ise 2. kuplajlı bölümü temsil etmektedir. θ_n elektriksel uzunluğu da ilgili kuplajlı bölüme ait elektriksel uzunluk olup $\theta_n = \frac{\omega \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} l_n$ formülüyle hesaplanabilir. Burada ω , ϵ_{eff} , c ve l sırasıyla açısal frekans, etkin dielektrik sabiti (çift/tek modlar için farklı olup geometrik ortalamalarıyla bulunabilir), ışık hızı ve iletim hattının fiziksel uzunluğunu göstermektedir. Şekil 3.1.(b) ve Şekil 3.1.(c)'de yer alan çift ve tek mod yarı devre modellerinin giriş empedansları/admittansları bulunarak tasarlanan rezonatörün zayıf kuplaj altındaki frekans davranışı gözlenebilir. Bu frekans davranışı, balun-çiftleyici tasarımındaki filtrelerin ortaya konması açısından başlangıç noktasıdır. Her iki moddaki

eşdeğer yarı devre modeli için giriş admittansı benzer şekilde hesaplanabilir. Bu kapsamda öncelikle birinci ve beşinci noktalardan görülen admittansların bulunması gerekir [28].

$$y_{1e} = y_{1o} = \frac{I_1}{V_1} \quad (3.2a)$$

$$y_{5e} + y_{5o} = \frac{I_5}{V_5} \quad (3.2b)$$

Şekil 3.1(b)'deki çift mod eşdeğer devre modelini analiz edebilmek için öncelikle bütün kapılardaki akım-gerilim değerlerinin göz önünde bulundurulması gerekir. Bu kapsamda $V_1 = V_5$, $V_2 = V_6$, $I_2 = -I_6$, $I_3 = I_4 = I_8 = 0$ ve $V_7 = -I_7 Z_{Le}$ olduğu görülmektedir. Böylece çift mod yarı devre modelinin giriş admittansı [28],

$$Y_{ine} = \left(\frac{1}{y_{1e} + y_{5e}} + \frac{1}{j\omega C_g} \right)^{-1} \quad (3.3)$$

olarak yazılabilir. Çift mod yarı devre modelinde yer alan giriş admittansındaki y_{1e} ve y_{5e} , aşağıdaki formül setiyle ifade edilebilir [28].

$$y_{1e} = \frac{D}{DZ_{11}^a + CZ_{12}^b} \quad (3.4a)$$

$$y_{5e} = \frac{EZ_{Lx}}{[Z_{Lx}(EZ_{11}^b + BZ_{11}^a Z_{12}^b) - AZ_{Lx}Z_{12}^a Z_{12}^b + Z_{13}^b Z_{14}^b (AZ_{12}^a - BZ_{11}^a) - E(Z_{14}^b)^2]} \quad (3.4b)$$

$$Z_{Le} = -jZ_0 \cot(\theta_3) \quad (3.4c)$$

$$Z_{Lx} = Z_{Le} + Z_{11}^b \quad (3.4ç)$$

$$A = Z_{11}^b Z_{Lx} - (Z_{13}^b)^2 \quad (3.4d)$$

$$B = Z_{12}^b Z_{Lx} - Z_{13}^b Z_{14}^b \quad (3.4e)$$

$$C = Z_{Lx} Z_{13}^b (Z_{11}^a Z_{14}^b - Z_{12}^a Z_{13}^b) \quad (3.4f)$$

$$D = Z_{Lx} \left[Z_{13}^b (Z_{11}^a + Z_{11}^b) (Z_{13}^b - Z_{14}^b) + (Z_{14}^b)^2 (Z_{11}^b - Z_{12}^b) \right] - (Z_{Lx})^2 (Z_{11}^a + Z_{11}^b) (Z_{11}^b - Z_{12}^b) - Z_{13}^b (Z_{14}^b)^2 (Z_{13}^b - Z_{14}^b) \quad (3.4g)$$

$$E = Z_{12}^a Z_{Lx} (Z_{12}^a + Z_{12}^b) - Z_{12}^a Z_{13}^b Z_{14}^b - Z_{11}^a Z_{Lx} (Z_{11}^a + Z_{11}^b) + Z_{11}^b (Z_{14}^b)^2 \quad (3.4ğ)$$

Şekil 3.1.(c)'de gösterilen tek mod yarı devre modeli için de çift mod uyarımdakine benzer yaklaşım izlenmelidir. Bu doğrultuda, $V_1 = V_5$, $V_2 = V_6$, $I_2 = -I_6$, $V_3 = V_4 = 0$,

$I_8 = 0$ ve $V_7 = -I_7 Z_{Lo}$ olarak ifade edilebilir. Tek mod yarı devre modelinin giriş admittansı [28],

$$Y_{ino} = \left(\frac{1}{y_{1o} + y_{5o}} + \frac{1}{j\omega C_g} \right)^{-1} \quad (3.5)$$

olarak ifade edilir. Bu denklemdeki y_{1o} ve y_{5o} ifadeleri aşağıdaki denklem setinde olduğu gibi ifade edilebilir [28].

$$y_{1o} = \left(\frac{A2M3 - A3M1}{M2M3 - M1M4} B2 + A2 \right)^{-1} \quad (3.6a)$$

$$y_{5o} = \frac{A3M2 - A2M4}{A2M2M3 - A2M1M4 - A3B2M1 + A2B2M3} \quad (3.6b)$$

$$Z_{Lo} = Z_0 \frac{Z_{Ci} + jZ_0 \tan \theta_3}{Z_1 + jZ_{Cint} \tan \theta_3} \quad (3.6c)$$

$$Z_{Ly} = Z_{Lo} + Z_{11}^b \quad (3.6ç)$$

$$B2 = Z_{12}^a - Z_{13}^a \sec(\theta_1) \quad (3.6d)$$

$$B3 = Z_{11}^a - Z_{14}^a \sec(\theta_1) \quad (3.6e)$$

$$A2 = \frac{Z_{11}^a Z_{12}^a - Z_{13}^a Z_{14}^a}{Z_{12}^a} \quad (3.6f)$$

$$A3 = \frac{(Z_{12}^a)^2 - (Z_{13}^a)^2}{Z_{12}^a} \quad (3.6g)$$

$$M1 = \frac{Z_{11}^b Z_{Ly} - (Z_{13}^b)^2}{Z_{Ly}} \quad (3.6ğ)$$

$$M2 = \frac{Z_{13}^b Z_{14}^b}{Z_{Ly}} - B2 - Z_{12}^b \quad (3.6h)$$

$$M3 = \frac{Z_{12}^b Z_{Ly} - Z_{13}^b Z_{14}^b}{Z_{Ly}} \quad (3.6i)$$

$$M4 = \frac{(Z_{14}^b)^2 - Z_{11}^b Z_{Ly}}{Z_{Ly}} - B3 \quad (3.6i)$$

Burada Z_{Cint} , kapasitörün açık uçları arasındaki empedanstır. Çift ve tek mod yarı devre modellerinin rezonans koşulları [28],

$$Im(Y_{ine}) = 0 \quad (3.7a)$$

$$Im(Y_{ino}) = 0 \quad (3.7b)$$

şeklinde ifade edilir. Bu denklemlerin nümerik çözümlerinden rezonans frekansları tayin edilebilir. Devrenin iletim ve yansıma karakteristiğini içeren frekans cevabı, çift-tek mod giriş admittansları kullanılarak aşağıdaki formüllerle hesaplanabilir [67].

$$S_{21} = \frac{Y_0(Y_{ine}-Y_{ino})}{(Y_0+Y_{ine})(Y_0+Y_{ino})} \quad (3.8a)$$

$$S_{11} = \frac{Y_{ine}Y_{ino}-Y_0^2}{(Y_0+Y_{ine})(Y_0+Y_{ino})} \quad (3.8b)$$

Bu denklemlerdeki Y_0 ifadesi giriş kapısındaki karakteristik empedansı temsil etmektedir.

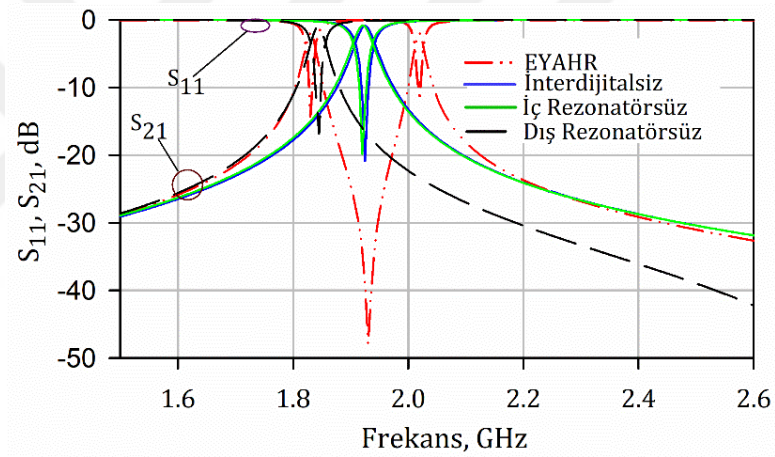
3.2 Eş Yönlü Ayırık Halka Rezonatöre ait Frekans Cevapları

Önceki bölümde ele alınan teorik yaklaşım neticesinde öncelikle rezonatörün uzunlukları ve kapasitör değerleri tespit edilmelidir. Bu uzunluklar daha sonra arzu edilen frekanslarda balun-çiftleyici tasarlamak için elektromanyetik simülatörde ele alınmalıdır. EYAHR yapısı, bir önceki bölümde de anlatıldığı üzere iç içe olacak şekilde yerleştirilmiş iki açık halka rezonatörden meydana gelmektedir. İç açık halka rezonatör, iki rezonans davranışının sergilenebilmesi adına interdijital kapasitör ile yüklenmiştir. Bu tasarım, çift rezonans frekansı davranışının yanı sıra aralarında bir de iletim sıfırına imkân vermektedir. Hem iletim sıfırının varlığı hem de rezonatörün doğasına bağlı olarak yüksek seçicilik sağlanabilmektedir. EYAHR'nin rezonans frekansları, interdijital kapasitörlerdeki değişikliklere ve dış rezonatörün elektriksel uzunluklarındaki değişimlere bağlı olarak kontrol edilmektedir. Önerilen EYAHR içeren devre tasarımı Şekil 3.2'de gösterilmektedir. Devre tasarımında bağıl dielektrik sabiti 3.55 ve kalınlığı 0.813 mm olan Rogers R04003C taban malzemesi kullanılmıştır. İç içe geçmiş iki rezonatörün etkisini görmek için, ilk olarak rezonatörün interdijital kapasitörünü kaldırarak, daha sonra devreden iç rezonatörü tamamen kaldırarak ve son olarak da devreden dıştaki rezonatörü kaldırarak devre simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Böylece EYAHR'deki farklı kombinasyonların frekans cevabı üzerine etkisi incelenmiştir.



Şekil 3.2. Eş yönlü ayırık halka rezonatör devre tasarımı

Şekil 3.3'te EYAHR'nin interdijitalsiz, iç rezonatörsüz ve dış rezonatörsüz olacak şekilde gerçekleştirilen simülasyon sonuçlarına ait frekans cevapları verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere, halka rezonatörün interdijital kapasitörü kaldırıldığında çift rezonans frekansının oluşmadığı gözlenmektedir. Bunun yanında iki mod arasında bir de iletim sıfırı elde edilmektedir. Bu da her iki bandın birbirinden iyi şekilde izole edilebildiğini göstermektedir.



Şekil 3.3. İnterdijital kapasitör yüklü eş yönlü ayırık halka rezonatör ve alternatif durumlarına ait Elektromanyetik Simülasyon sonuçları

4.BÖLÜM

BALUN-ÇİFTLEYİCİ TASARIMI

Bu bölümde önerilen çok kanallı mikroserit balun-çiftleyici tasarımına yönelik çalışmalar yer almaktadır. Bu kapsamda, öncelikle her iki kapı için yaklaşık rezonatör boyutlarının önceki bölümde sunulan analize dayalı olarak ortaya konması gerekmektedir. Daha sonra bu rezonatörler farklı çıkışlara kuplajlanarak balun-çiftleyici tasarımı gerçekleştirilebilir. Bu kapsamda, balun-çiftleyiciye yönelik topoloji Şekil 4.1’de olduğu gibi oluşturulabilir. Dikkat edileceği üzere, ikinci ve üçüncü kapılara ikişer adet özdeş EYAHR kuplajlanmış ve bu kapılar birbirine göre dönel simetrik biçimde yerleştirilmiştir. Bu yerleşimin sebebi her iki kapıda eşit gücün ve 180^0 faz farkının elde edilebilmesi adınadır. EYAHR’deki iç açık halka rezonatörün açık uçlarına çift band elde edebilmek amacıyla inter dijital kapasitör yerleştirilmiştir. Benzer tasarım yaklaşımı, dördüncü ve beşinci kapılar için de kullanılmıştır. Ancak bu kapılarda elde edilmesi planlanan bandlar daha üst frekanslarda olduğundan bu kapılara kuplajlanan rezonatörlerin boyutlarının daha küçük olduğu Şekil 4.1’den görülebilir. Bu konfigürasyon nihai devre formunda olup tasarım prosedürü aşağıda maddeler halinde izah edilmiştir.

1. Öncelikle arzu edilen frekanslar için inter dijital kapasitör yüklü EYAHR boyutları elde edilmelidir. Bunun için önceki bölümde verilen matematiksel yaklaşımdan yararlanılabilir. Bu kapsamda, toplamda dört kapı elde etmek için iki farklı EYAHR boyutunun tespiti gereklidir. Bu boyutlar başlangıç boyutları olup, elektromanyetik simülasyonların sonrasında değişecektir.
2. Başlangıç boyutları belirlenmiş özdeş iki rezonatör birbirine kuplajlanmalıdır. Bunun için Şekil 4.1’deki gibi yatayda kaymış biçimde yerleştirilebilir.
3. Rezonatörler giriş ve çıkış kapılarına besleme hatlarıyla kuplajlanmalıdır. Bunun için her bir rezonatörün bir kenarı tamamen kuplajlanabilir.

4. Giriş kapısındaki besleme hattı iki farklı empedansa sahip olacak şekilde belirlenebilir. Bunun nedeni, farklı elektriksel uzunluktaki rezonatörler için farklı kuplaj seviyelerine olan ihtiyaçtır.

