

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

**YENİ NESİL HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN
AYARLANABİLİR MİKROŞERİT BALUN FİLTRE TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ALİ ÖZTÜRK

DENİZLİ, TEMMUZ - 2020

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



**YENİ NESİL HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN
AYARLANABİLİR MİKROŞERİT BALUN FİLTRE TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ALİ ÖZTÜRK

DENİZLİ, TEMMUZ - 2020

KABUL VE ONAY SAYFASI

Ali ÖZTÜRK tarafından hazırlanan “**Yeni Nesil Haberleşme Sistemleri için Ayarlanabilir Mikroşerit Balun Filtre Tasarımı**” adlı tez çalışmasının savunma sınavı 27.07.2020 tarihinde yapılmış olup aşağıda verilen jüri tarafından oy birliği / oy çokluğu ile Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

İmza

Danışman

Prof. Dr. Ceyhun KARPUZ

.....

Eş Danışman

Doç. Dr. Ali Kürşad Görür

Nevşehir Hacı Bektaş Veli Üniversitesi

.....

Üye

Dr. Öğr. Üyesi Ahmet ÖZEK

Pamukkale Üniversitesi

.....

Üye

Dr. Öğr. Üyesi Pınar ÖZTÜRK ÖZDEMİR

Milli Savunma Üniversitesi

.....

Üye

Dr. Öğr. Üyesi Özgür Önder KARAKILINÇ

Pamukkale Üniversitesi

.....

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

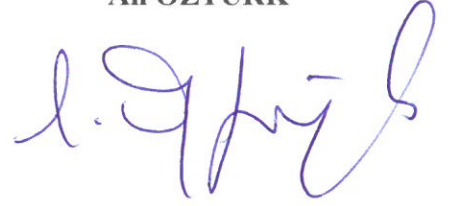
Prof. Dr. Uğur YÜCEL

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Bu tez çalışması TÜBİTAK tarafından 116E864 nolu proje ile desteklenmiştir.

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

Ali ÖZTÜRK



ÖZET

YENİ NESİL HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN AYARLANABİLİR MİKROŞERİT BALUN FİLTRE TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ALİ ÖZTÜRK

PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

(TEZ DANIŞMANI: PROF. DR. CEYHUN KARPUZ)

(EŞ DANIŞMAN: DOÇ. DR. ALİ KÜRŞAD GÖRÜR)

DENİZLİ, TEMMUZ - 2020

Proje kapsamında, dengesiz bir giriş ve dengeli iki çıkış arasında hem bant geçiren filtre görevini, hem de çıkışlar arasında 180^0 faz farkı elde edilerek balun görevini yerine getirecek şekilde bir devre tasarımı sunulmuştur. Tasarlanmış olan ayarlanabilir balun bant geçiren filtrede hem merkez frekansının, hem de bant genişliğinin ayarlanabilmesi sağlanmıştır. Projede tasarlanan devrede mikroşerit yapılar ve halka rezonatörler kullanılmıştır. Halka rezonatörler arasına varaktör diyotlar yerleştirilerek frekans sahası değişimi sağlanmıştır. Balun tasarımındaki temel yöntem gereği, dengeli çıkışlardan birine ait frekans cevabında iletim sıfırları mevcut olup, diğerinde iletim sıfırları gözükmemiş (imajiner frekanslarda yer aldığı) ve çıkışlar arası faz farkı yaklaşık 180^0 civarında elde edilmiştir. Balun tasarımında halka rezonatörler kullanılarak iki farklı çıkışta farklı filtreleme karakteristikleri elde edilmiştir. Çıkışlardan birinde lineer faz filtreleme karakteristiği elde edilirken iletim sıfırları reel frekanslarda gözlenmemiştir. Eliptik filtreleme karakteristiğinin elde edildiği çıkışta ise iletim sıfırları reel frekanslarda yer almaktadır. Mikroşerit hatların empedans ve elektriksel uzunlukları arzu edilen frekans sahasına göre belirlenmiştir. Bu devre ayrıca, varaktör diyotların kapasitanslarındaki değişikliklere bağlı olarak 1.8-2.2 GHz aralığında da çalışabilecek şekilde tasarlanmıştır.

ANAHTAR KELİMELEER: BALUN, BANT GEÇİREN FİLTRE, AÇIK HALKA REZONATÖRÜ, VARAKTÖR DİYOT, BALUN BANT GEÇİREN FİLTRE

ABSTRACT

TUNABLE MICROSTRIP BALUN FILTER DESIGN FOR NEW GENERATION COMMUNICATION SYSTEMS

MSC THESIS

ALI OZTURK

PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE

ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING

(SUPERVISOR: PROF. DR. CEYHUN KARPUZ)

(CO-SUPERVISOR: ASSOC. PROF. DR. ALI KÜRŞAD GÖRÜR)

DENİZLİ, JULY 2020

Within the scope of this project, a circuit design is presented to fulfill the task of balun by obtaining both the band pass filter function between an unbalanced input and two balanced outputs and a 180° phase difference between the outputs. In the designed adjustable balun band pass filter, both center frequency and bandwidth can be adjusted. Microstrip structures and open loop resonators were used in the circuit designed in the project. Frequency domain variation was achieved by placing varactor diodes between the open loop resonators. According to the basic method in balun design, transmission zeros are present in the frequency response of one of the balanced outputs, while the other has no transmission zeros (when it is located at the imaginary frequencies) and the phase difference between the outputs is about 180° . In Balun design, different filtering characteristics were obtained at two different outputs by using ring resonators. While linear phase filtering characteristics were obtained in one of the outputs, transmission zeros were not observed at real frequencies. At the output where the elliptical filtering characteristic is obtained, the transmission zeros are at real frequencies. The impedance and electrical lengths of the microstrip lines are determined according to the desired frequency range. This circuit is also designed to operate in the range of 1.8-2.2 GHz, depending on changes in capacitance of varactor diodes.

**KEYWORDS: BANDPASS FILTER, OPEN LOOP RESONATOR,
VARACTOR DIODE, BALUN, BALUN BANDPASS FILTER**

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	i
ABSTRACT	ii
İÇİNDEKİLER	iii
ŞEKİL LİSTESİ	iv
TABLO LİSTESİ	vi
SEMBOL LİSTESİ	vii
ÖNSÖZ.....	viii
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti	2
2. KUPLAJLI HAT TEORİSİ	10
2.1 Senkronize Ayarlı Kuplajlı Rezonatör Devreleri	11
2.1.1 Elektriksel Kuplaj	11
2.1.2 Manyetik Kuplaj	13
2.1.3 Karışık Kuplaj	15
2.2 Asenkron Ayarlı Kuplajlı Rezonatör Devreler.....	17
2.2.1 Elektriksel Kuplaj	18
2.2.2 Manyetik Kuplaj	19
2.2.3 Karışık Kuplaj	20
2.2.4 Kuplaj Katsayısı(k)'nın Bulunması	22
2.3 Elektrik ve Manyetik Kuplaj Örnekleri	24
3. BALUN BANT GEÇİREN FİLTRE	27
3.1 Rezonatör Analizi	27
3.1.1 Bant Geçiren Filtrenin Merkez Frekansının Ayarlanması	30
3.2 Balun Bant Geçiren Filtre