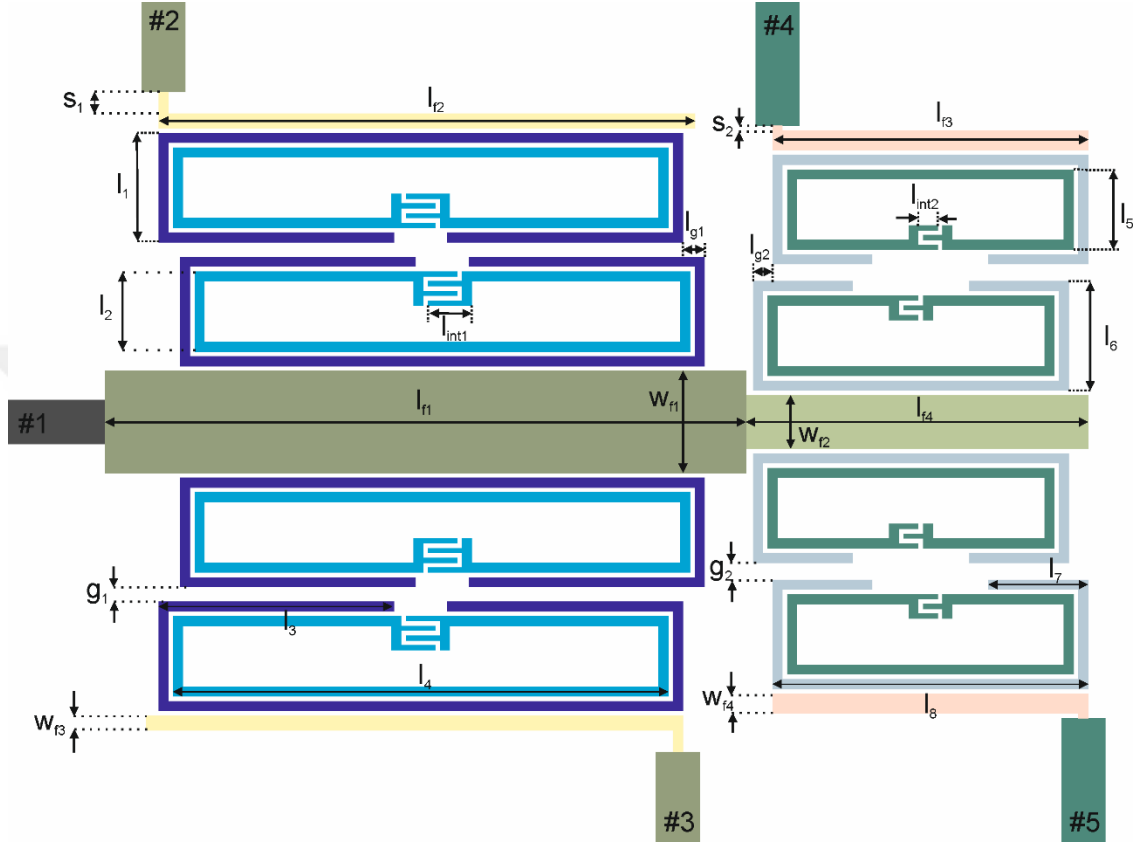
5. İlk 4 madde sonucunda ortaya çıkan topoloji elektromanyetik simülasyon programı kullanılarak optimize edilmelidir. Bir başka deyişle, devrenin uyumlandırma işlemi simülasyonlar vasıtasıyla gerçekleştirilmelidir. Tez kapsamında tüm simülasyonlar Sonnet Tam Dalga Elektromanyetik Simülasyon kullanılarak gerçekleştirilmiştir [70]. İlgili programda tüm parametrelerin belirlenerek optimize edilmesi çok uzun zaman alabilir, hatta boyutların fazla olmasına bağlı olarak mümkün de olmayabilir. Bu nedenle parametre tarama yöntemleriyle nihai boyutlar tespit edilebilir.

Yukarıda açıklanan tasarım prosedüründe de belirtildiği üzere balun-çiftleyicinin performansını iyileştirmek için, tasarım parametreleri ayrıntılı bir şekilde incelenmiştir. Bu parametre taramaları tasarımda önemli rol oynamaktadır. Çünkü her bir parametrenin frekans cevabına etkisinin anlaşılmasıyla arzu edilen frekans cevaplarının elde edilmesi kolaylaşacaktır. Bu doğrultuda besleme hatlarının uzunlukları ve şerit genişlikleri, rezonatör boyutları, interdijital kapasitörlere ait uzunluklar ve parmak sayısı, rezonatörler arası kuplaj boşlukları, giriş kapısına ait besleme hattının şerit genişlikleri ve uzunlukları incelenen tasarım parametreleridir. Bu tasarım parametreleri incelenirken frekans cevabına ulaşılması hedeflenen performans kriterleri ise aşağıda maddeler halinde verilmiştir.

1. Geçme bandlarının her birinde araya girme kaybının en kötü 3+3 dB olarak edilmesi. Buradaki 6 dB'nin içerisindeki 3 dB hali hazırda güç bölme işleminden kaynaklanmaktadır.
2. Geri dönüş kaybının band içerisinde kutuplar arasında veya band ortasında 15 dB'den iyi elde edilmesi.
3. Faz farkının $180^{\pm 10}$ olarak elde edilmesi.
4. Genlik farkının 0.1 dB içinde elde edilmesi.

Tasarlanan devrede yüksekliği 0.813 mm olan, 3.55 bağıl dielektrik sabitine ve 0.0027 tanjant kaybına sahip Rogers 4003C taban malzemesi kullanılmıştır. Şekil 4.1'de

tasarlanan çok kanallı mikroşerit balun-çiftleyici yapısının ayrıntılı boyutlandırması gösterilmiştir. Tablo 4.1’de ise parametre taramaları neticesinde tasarlanmış ve Şekil 4.1’de verilen balun-çiftleyicinin nihai boyut bilgileri verilmiştir.



Şekil 4.1. Tasarlanan çok kanallı mikroşerit balun-çiftleyici

Tablo 4.1. Tasarlanan çok kapılı mikroşerit balun-çiftleyiciye ait boyutlar (Boyutlar mm cinsinden verilmiştir)

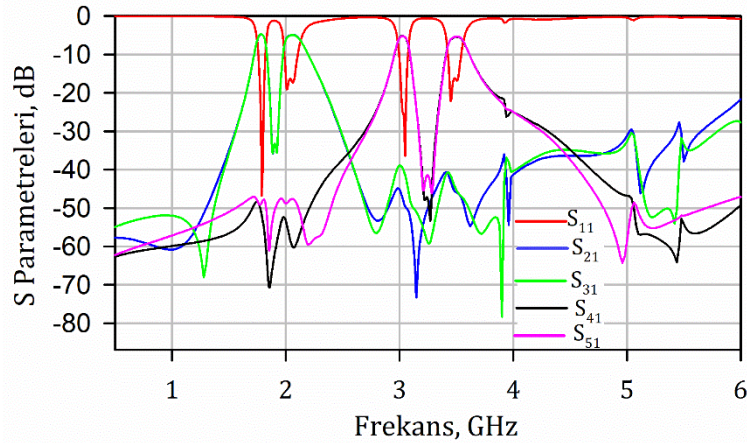
w_{f1}	w_{f2}	w_{f3}	w_{f4}	s_1	s_2	g_1	g_2	l_{g1}	l_{g2}	l_{int1}	l_{int2}
4.2	2.2	0.6	0.8	0.9	0.2	0.6	0.7	0.9	0.8	1.4	0.8
l_{f1}	l_{f2}	l_{f3}	l_{f4}	l_1	l_2	l_3	l_4	l_5	l_6	l_7	l_8
26.4	22.1	13	14.1	4.5	3.3	9.7	20.4	3.3	4.5	4.1	13

Balun-çiftleyici tasarımında 8 adet eş yönlü ayrık halka rezonatör kullanılarak 4 kapı elde edilmiştir. Kullanılan rezonatör modeli iki rezonans frekansına izin vermekte ve özdeş kullanımlara bağlı olarak da her bir kapıda iki kutup oluşumu sağlanabilmektedir. Balun tasarımı için her iki çıkış kapısına kuplajlanmış EYHR’ler birbiriyle aynı elektrik

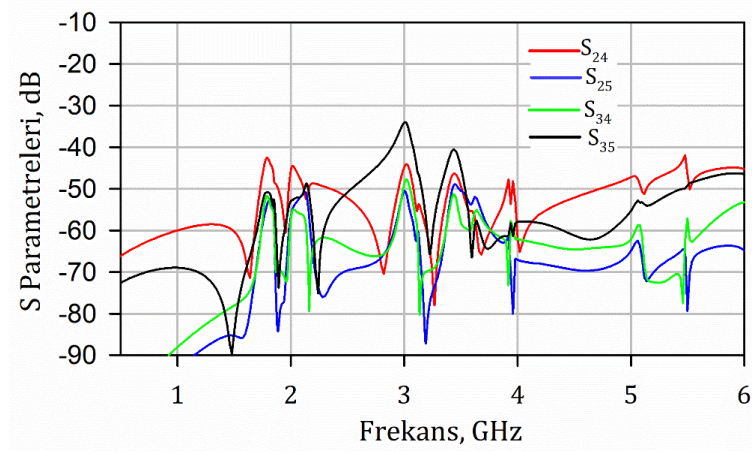
uzunluğa sahiptir. Tasarımda 2-3 ve 4-5 ile belirtilen kapılar, ortak çıkış kapılarıdır. Bu kapılar arasındaki genlik farkı 0.1 dB'den daha iyi ve faz farkı $180^\circ \pm 2^\circ$ 'dir. Bilindiği üzere geri dönüş kaybının 10 dB'den iyi elde edildiği frekans bölgesi balun-çiftleyicinin çalışma bandı olarak kabul edilmektedir. Ayrıca yine çalışma bandı içerisinde araya girme kaybı da 3 ± 3 dB'nin altında olmalıdır.

Simülasyon sonuçlarında kapılardaki minimum araya girme kayıpları band numaralarına göre sırasıyla 4.7 dB, 4.92 dB, 5.2 dB ve 5.4 dB'dir. 3 dB hali hazırda güç bölme işleminden kaynaklandığı için elde edilen araya girme kaybı seviyeleri 2.4 dB'den daha iyidir. Band içindeki geri dönüş kayıpları sırasıyla 42.36 dB, 16.36 dB, 25.28 dB ve 16.19 dB'dir. Bu değerler, her bir bandda kutuplar arasındaki geri dönüş kaybı seviyesidir. İzolasyon seviyesi ise tüm kapılarda -33.99 dB'den daha iyi elde edilmiştir. Tasarlanan balun çiftleyicinin kapılarına ait merkez frekansları sırasıyla 1.8 GHz, 2.0 GHz, 3.0 GHz, 3.45 GHz' dir.

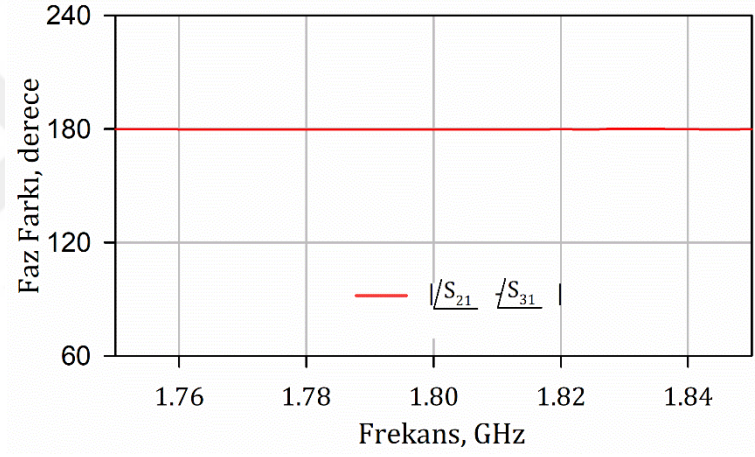
EYHR kullanılarak tasarlanan balun-çiftleyiciye ait araya girme kayıpları ve geri dönüş kayıpları Şekil 4.2' de gösterilmiştir. Kapılara ait izolasyon sonuçları ise Şekil 4.3'te gösterilmiştir. 2-3 ve 4-5 ile belirtilen kapılar arasındaki faz farkı Şekil 4.4'te, genlik farkı ise Şekil 4.5'te gösterilmiştir.



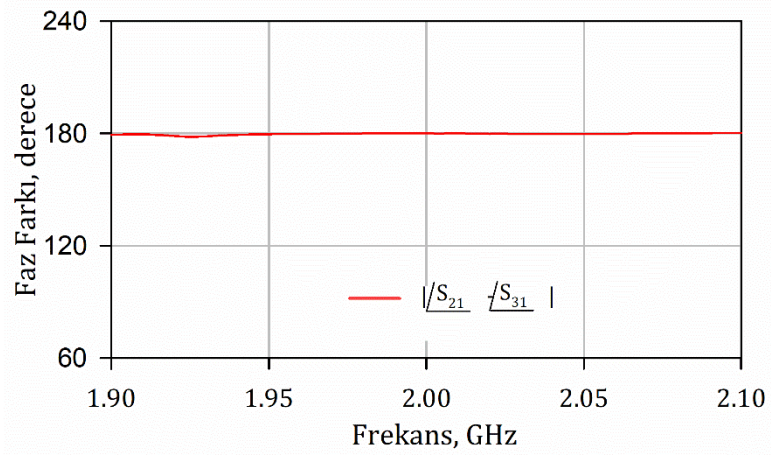
Şekil 4.2. Tasarlanan çok kanallı mikroşerit balun-çiftleyicinin frekans cevabı



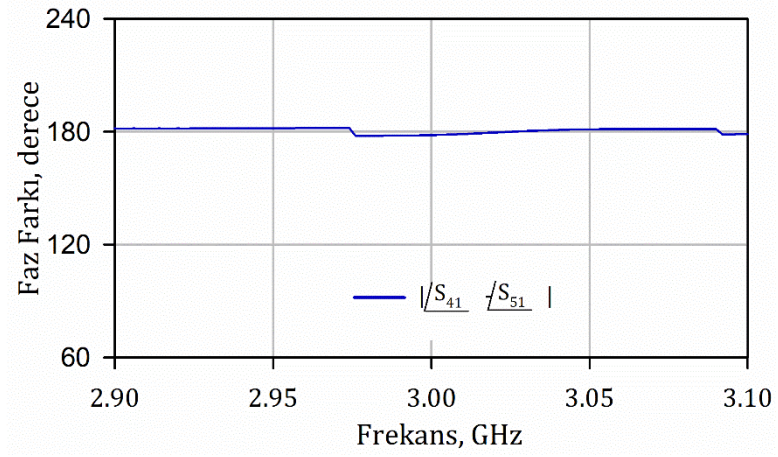
Şekil 4.3. Tasarlanan çok kapılı mikroşerit balun-çiftleyicinin izolasyon seviyesi



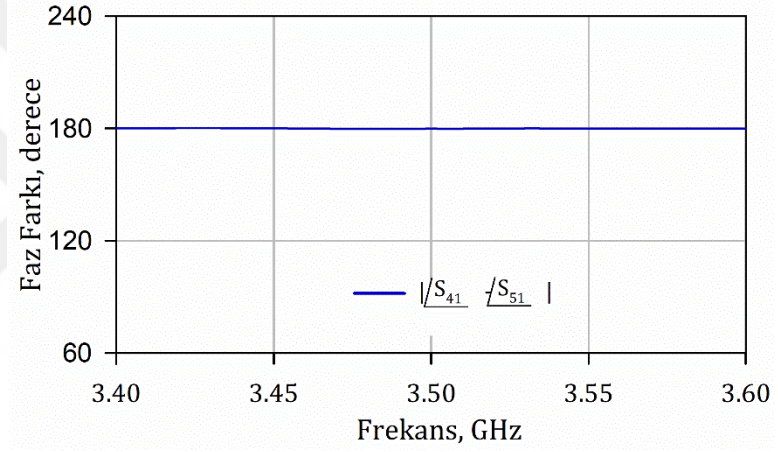
(a)



(b)

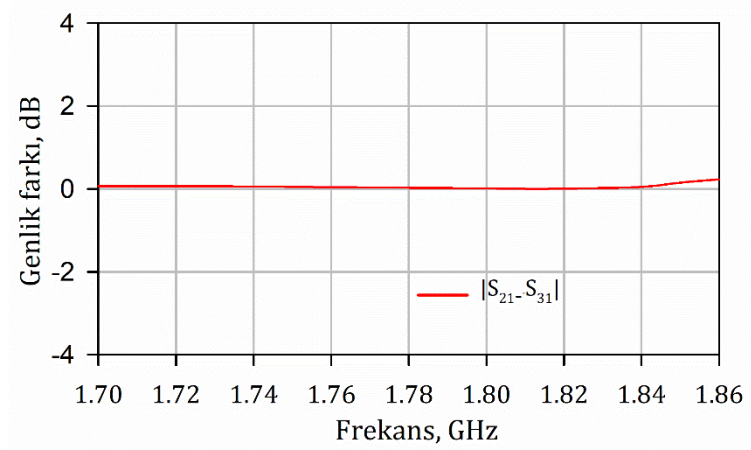


(c)

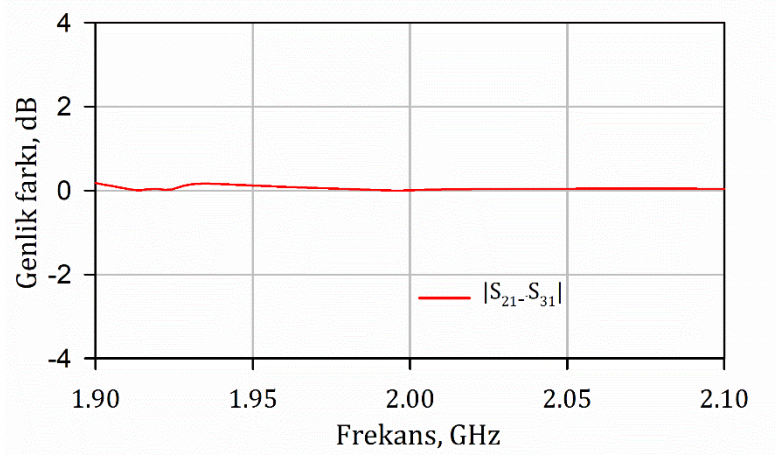


(d)

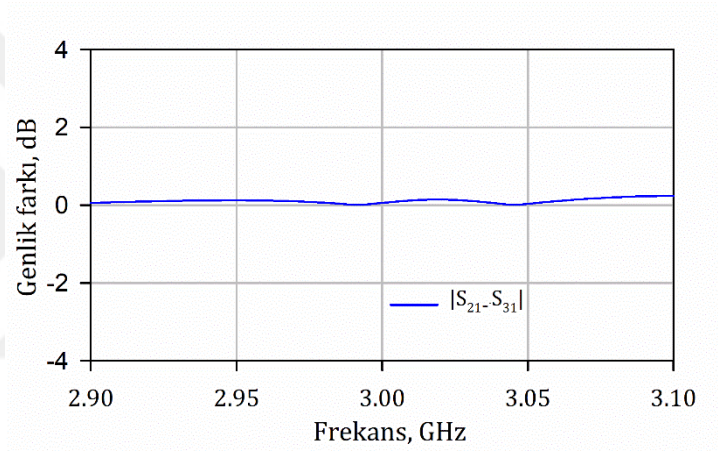
Şekil 4.4. Tasarlanan çok kanallı mikroşerit balun-çiftleyicinin kanalları arasındaki faz farkı (a) 1. frekans bandındaki faz farkı (b) 2. frekans bandındaki faz farkı (c) 3. frekans bandındaki faz farkı (d) 4. frekans bandındaki faz farkı



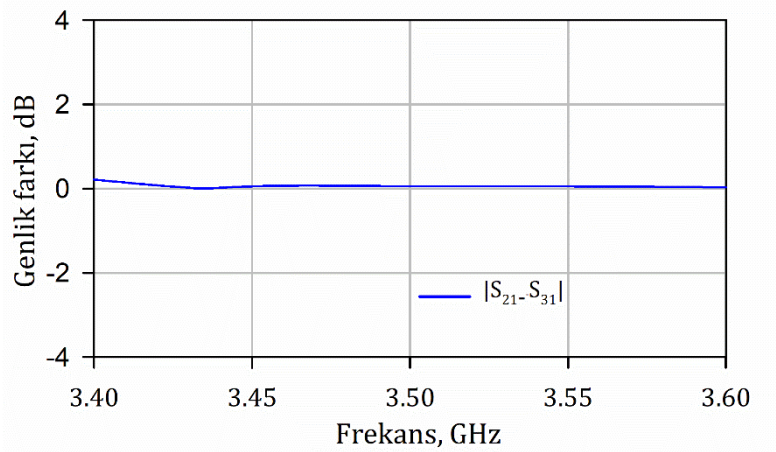
(a)



(b)



(c)



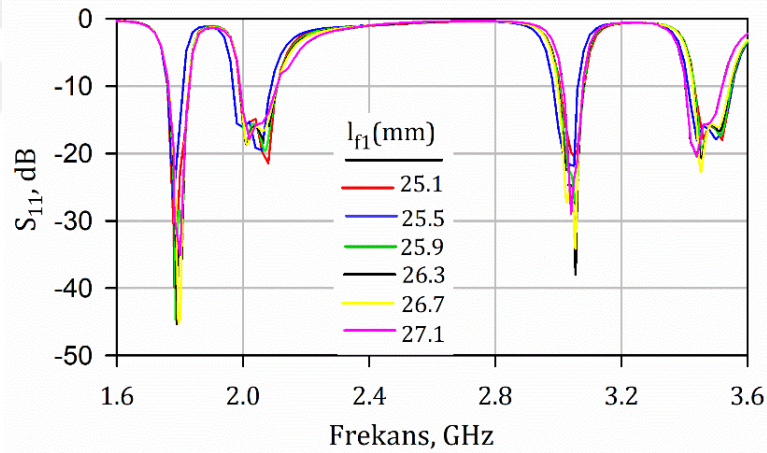
(d)

Şekil 4.5. Tasarlanan çok kanallı mikroşerit balun-çiftleyicinin kanalları arasındaki genlik farkı (a) 1. frekans bandındaki genlik farkı (b) 2. frekans bandındaki genlik farkı (c) 3. frekans bandındaki genlik farkı (d) 4. frekans bandındaki genlik farkı

4.1 Tasarım Parametrelerinin İncelenmesi

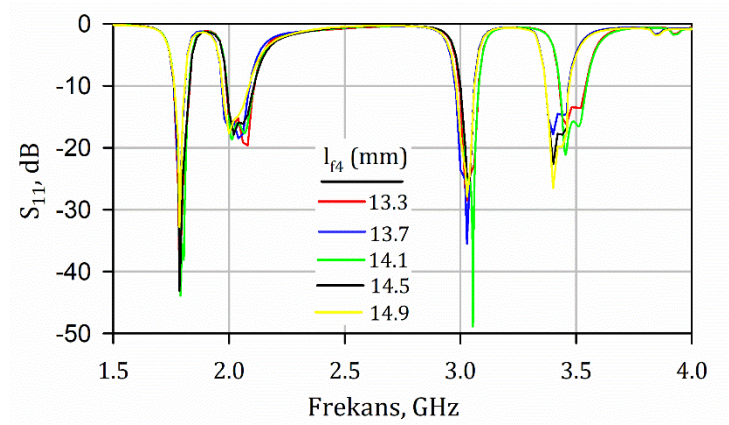
Bu bölümde tasarlanan balun-çiftleyicinin parametre değişimlerine bağlı olarak incelemeler yapılmıştır. Balun-çiftleyicideki her bir rezonatörün ayrıntılı bir şekilde boyutlandırması Tablo 4.1’de verilmişti. Dolayısıyla bu bölümde herhangi bir parametrenin değişimi incelenirken, diğer parametrelere ait değerler Tablo 4.1’de verildiği gibidir.

Balun-çiftleyicinin giriş kapısına bağlı besleme hattının uzunluğu l_{f1} parametre değişiminin $|S_{11}|$ frekans cevabı üzerindeki etkisi Şekil 4.6’da gösterilmiştir. Şekilden görüleceği üzere bu uzunluğun değiştirilmesi dört banda da etki etmektedir. Uzunluk artışının kapılarda büyük değişikliklere sebebiyet vermese de, kutup oluşumlarında etkili olduğu gözlenmektedir.



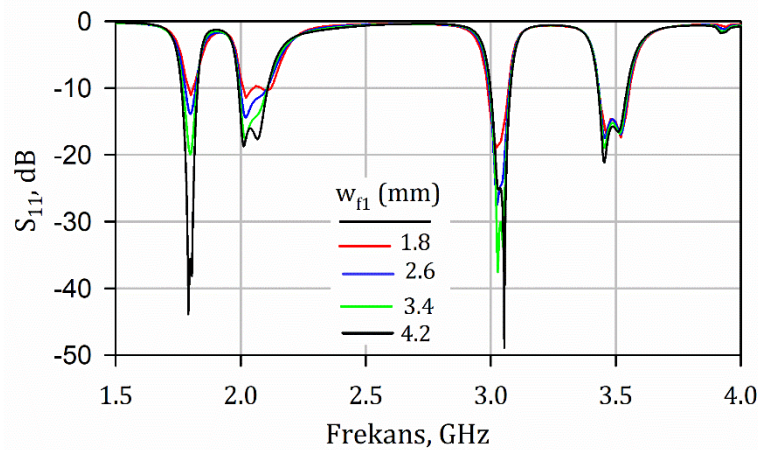
Şekil 4.6. l_{f1} parametresine bağlı $|S_{11}|$ grafiği

Balun-çiftleyicinin giriş kapısına bağlı besleme hattına kuplajlanmış hattın uzunluğu olan l_{f4} parametre değişiminin $|S_{11}|$ frekans cevabı üzerindeki etkisi Şekil 4.7’de gösterilmiştir. Şekilden görüleceği üzere bu uzunluk da dört band üzerinde etkilidir. Şekilden l_{f4} uzunluğunun artması durumunda dördüncü bandda daha iyi bir geri dönüş kaybı seviyesi elde edilirken ikinci bandda ise tersi bir durum gözlenmektedir. Birinci ve üçüncü bandlarda kayda değer değişimin olmadığı gözlenmektedir.



Şekil 4.7. l_{f4} parametresine bağlı $|S_{11}|$ grafiği

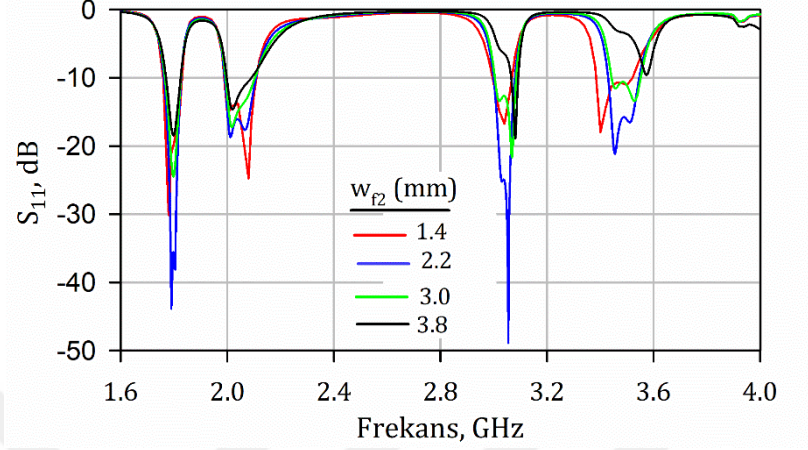
Şekil 4.8’de balun-çiftleyicinin giriş kapısına bağlı besleme hattının şerit genişliği olan w_{f1} parametre değişiminin $|S_{11}|$ frekans cevabı üzerindeki etkisi gösterilmektedir. Bu parametre de l_{f1} ve l_{f4} uzunlukları gibi dört band üzerinde de etkilidir. w_{f1} genişliğinin artması dört band içerisinde de daha iyi geri dönüş kaybı ($|S_{11}|$) seviyesinin elde edilmesini sağlamaktadır. Ancak w_{f1} genişliğinin daha büyük seçilmesi, band genişliğini azaltacağı için tek mod oluşmasına sebep olacağından bu durum göz önüne alınarak en uygun genişlikte seçilmesi gerekmektedir.



Şekil 4.8. w_{f1} parametresine bağlı $|S_{11}|$ grafiği

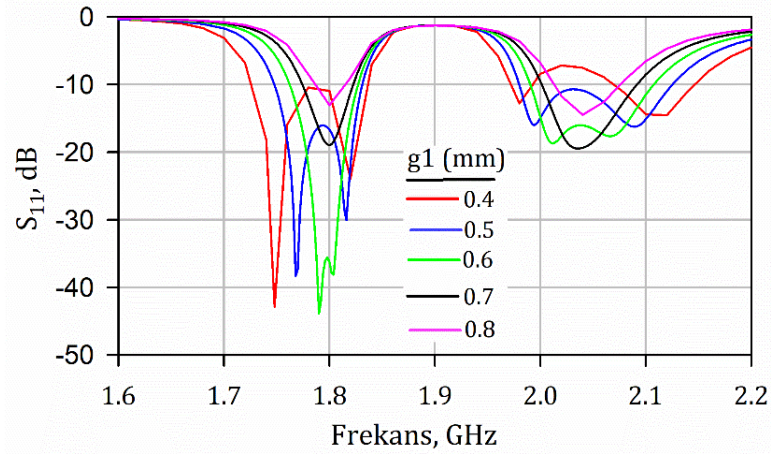
Balun-çiftleyicinin giriş kapsına bağlı besleme hattına kuplajlanmış hattın genişliği w_{f2} parametre değişiminin $|S_{11}|$ frekans cevabı üzerindeki etkisi ise Şekil 4.9’da gösterilmiştir. Şekilden yukarıdaki parametreler gibi bu büyüklüğün de dört band üzerinde etkili olduğu görülmektedir. Ancak w_{f2} genişliğinin çok yüksek ya da çok düşük

seçilmesi $|S_{11}|$ seviyesinde tam bir iyileşme olmamaktadır. Bu yüzden $|S_{11}|$ seviyesinin 4 band için de en iyi seviyede elde edildiği büyüklük seçilmelidir.

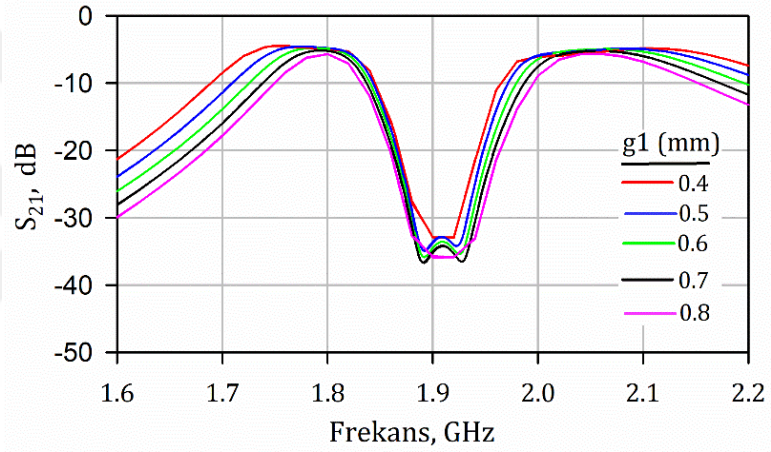


Şekil 4.9. w_{f2} parametresine bağlı $|S_{11}|$ grafiği

Balun-çiftleyicinin ikinci ve üçüncü kapısına bağlı iki EYHR arasındaki mesafe olan g_1 parametre değişiminin $|S_{11}|$ frekans cevabı üzerindeki etkisi Şekil 4.10(a)'da gösterilmiştir. Bu inceleme sırasında g_1 mesafesi arttıkça band genişliğinin azaldığı gözlenmiştir. Band genişliğinin azalmasının yanı sıra 0.7 ve 0.8 mm değerlerinde modların çakışık olması sebebiyle çift kutbun gözlenemediğine ve istenilen geri dönüş kaybının da elde edilemediği görülmektedir. Çift kutbun gözlenebildiği g_1 büyüklüklerine ait frekans cevaplarında, g_1 mesafesi arttıkça daha iyi geri dönüş kaybı seviyesi elde edildiği de gözlenmiştir. Şekil 4.10(b) ise iletim karakteristiğindeki değişimleri göstermektedir. Dikkat edileceği üzere ilk bandın band genişliğinin özellikle düşük frekanslara doğru arttığı, ikinci bandın ise her iki tarafa doğru genişlediği görülmektedir. Söz konusu parametre sadece ilk iki bandda etkili olduğundan diğer kapılara ait değişimler burada gösterilmemiştir.



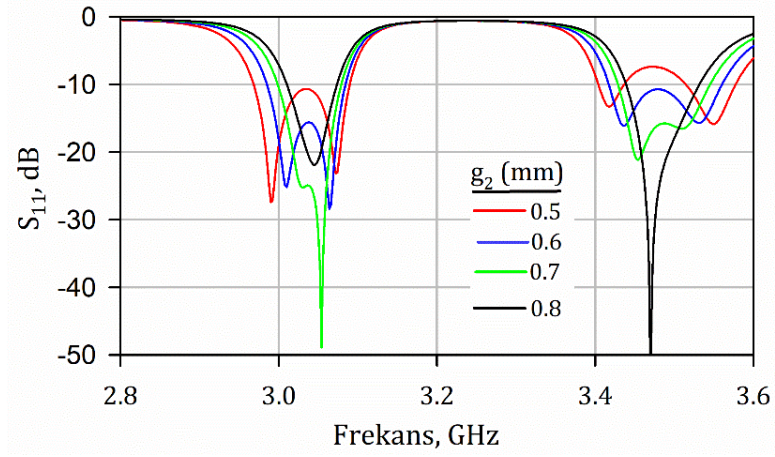
(a)



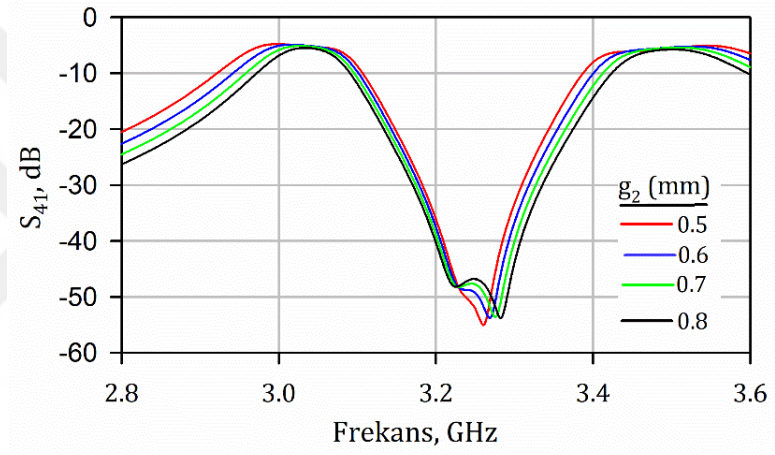
(b)

Şekil 4.10. g_1 parametresinin frekans cevabına etkisi (a) $|S_{11}|$ değişimi, (b) $|S_{21}|$ ve $|S_{31}|$ değişimi

Şekil 4.11(a)'da balun-çiftleyicinin dördüncü ve beşinci kapısına bağlı iki EYAHR arasındaki mesafe g_2 parametre değişiminin $|S_{11}|$ frekans cevabı üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Şekil 4.11(b)'de ise $|S_{41}|$ ve $|S_{51}|$ cevaplarının ilgili parametreye göre değişimleri gösterilmektedir. Şekilden görüleceği üzere g_2 mesafesinin artması durumunda band genişliği azalmaktadır Burada da band genişliğinin azalması ve modların birbirine çok yaklaşması durumu söz konusudur ve g_2 mesafesinin 0.8 mm olması durumunda üçüncü bandda çift kutup gözlenmemektedir.



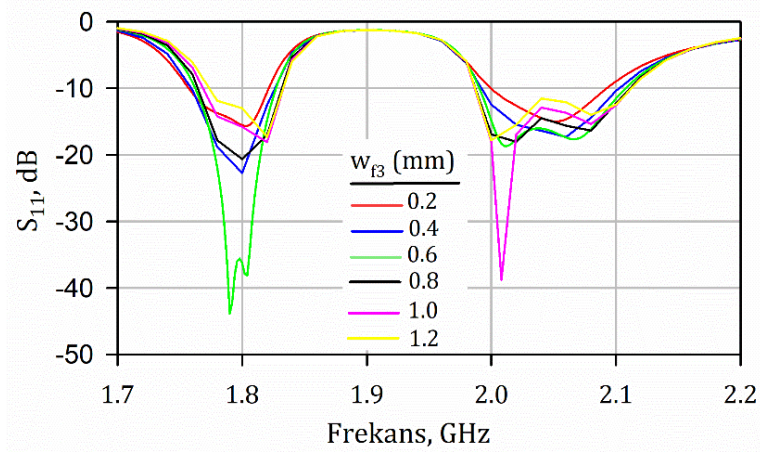
(a)



(b)

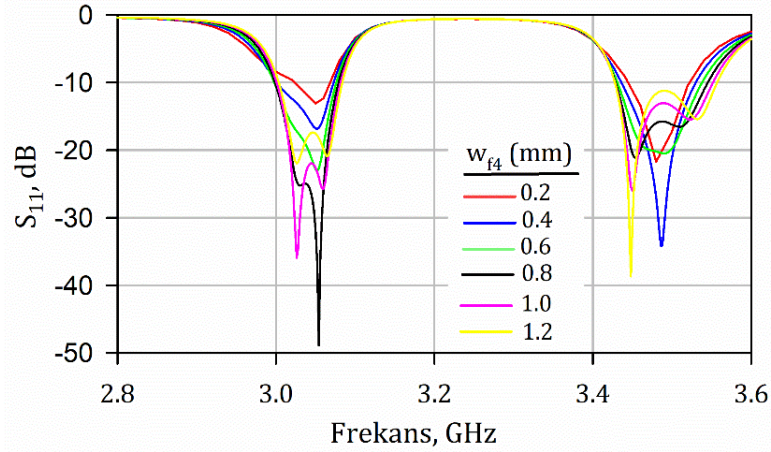
Şekil 4.11. g_2 parametresinin frekans cevabı üzerine etkisi a) $|S_{11}|$ değişimi, (b) $|S_{41}|$ ve $|S_{51}|$ değişimi

Balun-çiftleyicinin ikinci ve üçüncü kapısına kuplajlanmış besleme hattının genişliği w_{f3} değişiminin frekans cevabına etkisi ise Şekil 4.12’de gösterilmiştir. Frekans cevabından görüleceği üzere en uygun besleme hattı genişliğinin 0.6 mm olduğu anlaşılmaktadır.



Şekil 4.12. w_{f3} parametresine bağlı $|S_{11}|$ grafiği

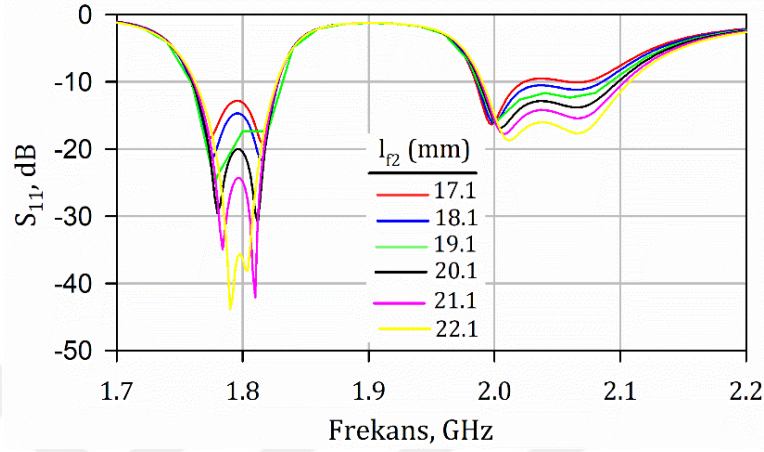
Balun-çiftleyicinin dördüncü ve beşinci kapısına bağlı besleme hattı genişliği w_{f4} parametre değişiminin frekans cevabına etkisi Şekil 4.13'te gösterilmiştir. Frekans cevabından görüleceği üzere 0.6 mm'den büyük genişliğe sahip olması durumunda çift kutup gözlenmiştir. Şekilden görüleceği üzere çift kutbun gözlenmesi durumunda w_{f4} genişliğinin daha da artması geri dönüş kaybı seviyesini de daha düşük seviyelere çekmektedir.



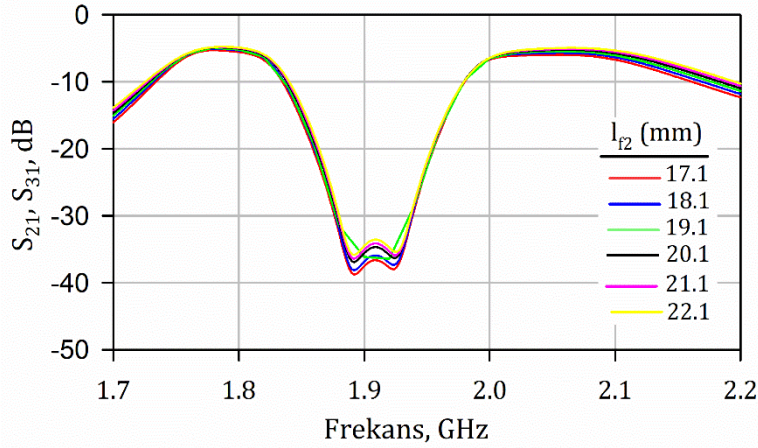
Şekil 4.13. w_{f4} parametresine bağlı $|S_{11}|$ grafiği

Şekil 4.14(a)'da balun-çiftleyicinin ikinci ve üçüncü kapısına bağlı besleme hattı uzunluğu l_2 değişiminin frekans cevabına etkisi yansıma kaybı üzerinden gösterilmiştir. Şekil 4.14(b)'de ise S_{21} ve S_{31} parametrelerinin değişimi gösterilmektedir. Bu şekillerden görüleceği üzere l_2 değeri arttıkça band genişlikleri az miktarda azalmakta ve geri dönüş

kayıbı seviyesi artmaktadır. Bu da birinci ve ikinci kapılara ait geri dönüş kaybı seviyesinin bu parametre değişimi vasıtasıyla eş zamanlı olarak ayarlanabileceğini göstermektedir.



(a)

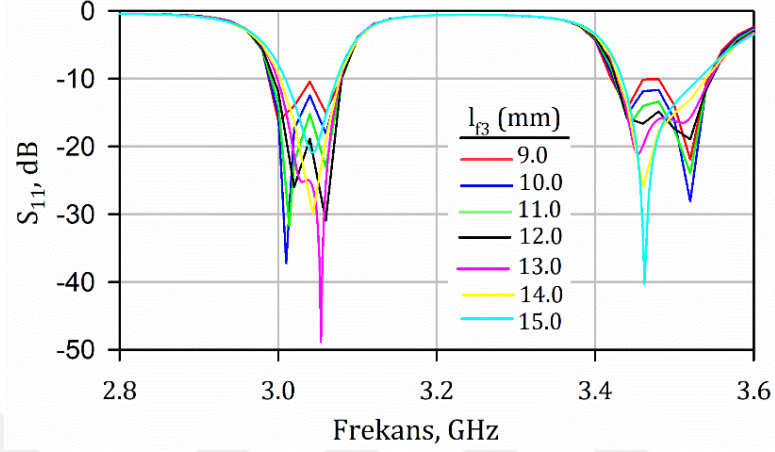


(b)

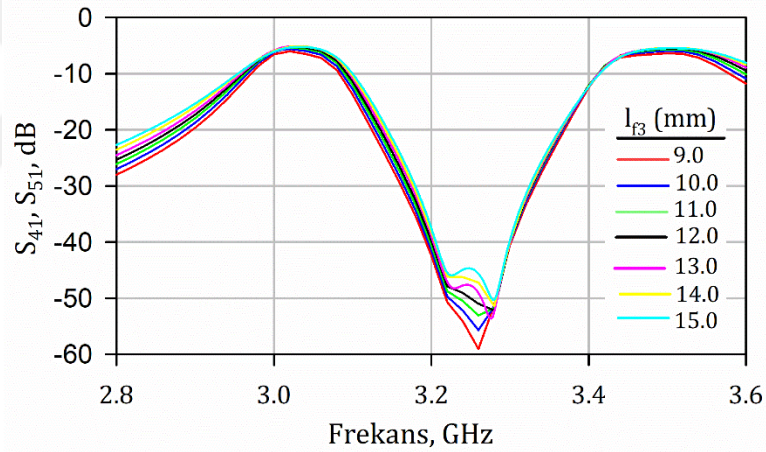
Şekil 4.14. l_{f2} parametresine bağlı frekans cevabı değişimleri (a) $|S_{11}|$ değişimi, (b) $|S_{21}|$ ve $|S_{31}|$ değişimi

Balun-çiftleyicinin dördüncü ve beşinci kapısına bağlı besleme hattı uzunluğu l_{f3} değişimine bağlı olarak yansıma kaybındaki değişim Şekil 4.15(a)'da gösterilmiştir. Dördüncü ve beşinci kapılara iletimi gösteren S_{41} ve S_{51} cevapları ise Şekil 4.15(b)'de gösterilmektedir. Frekans cevaplarından görüleceği üzere 14.0 mm'den sonra çift kutup oluşmadığı gözlenmiştir. Çift kutup elde edilen sonuçlar referans alındığında l_{f3} uzunluğunun artması geri dönüş kaybı seviyesini arttırmaktadır. Buna bağlı olarak band genişliği de azalmaktadır. Üçüncü ve dördüncü bandların her ikisi de benzer özellik

sergilemekle birlikte, üçüncü bandın alt frekansları, dördüncü bandın da üst frekansları bu parametre değişiminden etkilenmektedir.



(a)

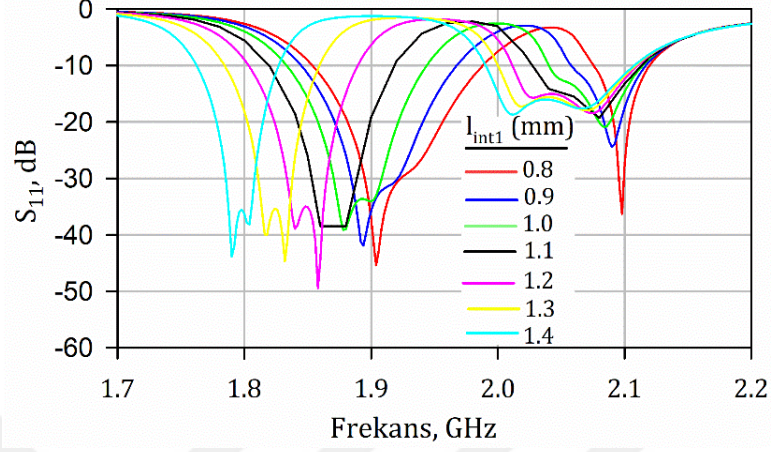


(b)

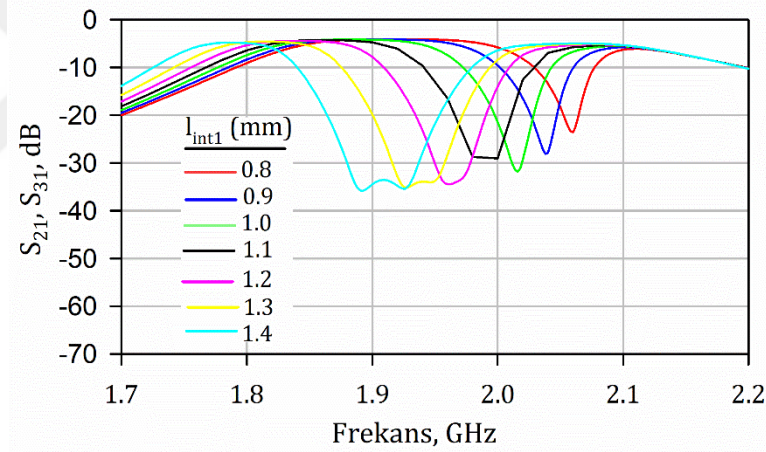
Şekil 4.15. l_{f3} parametresine bağlı frekans cevabı değişimleri (a) $|S_{11}|$ değişimi, (b) $|S_{41}|$ ve $|S_{51}|$ değişimleri

Balun-çiftleyicinin ikinci ve üçüncü kapısına bağlı EYHR'nin iç rezonatöründe yer alan inter dijital kapasitöre ait l_{int1} değişiminin S_{11} cevabı üzerindeki etkisi Şekil 4.16(a)'da, S_{21} ve S_{31} cevaplarındaki etkisi de Şekil 4.16(b)'de gösterilmiştir. Frekans cevaplarından görüleceği üzere, l_{int1} uzunluğunun artmasıyla birinci kapı merkez frekansının daha düşük frekanslara kaydığı, ikinci kapının ise band genişliğinde değişiklikler olduğu gözlenmektedir. Ayrıca l_{int1} parametresinin çift kutup elde edilmesinde de etkisi olduğu gözlenmiştir. Bu inceleme sonucunda, arzu edilen band performanslarına ulaşmada inter dijital kapasitörün etkili olduğu söylenebilir. Bu durum tasarlanan devre için

limitleyici bir durum olup, arzu edilen frekanslarda iletimin ancak biraz daha düşük performans kriterleriyle elde edilmesinin mümkün olduğu söylenebilir.



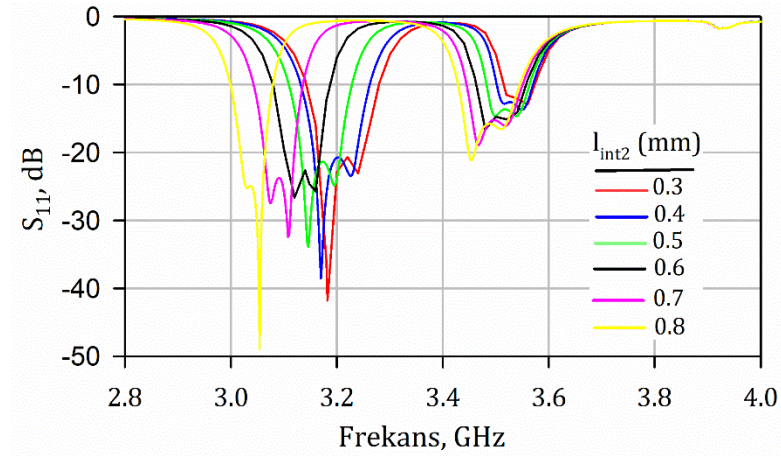
(a)



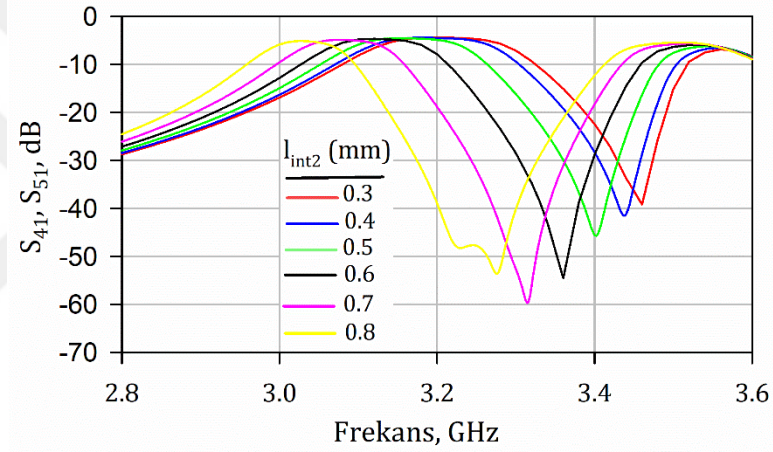
(b)

Şekil 4.16. l_{int1} parametresine bağlı (a) $|S_{11}|$ değişimi, (b) $|S_{21}|$ ve $|S_{31}|$ değişimi

Balun-çiftleyicinin dördüncü ve beşinci kapısına bağlı EYHR'nin iç rezonatörünün inter dijital kapasitörün l_{int2} değişiminin S_{11} yansımaya kaybı üzerindeki etkisi Şekil 4.17(a)'da, S_{21} ve S_{31} iletim karakteristikleri üzerindeki etkisi de Şekil 4.17(b)'de gösterilmiştir. Şekil 4.16'da değişimi incelenen l_{int1} uzunluk etkisine benzer şekilde l_{int2} uzunluğunun artması da özellikle üçüncü bandın merkez frekansını daha düşük frekanslara kaydırmaktadır. Ayrıca daha düşük frekanslarda daha iyi geri dönüş kaybı seviyesi elde edildiği de gözlenmektedir. Yine önceki duruma benzer şekilde bu parametreler tasarımda bazı limitleyici performans unsurları barındırmaktadır.



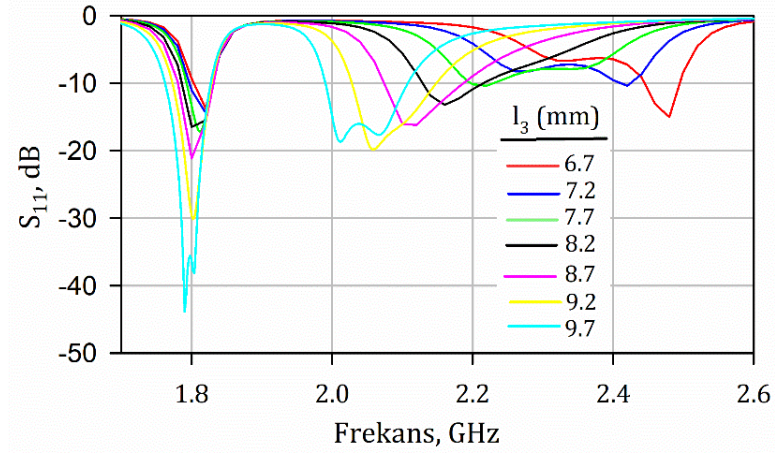
(a)



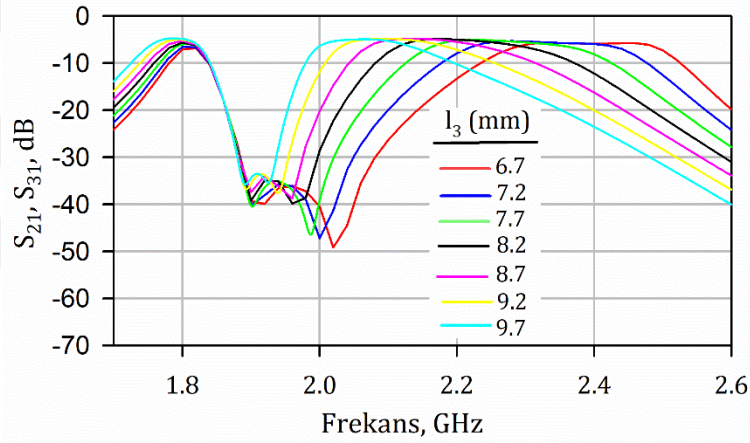
(b)

Şekil 4.17. l_{int2} parametresine bağlı (a) $|S_{11}|$ cevabı değişimi, (b) $|S_{41}|$ ve $|S_{51}|$ değişimleri

Balun-çiftleyicinin ikinci ve üçüncü kapısına bağlı EYHR'nin dış rezonatörünün l_3 uzunluğunun değişiminin frekans cevabına etkileri yansıma ve iletim kayıpları için sırasıyla Şekil 4.18(a) ve 4.18(b)'de gösterilmiştir. Frekans cevabından görüleceği üzere l_3 uzunluğunun artması çift kutup oluşumuna etki ettiği ve daha iyi seviyede geri dönüş kaybı elde edilebildiği gözlenmektedir. Diğer yandan, özellikle ikinci bandın merkez frekansının kontrol edildiği, birinci bandın ise sadece band genişliğinin değiştiği gözlenmektedir. Yine bu durum limitleyici bir faktör olmakla birlikte, ikinci bandın frekansı ayarlandıktan sonra inter dijital kapasitörlerdeki değişimlerle birinci bandın hemen hemen arzu edilen band genişliğine ayarlanması sağlanabilir.



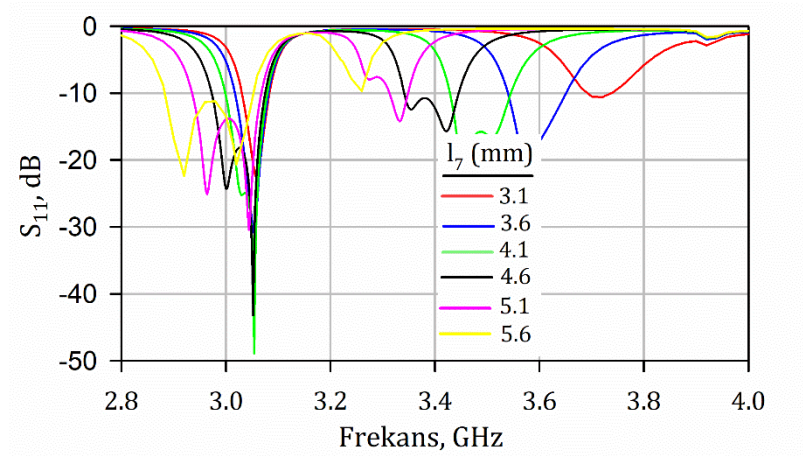
(a)



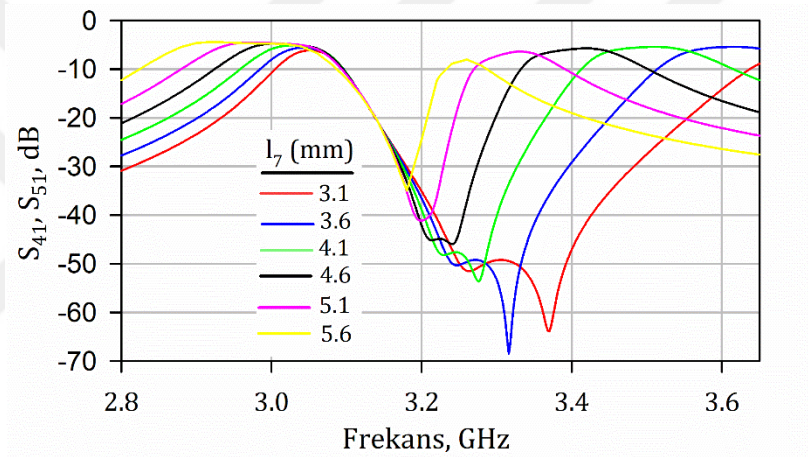
(b)

Şekil 4.18. l_3 parametresinin frekans cevapları üzerine etkileri (a) $|S_{11}|$, (b) $|S_{21}|$ ve $|S_{31}|$ değişimi

Balun-çiftleyicinin dördüncü ve beşinci kapısına bağlı EYAHR'nin dış rezonatöründeki l_7 uzunluğunun değişiminin frekans cevabına etkisi Şekil 4.19(a) ve 4.19(b)'de yansıma ve iletim kayıpları üzerinden gösterilmiştir. Frekans cevabından görüleceği üzere l_7 uzunluğunun artması iki kutup oluşumuna etki ettiği, geri dönüş kaybının kontrol edilebildiği ve band genişliğinin de arttığı gözlenmiştir. l_7 uzunluğunun artması sonucu özellikle dördüncü band merkez frekansının daha düşük frekanslara kaydığı gözlenmiştir.



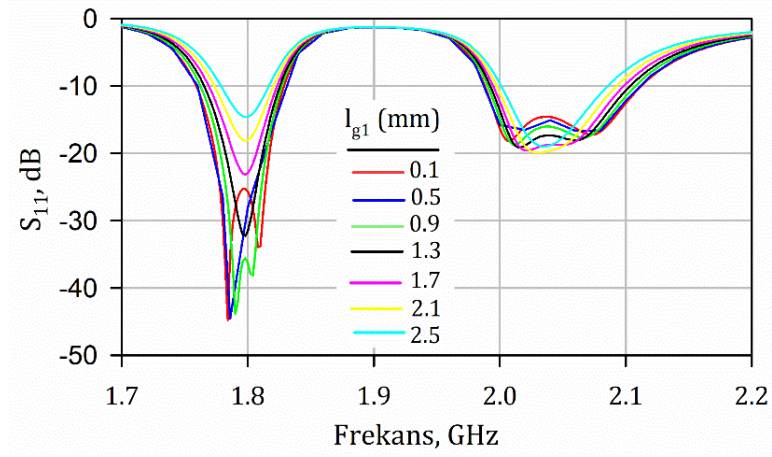
(a)



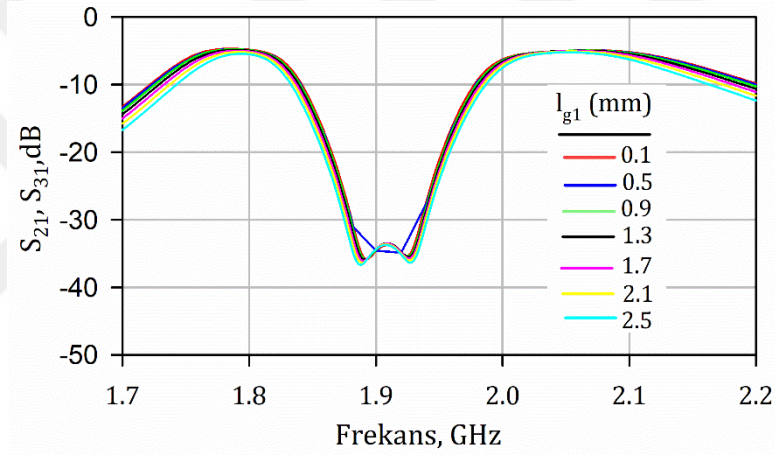
(b)

Şekil 4.19. l_7 parametresine bağlı (a) $|S_{11}|$ değişimi, (b) $|S_{41}|$ ve $|S_{51}|$ değişimleri

Balun-çiftleyicinin ikinci ve üçüncü kapısına bağlı simetrik olarak yansıtılmış EYHR'nin yatay eksenindeki mesafesi l_{g1} değişiminin yansıma ve iletim kayıpları üzerindeki etkileri sırasıyla Şekil 4.20(a) ve 4.21(b)'de gösterilmiştir. Frekans cevabından görüleceği üzere 0.9 mm'den sonra çift kutup oluşmadığı gözlenmiştir. Çift kutup elde edilen sonuçlar referans alınırsa l_{g1} uzunluğunun artması geri dönüş kaybı seviyesini arttırmaktadır. Buna bağlı olarak band genişliği de azalmaktadır. Her iki geçme bandının da benzer şekilde davrandığı gözlenmektedir.



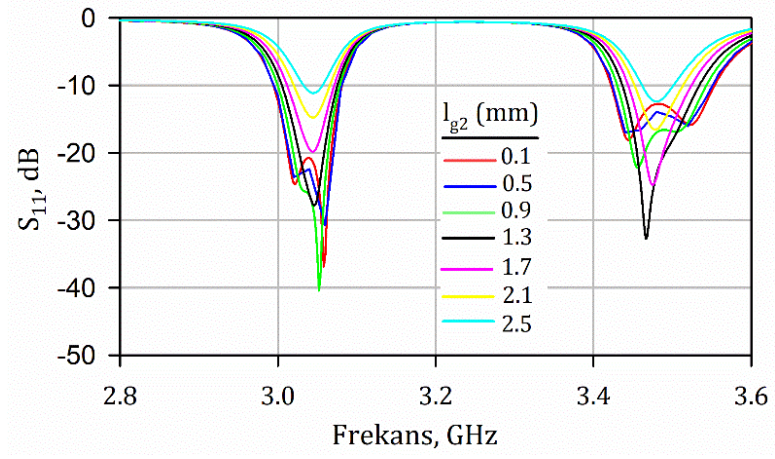
(a)



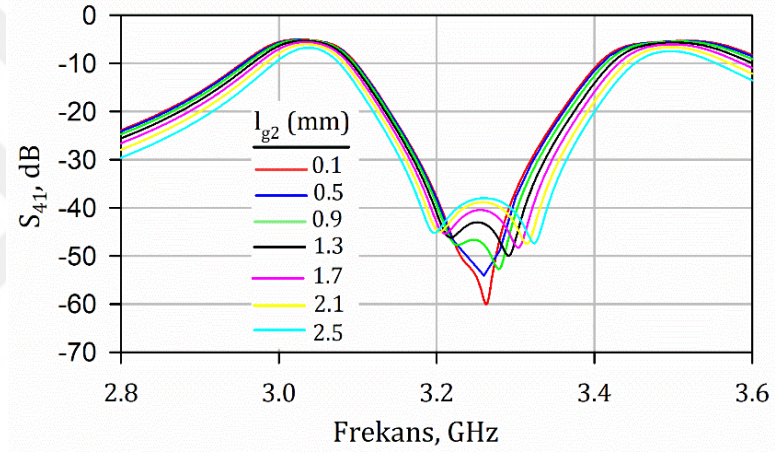
(b)

Şekil 4.20. l_{g1} parametresinin frekans cevapları üzerindeki etkisi (a) $|S_{11}|$ değişimi, (b) $|S_{21}|$ ve $|S_{31}|$ değişimleri

Balun-çiftleyicinin dördüncü ve beşinci kapısına bağlı simetrik olarak yerleştirilmiş EYHR'nin yatay eksenindeki mesafesi l_{g2} değişiminin frekans cevaplarına etkisi Şekil 4.21'de gösterilmiştir. Şekil 4.21(a)'da yansıma kaybı üzerindeki etkileri gösterilirken, Şekil 4.21(b) ise dördüncü ve beşinci kapılara iletim katsayıları üzerindeki etkileri göstermektedir. Frekans cevaplarından görüleceği üzere 1.3 mm'den sonra çift kutup oluşmadığı gözlenmiştir. Çift kutup elde edilen sonuçlar referans alınırsa l_{g2} uzunluğunun artması geri dönüş kaybı seviyesini arttırmaktadır. Buna bağlı olarak band genişliği de azalmaktadır. Her iki bandın yine bu parametre değişiminden benzer şekilde etkilendiği görülmektedir.



(a)



(b)

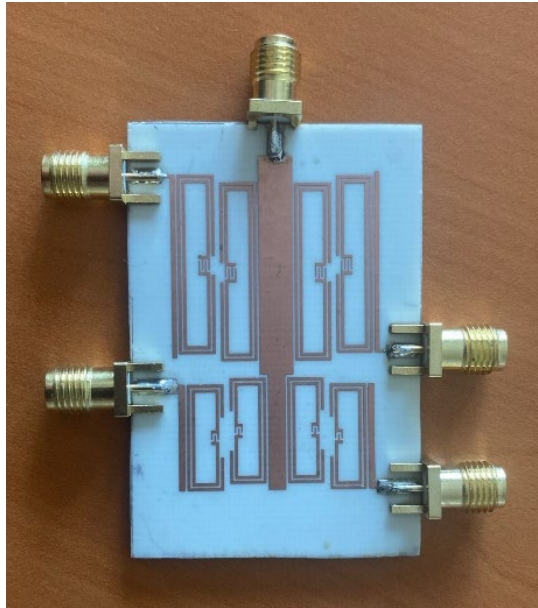
Şekil 4.21. l_{g2} parametresine bağlı (a) $|S_{11}|$ değişimi, (b) $|S_{41}|$ değişimi

5.BÖLÜM

DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Bölüm 4’te anlatılan ve parametre değişimleri incelenen çok kanallı mikroşerit balun-çiftleyicinin deneysel doğruluğunu göstermek amacıyla devre imal edilmiştir. İmal edilen devrenin fotoğrafı Şekil 5.1’de gösterilmektedir. İmal edilen balun-çiftleyici 3.55 dielektrik sabitine sahip, 0.813 mm kalınlığındaki Rogers RO4003C taban malzemesi üzerine gerçekleştirilmiştir. İmal edilen balun-çiftleyicinin boyutu 50 mm x 34.6 mm’dir. Balun-çiftleyici, pozlandırma metodu kullanılarak imal edilmiştir. İmal edilen balun-çiftleyiciye ait ölçümler, Keysight PNA N5222A Network Analizör kullanılarak yapılmıştır. Şekil 5.2’de ölçüm anına ait fotoğraflar verilmiştir. Laboratuvar imkânlarından dolayı ölçüm yapılırken analizörün boştaki kapıları uyumlu yüklerle sonlandırılarak ölçüm işlemi gerçekleştirilmiştir.

İmal edilen çok kanallı mikroşerit balun-çiftleyicinin frekans cevabı, çıkış kapıları arasındaki genlik-faz farkı ve izolasyon seviyesinin simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması Şekil 5.3, Şekil 5.4 ve Şekil 5.5’te verilmektedir.

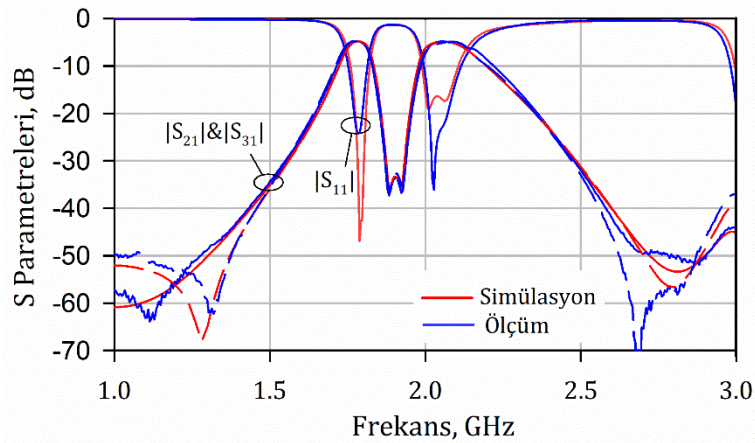


Şekil 5.1. İmal edilen çok kanallı mikroşerit balun-çiftleyici

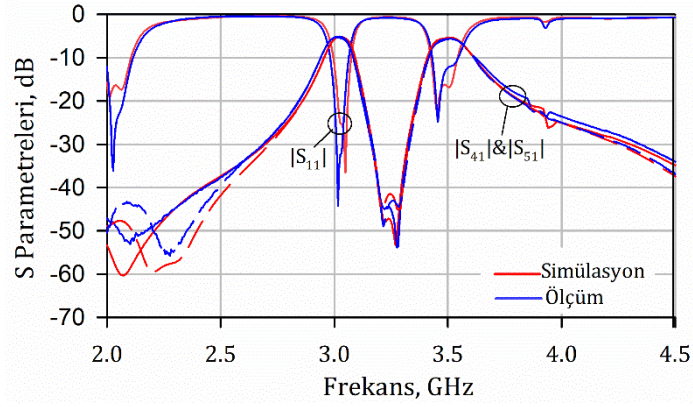


Şekil 5.2. İmal edilen çok kanallı mikroşerit balun-çiftleyicinin ölçüm anına ait fotoğrafları

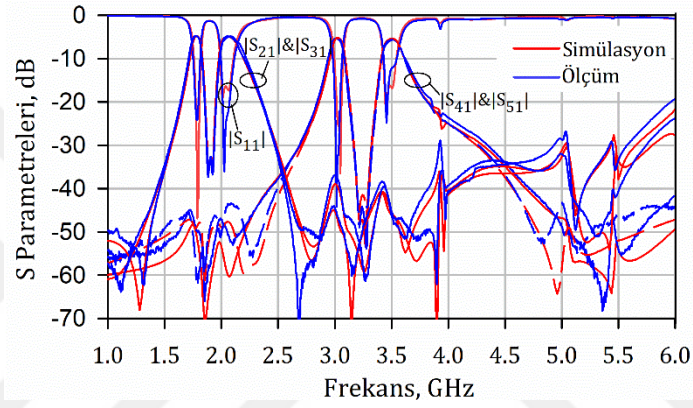
Simülasyon sonuçlarında, birinci, ikinci, üçüncü ve dördüncü bandlardaki minimum araya girme kayıpları sırasıyla 4.7 dB, 4.92 dB, 5.2 dB ve 5.4 dB olarak elde edilmiştir. Geri dönüş kayıpları ise sırasıyla 42.36 dB, 16.36 dB, 25.28 dB ve 16.19 dB'den daha iyi seviyelerde elde edilmiştir. Deneysel çalışmada minimum araya girme kayıpları sırasıyla 5.1 dB, 5.2 dB, 5.3 ve 5.8 dB olarak ölçülmüştür. Geri dönüş kayıpları ise sırasıyla 24.1 dB, 25 dB, 32.3 dB ve 13.4 dB'den daha iyi seviyelerde ölçülmüştür. Bandların merkez frekansları simülasyonda sırasıyla 1.8 GHz, 2.04 GHz, 3.04 GHz, 3.49 GHz'de elde edilirken, ölçümlerde sırasıyla 1.79 GHz, 2.03 GHz, 3.07 GHz ve 3.49 GHz'de ölçülmüştür. Şekil 5.3'ten görüldüğü üzere imal edilen balun-çiftleyiciye ait ölçüm sonuçları simülasyonlarla uyum içinde elde edilmiştir. Meydana gelen küçük farklılıkların baskı esnasında oluşabilecek pozlanma hatalarından ve SMA portlar ve kablolarla bağlı ölçüm hassasiyetinden kaynaklı olabileceği düşünülmektedir.



(a)



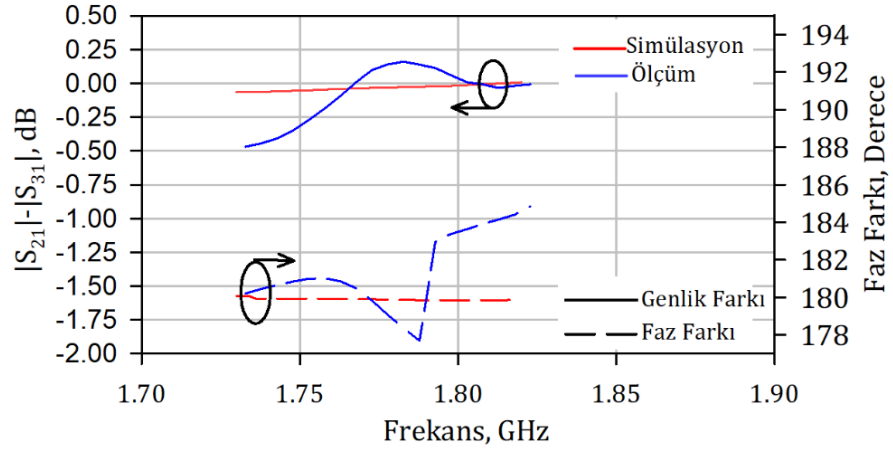
(b)



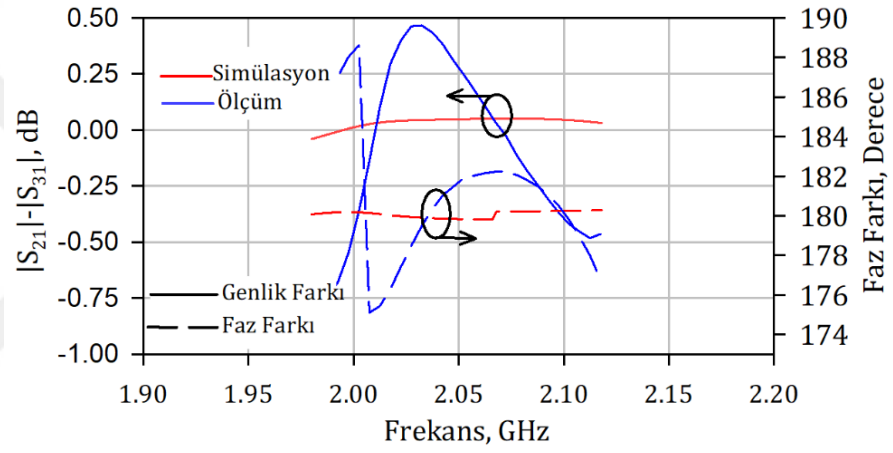
(c)

Şekil 5.3. İmal edilen devreye ait ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması, (a) birinci ve ikinci band için frekans cevapları, (b) üçüncü ve dördüncü band için frekans cevapları, (c) tüm kanalların yer aldığı geniş band frekans cevabı.

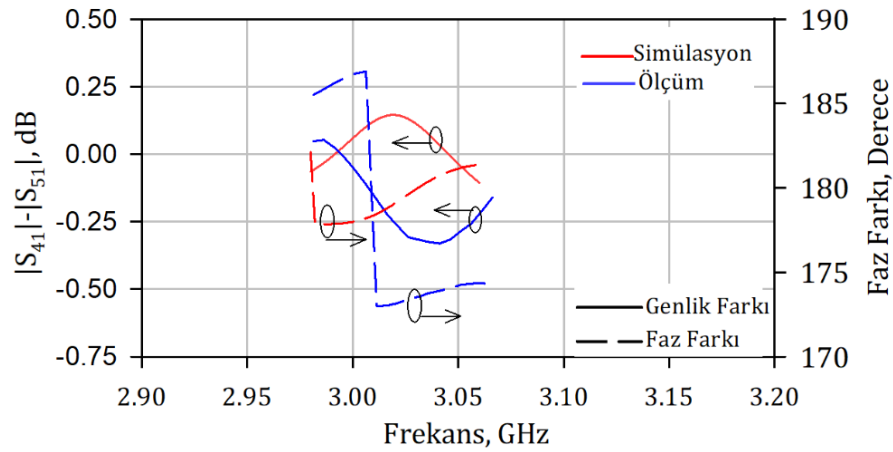
Şekil 5.4a ve 5.4b’de birinci ve ikinci bandlara ait genlik ve faz farkları yer almaktadır. Buna göre simülasyonlarda, 2 ve 3 numaralı kapılar arasındaki faz farkları birinci ve ikinci bandlarda $180^{\circ} \pm 1^{\circ}$ ’dir. 4 ve 5 numaralı kapılar arasındaki faz farkları ise üçüncü ve dördüncü bandlarda $180^{\circ} \pm 2^{\circ}$ olarak gözlenmiştir. Deneysel çalışmalarda, 2 ve 3 numaralı kapılar arasındaki faz farkları birinci ve ikinci bandlarda $180^{\circ} \pm 5^{\circ}$ olarak ölçülmüştür. 4 ve 5 numaralı kapılar arasındaki faz farkları ise üçüncü band için $180^{\circ} \pm 7^{\circ}$, dördüncü band için $180^{\circ} \pm 5^{\circ}$ olarak ölçülmüştür. Bunların yanı sıra, bandlarda çıkış kapıları arasındaki genlik farkları birinci ev ikinci bandlarda 0.5 dB’den daha iyi, üçüncü ve dördüncü bandlarda ise 0.4 dB’den daha iyi düzeydedir. Devre imalatının daha profesyonel baskı sistemleri kullanılarak gerçekleştirilmesiyle hem faz farkı hem de genlik farkı açısından çok daha iyi sonuçlar elde edilebileceği düşünülmektedir.



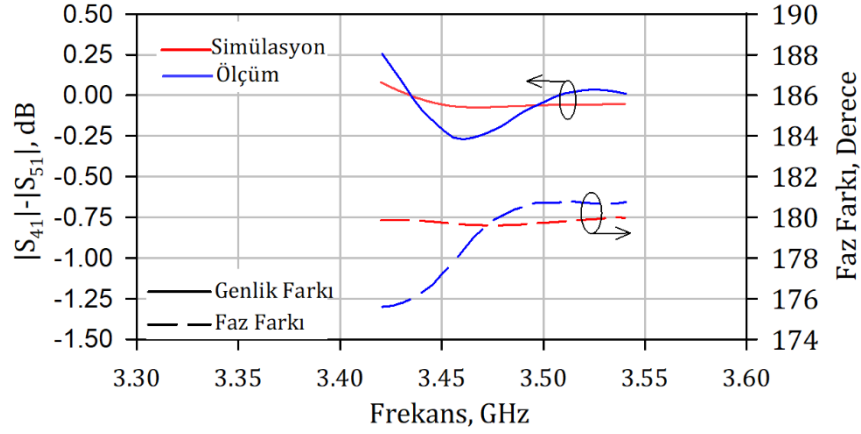
(a)



(b)



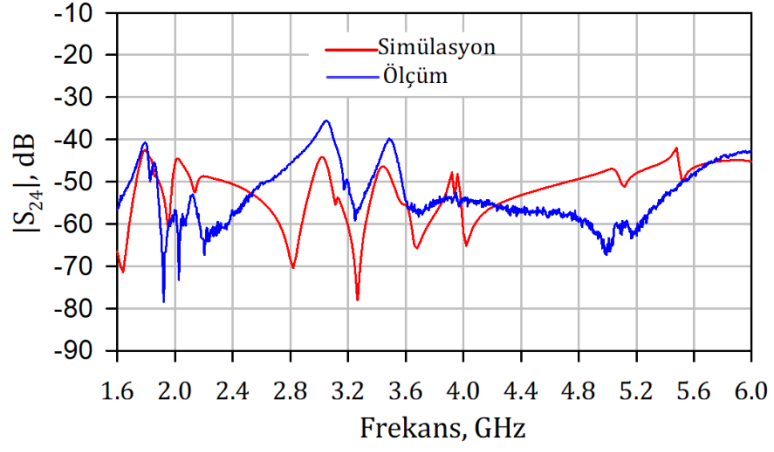
(c)



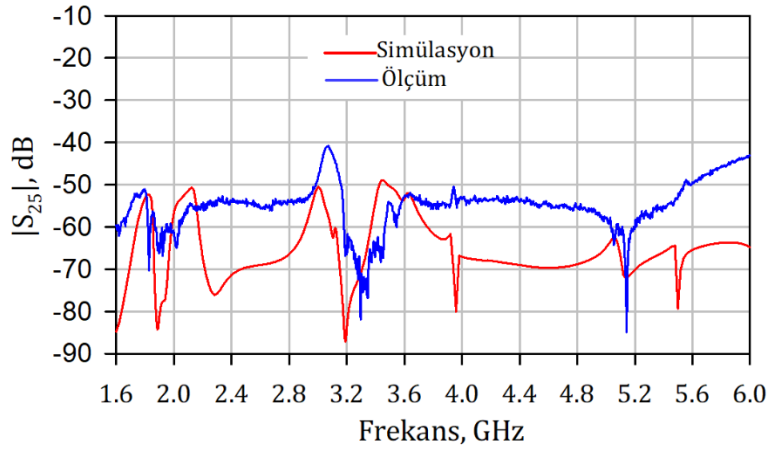
(d)

Şekil 5.4. İmal edilen devrenin ölçüm ve simülasyon sonuçlarına ait çıkış kapıları arasındaki band içi genlik ve faz farklarının karşılaştırılması, (a) birinci band içi genlik ve faz farkı, (b) ikinci band içi genlik ve faz farkı, (c) üçüncü band içi genlik ve faz farkı ve (d) dördüncü band içi genlik ve faz farkı

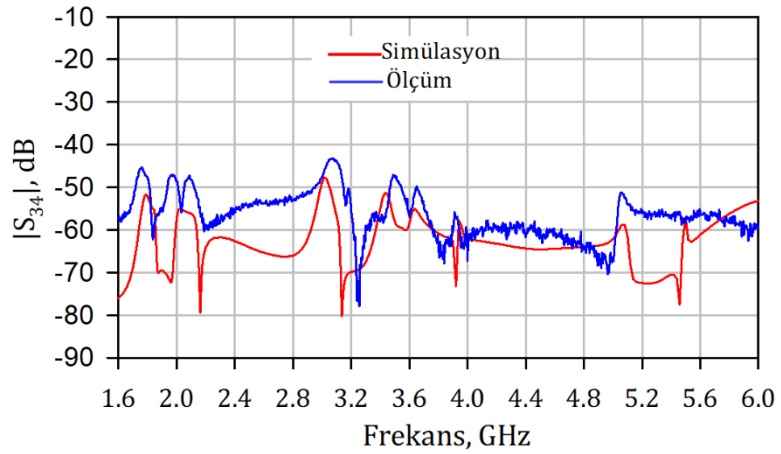
Tasarlanan balun-çiftleyicinin izolasyon ölçümleri için sadece çiftleyicinin dengeli çıkışları arasındaki izolasyon seviyelerinin ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Bu ölçümler için 4 kapılı Ağ Analizörü'nün her bir kapısı çıkışlara bağlanmış ve devrenin giriş kapısı 50 ohm yükü sonlandırılmıştır. Simülasyon sonuçlarında, izolasyon seviyesi ikinci kapı ile dördüncü kapı arasında, ikinci kapı ile beşinci kapı arasında, üçüncü kapı ile dördüncü kapı arasında ve üçüncü kapı ile beşinci kapı arasında sırasıyla -41 dB, -48 dB, -47 dB ve -33 dB'den daha iyi elde edilmiştir. Deneysel çalışmalarda ise, ikinci kapı ile dördüncü kapı arasında, ikinci kapı ile beşinci kapı arasında, üçüncü kapı ile dördüncü kapı arasında ve üçüncü kapı ile beşinci kapı arasında sırasıyla -35 dB, -40 dB, -43 dB ve -38 dB'den daha iyi seviyelerde ölçülmüştür. Söz konusu seviyeler DC ila 6 GHz arasındaki değerleri kapsamaktadır. Şekil 5.5'te kapılar arasındaki izolasyonlara dair simülasyon ve ölçüm sonuçları iyi bir uyum içerisinde gösterilmektedir. Bu kapsamda tasarlanan balun-çiftleyicinin çoklayıcı performansının iyi düzeyde olduğu görülmektedir. Meydana gelen farklılıkların baskı esnasında oluşabilecek pozlandırma hatalarından ve ölçüm hassasiyetinden kaynaklı olabileceği düşünülmektedir.



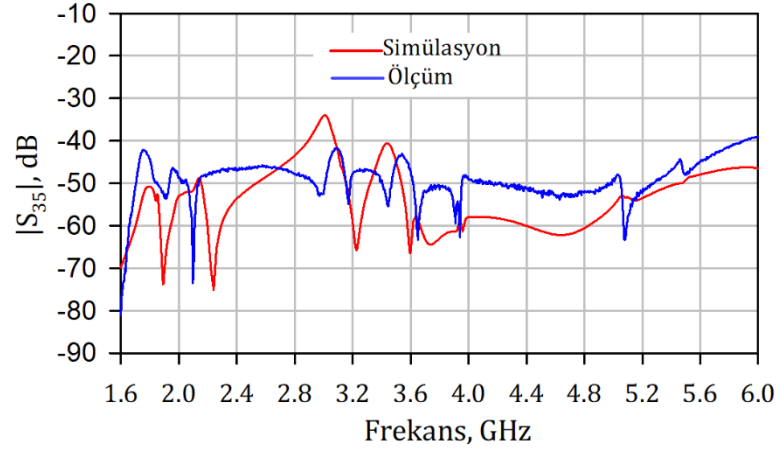
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 5.5. İmal edilen devreye ait kapılar arası izolasyon seviyelerinin ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması, (a) ikinci ve dördüncü kapılar arası izolasyon seviyesi, (b) ikinci ve beşinci kapılar arası izolasyon seviyesi, (c) üçüncü ve dördüncü kapılar arası izolasyon seviyesi, (d) üçüncü ve beşinci kapılar arası izolasyon seviyesi

6.BÖLÜM

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Tez kapsamında birden fazla frekans bandında çalışabilen, iki farklı çıkışta hem filtreleme hem de balun işlevi görebilen, yüksek seçiciliğe ve yüksek izolasyona sahip dört kanallı balun-çiftleyici tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bir giriş kapısından gelen dengesiz sinyal, ikinci ve üçüncü kapılarda dengelenerek ilk iki geçme bandında, dördüncü ve beşinci kapılarda dengelenerek de üçüncü ve dördüncü geçme bandlarında filtrelenmiştir. Dolayısıyla her bir çıkışta ikişer kanal olmak suretiyle toplamda dört kanallı bir balun-çiftleyici ortaya konmuştur. Dengeleme işlemi için kapıların besleme düzeni birbirine geometrik açıdan tam ters biçimde yerleştirilmiş ve çıkışlar arasında 180^0 faz farkı elde edilmiştir. Tasarımda, filtreleme işlemi için inter dijital kapasitörlere sahip EYHRler kullanılmıştır. Toplamda dört farklı geçme bandı elde edilmesi amacıyla farklı elektriksel uzunluklarda iki farklı rezonatör kullanılmıştır. Bandlardan birisi EYHR'in yapısına bağlı olarak oluşturulmakta, diğeri ise inter dijital kapasitörlerin varlığı nedeniyle meydana gelmektedir. Söz konusu rezonatörler iki rezonans frekansı oluşturabildiğinden, seçiciliğin artırılabilmesi amacıyla her bir çıkışa özdeş ikişer rezonatör kuplajlanmıştır. Bir başka deyişle, özdeş iki adet inter dijital kapasitör yüklü EYHR'in birbirine kuplajlanması sayesinde her bir bandda ikişer kutup elde edilebilmiştir. Diğeryandan, bu rezonatörler sahip oldukları iki rezonans frekansı arasında bir iletim sıfırı da meydana getirdiğinden, özdeş rezonatörlerin kuplajlanması sayesinde bu iletim sıfırının da çiftlenmesi başarılmıştır. Bu da kanalların birbirinden oldukça yüksek izolasyonla ayrıştırılabilmesini sağlamıştır.

Balun-çiftleyici tasarımı modern haberleşme sistemlerinde kullanılan frekans bandları ile uyumlu olacak şekilde gerçekleştirilmiştir. Çiftleyici devresi için EYHR tasarımı ve balun devresi ayrı ayrı ele alınmıştır. Tasarımlar esnasında Sonnet Tam Dalga Elektromanyetik Simülatör kullanılmış ve deneysel çalışmalar öncesinde devre performansları (merkez frekans, araya girme kaybı, geri dönüş kaybı, kapılar arası izolasyon, kapılar arası faz farkı) optimize edilmiştir. Bu doğrultuda söz konusu programın parametre tarama özelliğinden yararlanılmış ve 1.8, 2.0, 3.0, 3.45 GHz merkez

frekanslarında çalışabilen balun-çiftleyici tasarımı ortaya çıkarılmıştır. Devrenin imalatı düşük tanjant kaybına sahip Rogers R04003C taban malzemesi kullanılarak pozlandırma yöntemi ile yapılmıştır. İmal edilen devrenin ölçümleri Vektör Network Analizör sayesinde gerçekleştirilmiş ve simülasyon sonuçlarıyla iyi bir uyum sergiledikleri gözlenmiştir. İmal edilen devrelerin ölçüm sonuçlarında gözlenen bir problem çıkışlar arasındaki genlik ve faz farkının simülasyon sonuçlarında olduğu kadar iyi düzeyde olmamasıdır. Bunun nedeni tamamen imalat hatalarından kaynaklanmaktadır. Devrenin imalatı esnasında pozlandırma sırasında devrenin her noktasının eşit ultraviyole ışığa maruz kalmaması halinde kapılara giden yollar birbirinden farklı elde edilebilmektedir. Diğer yandan, pozlandırma iyi olsa dahi, bakırın eritilmesi esnasında farklılıklar ortaya çıkabilmektedir. Bu durum, örneğin ikinci ve üçüncü kapıdaki (veya dördüncü ve beşinci kapılardaki) filtrelemelerde farklılıklara yol açmaktadır. Dolayısıyla bu kapılar arasındaki genlik ve faz farkı beklendiği kadar iyi olmayabilmektedir. Devre imalatının daha profesyonel baskı sistemleri kullanılarak gerçekleştirilmesiyle çok daha iyi sonuçlar elde edilebilir.

Literatürde farklı rezonatör yapıları kullanılarak tasarlanmış birçok balun ve balun-filtre yapıları olmasına rağmen, balun-çoklayıcıların sayısı oldukça azdır. Dolayısıyla, bu tez kapsamında tasarlanan dört kanallı balun-çiftleyicinin kanal sayısı, kayıp, izolasyon ve dengeleyici performans özellikleri açısından literatürde önemli bir yere sahip olacağı düşünülmektedir. Çok fonksiyonlu haberleşme sistemlerinin hızlı gelişimi göz önünde bulundurulduğunda, önerilen balun-çiftleyici yeni nesil haberleşme sistemlerinde kendine kullanım sahası bulabilir. Nitekim, tasarlanan balun-çiftleyici, hem dört farklı frekans bandında filtreleme işlemi yapabildiğinden, hem de bu frekans bandlarının her birinde dengeleme işlemi gerçekleştirebildiğinden çok fonksiyonlu bir devre olarak öne çıkmaktadır.

KAYNAKLAR

1. ATHUKORALA, Lakshman; BUDIMIR, Djuradj. Compact filter configurations using concentric microstrip open-loop resonators. *IEEE microwave and wireless components letters*, 2012, 22.5: 245-247.
2. AHN, Chang-Soo; LEE, Juseop; KIM, Young-Sik. Design flexibility of an open-loop resonator filter using similarity transformation of coupling matrix. *IEEE microwave and wireless components letters*, 2005, 15.4: 262-264.
3. CHUN, Young-Hoon; HONG, Jia-Sheng. Electronically reconfigurable dual-modemicrostrip open-loop resonator filter. *IEEE microwave and wireless components letters*, 2008, 18.7: 449-451.
4. KARPUZ, Ceyhun; GORUR, Ali Kursad; EMUR, Murat. Quad-band microstrip bandstop filter design using dual-mode open loop resonators having thin film capacitors. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2016, 26.11: 873-875.
5. WEI, Feng, et al. Compact balanced dual-band BPFs based on short and open stub loaded resonators with wide common-mode suppression. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2020, 67.12: 3043-3047.
6. XU, Jin, et al. Compact UWB bandpass filter with a notched band using radial stub loaded resonator. *IEEE microwave and wireless components letters*, 2012, 22.7: 351-353.
7. LAN, Siang-Wen, et al. A tri-band bandpass filter with wide stopband using asymmetric stub-loaded resonators. *IEEE Microwave and wireless components letters*, 2014, 25.1: 19-21.
8. YAN, Tengfei; TANG, Xiao-Hong; WANG, Junfeng. A novel quad-band bandpass filter using short stub loaded E-shaped resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2015, 25.8: 508-510.
9. LIANG, Gen-Zhu; CHEN, Fu-Chang. A compact dual-wideband bandpass filter based on open-/short-circuited stubs. *IEEE Access*, 2020, 8: 20488-20492.
10. HSIEH, Jeng-Shien; TSAI, Chih-Ming. Synthesis of filters with stub-loaded multiple-mode resonators. *IEEE microwave and wireless components letters*, 2011, 21.10: 516-518.

11. ZHANG, Songbai; ZHU, Lei. Compact and high-selectivity microstrip bandpass filters using triple-/quad-mode stub-loaded resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2011, 21.10: 522-524.
12. HUANG, Xiaoguo; FENG, Quanyuan; XIANG, Qianyin. Bandpass filter with tunable bandwidth using quadruple-mode stub-loaded resonator. *IEEE microwave and wireless components letters*, 2012, 22.4: 176-178.
13. DENG, Hong-wei, et al. Compact quintuple-mode stub-loaded resonator and UWB filter. *IEEE microwave and wireless components letters*, 2010, 20.8: 438-440.
14. GÖRÜR, Ali Kürşad; DOĞAN, Engin; GÖRÜR, Adnan. Single-wideband and dual-band bandpass filters based on compact quadruple-mode resonator. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2024, 1-18.
15. GORUR, Ali Kursad; DOGAN, Engin; GORUR, Adnan. Quintuple-mode wideband bandpass filter based on stub-loaded circular resonator. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2022, 32.1: e22927.
16. KURSAD GORUR, Ali, et al. Design of tunable microstrip diplexer with reconfigurable filtering characteristics based on dual-mode square loop resonators. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2020, 14.13: 1587-1594.
17. GORUR, Ali Kursad; KARPUZ, Ceyhun; GORUR, Adnan. Design of dual-mode dual-band bandpass filter with independently tunable bandwidths and reconfigurable filtering characteristics. In: *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*. IEEE, 2017. p. 922-925.
18. GORUR, Ali Kursad; KARPUZ, Ceyhun; GORUR, Adnan. Electronically switchable compact quad-band microstrip bandpass filter using varactor perturbed dual-mode resonators. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2018, 32.8: 1029-1039.
19. QIAN, Hang, et al. Size-Reduced Highly-Selective Bandpass Filters Based on Dual-Mode Slow-Wave Patch Resonators. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2023.
20. HORESTANI, Ali K., et al. Split ring resonators with tapered strip width for wider bandwidth and enhanced resonance. *IEEE microwave and wireless components letters*, 2012, 22.9: 450-452.

21. FERNÁNDEZ-PRIETO, Armando, et al. Compact balanced-to-balanced diplexer based on split-ring resonators balanced bandpass filters. *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*, 2018, 28.3: 218-220.
22. GORUR, Ali K., et al. A high isolation quad-channel microstrip diplexer based on codirectional split ring resonators. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2022, 64.8: 1382-1386.
23. VELEZ, Paris, et al. Differential bandpass filter with common-mode suppression based on open split ring resonators and open complementary split ring resonators. *IEEE microwave and wireless components letters*, 2013, 23.1: 22-24.
24. JUNG, Eul-Young; HWANG, Hee-Yong. A balun-BPF using a dual mode ring resonator. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2007, 17.9: 652-654.
25. TAN, C., et al. A balun-BPF using coupled lines with capacitive loads. In: 2012 International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP). IEEE, 2012. p. 73-75.
26. CHEONG, Pedro, et al. A compact microstrip square-loop dual-mode balun-bandpass filter with simultaneous spurious response suppression and differential performance improvement. *IEEE microwave and wireless components letters*, 2011, 21.2: 77-79.
27. KIM, Phirun, et al. A design of balun bandpass filter for wide stopband attenuation base on stepped impedance resonators. In: *2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*. IEEE, 2018. p. 1339-1341.
28. GORUR, Ali Kursad. A dual-band balun BPF using codirectional split ring resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2020, 30.10: 949-952.
29. YEUNG, Lap Kun; WU, Ke-Li. A dual-band coupled-line balun filter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2007, 55.11: 2406-2411.
30. PAYAK, Sunil Kumar; KHUNTETA, Ajay. A microstrip wideband balun bandpass filter with h-shape resonators. In: *2016 International Conference on Micro-Electronics and Telecommunication Engineering (ICMETE)*. IEEE, 2016. p. 99-102.
31. YE, Xiao Feng; KE, Hai Yang; ZHENG, Shao Yong. A millimeter-wave bandpass filter and balun filter based on circular sector patch. In: *2015 International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM)*. IEEE, 2015. p. 1-2.

32. HUANG, Feng; WANG, Jianpeng; ZHU, Lei. A new approach to design a microstrip dual-mode balun bandpass filter. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2016, 26.4: 252-254.
33. CAI, Chuantao, et al. A new approach to design microstrip wideband balun bandpass filter. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2016, 26.2: 116-118.
34. WU, Chung-Hwa; WANG, Chi-Hsueh; CHEN, Chun Hsiung. A novel balanced-to-unbalanced diplexer based on four-kanal balanced-to-balanced bandpass filter. In: *2008 38th European Microwave Conference*. IEEE, 2008. p. 28-31.
35. YUE, Han-Lin; CHUANG, Yung-Hsiang; CHUANG, Huey-Ru. 60-GHz CMOS integrated on-chip Yagi antenna and balun bandpass filter in 90-nm CMOS technology. In: *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*. IEEE, 2012. p. 3546-3548.
36. ÖZDEMİR, Pınar Öztürk, et al. An Alternative Application to Tune the Center Frequency of a Microstrip Balun Bandpass Filter. In: *2019 European Microwave Conference in Central Europe (EuMCE)*. IEEE, 2019. p. 162-165.
37. KIM, Dongsu, et al. A compact WiMAX diplexer module with LTCC and FBAR technologies. In: *2009 European Microwave Conference (EuMC)*. IEEE, 2009. p. 567-570.
38. YEUNG, Lap K.; WANG, Yuanxun E.; WU, Ke-Li. A Miniaturized RF Front-end Architecture for Dual-band Transceivers. In: *2008 Asia-Pacific Microwave Conference*. IEEE, 2008. p. 1-4.
39. YAN, Jun-Mei; ZHOU, Hai-Ying; CAO, Liang-Zu. A novel filtering balun and improvement of its isolation performance. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2017, 27.12: 1056-1058.
40. CHEN, Dong, et al. A wideband balun filter on a triple-mode slotline resonator with controllable bandwidth. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2017, 27.6: 569-571.
41. QIN, W.; CHEN, J.-X. Balanced/balun filters based on dielectric resonators. In: *2017 10th Global Symposium on Millimeter-Waves*. IEEE, 2017. p. 8-10.
42. TANG, Deshan; LUO, Xun. Compact filtering balun with wide stopband and low radiation loss using hybrid microstrip and substrate-integrated defected ground structure. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2021, 31.6: 549-552.

43. TANG, Shao-Chan, et al. Compact power divider and balun with quadruplet filtering responses. In: *2019 European Microwave Conference in Central Europe (EuMCE)*. IEEE, 2019. p. 306-309.
44. XU, Haiyan, et al. Design of a dual-mode balun bandpass filter with high selectivity. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2017, 28.1: 22-24.
45. YE, Yu-Heng, et al. Design of balun filters with high frequency selectivity and low insertion loss. In: *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*. IEEE, 2017. p. 420-423.
46. HUANG, Guo-Shu; CHEN, Chun Hsiung. Dual-band balun bandpass filter with hybrid structure. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2011, 21.7: 356-358.
47. CHU, Hui; CHEN, Jian-Xin. Dual-band substrate integrated waveguide balun bandpass filter with high selectivity. *IEEE microwave and wireless components letters*, 2014, 24.6: 379-381.
48. FANG, Xin, et al. Dual-mode filtering baluns based on hybrid cavity-microstrip structures. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2020, 68.5: 1637-1645.
49. ZENG, Xing, et al. High selectivity dual-wideband balun filter utilizing a multimode T-line loaded middle-shortened CSRR. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2020, 67.11: 2447-2451.
50. HUANG, Guo-Shu; WU, Chung-Hwa; CHEN, Chun Hsiung. LTCC balun bandpass filters using dual-response resonators. *IEEE microwave and wireless components letters*, 2011, 21.9: 483-485.
51. LIN, Shih-Cheng, et al. Microstrip balanced filter and balun filter incorporating edge couplings and connected couplings based on artificial transmission lines. In: *IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*. IEEE, 2017. p. 650-653.
52. YANG, Li, et al. Multilayered wideband balun bandpass filters designed with input-reflectionless response. In: *2019 49th European Microwave Conference (EuMC)*. IEEE, 2019. p. 452-455.
53. LI, Hui-Yang, et al. Novel compact substrate integrated waveguide balun filter and balanced filter. In: *2018 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium-China (ACES)*. IEEE, 2018. p. 1-2.

54. SUN, Sheng; MENZEL, Wolfgang. Novel dual-mode balun bandpass filters using single cross-slotted patch resonator. *IEEE microwave and wireless components letters*, 2011, 21.8: 415-417.
55. CHEN, Chia-Mao, et al. A simple and effective method for designing frequency adjustable balun diplexer with high common-mode suppression. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2015, 25.7: 433-435.
56. FERNANDEZ-PRIETO, Armando, et al. Balanced-to-balanced microstrip diplexer based on magnetically coupled resonators. *IEEE Access*, 2018, 6: 18536-18547.
57. WU, Zhong-Lin; LEE, Ching-Her; CHEN, Hsun-Hsiang. Balun diplexer design in hybrid structure of microstrip line and slot-line. In: *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*. IEEE, 2015. p. 1-3.
58. WONG, Sai-Wai, et al. Cavity balanced and unbalanced diplexer based on triple-mode resonator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 67.6: 4969-4979.
59. ZHU, Chuanming, et al. Design of balun-integrated switchable low-pass-bandpass triplexer. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2017, 27.4: 353-355.
60. XUE, Quan; SHI, Jin; CHEN, Jian-Xin. Unbalanced-to-balanced and balanced-to-unbalanced diplexer with high selectivity and common-mode suppression. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2011, 59.11: 2848-2855.
61. LIN, Yo-Shen, et al. New designs of bandpass diplexer and switchplexer based on parallel-coupled bandpass filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2010, 58.12: 3417-3426.
62. BAO, Zhi-Hua, et al. Compact microstrip diplexer with differential outputs. *Electronics Letters*, 2010, 46.11: 1.
63. CHEN, Jian-Zhong, et al. A compact balun-diplexer using interdigital line resonators. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2015, 25.6: 485-489.
64. HUANG, Feng, et al. Compact microstrip balun diplexer using stub-loaded dual-mode resonators. *Electronics Letters*, 2016, 52.24: 1994-1996.
65. WEN, Pi-Hung, et al. Design of balanced and balun diplexers using stepped-impedance slot-line resonators. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2014, 28.6: 700-715.

66. WILKINSON, Ernest J. An N-way hybrid power divider. IRE Transactions on microwave theory and techniques, 1960, 8.1: 116-118.
67. POZAR, David M. Microwave engineering. *Fourth Editions, University of Massachusetts at Amherst, John Wiley & Sons, Inc*, 2012, 26-30.
68. DE RONDE, F. C. A new class of microstrip directional couplers. In: G-MTT 1970 International Microwave Symposium. IEEE, 1970. p. 184-189.
69. GARCIA, J. A. A Wide-Band Quadrature Hybrid Coupler (Correspondence). IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1971, 19.7: 660-661.
70. Sonnet, User's Manual, Version 13.52, Sonnet Software, North Syracuse, NY, June 2011.

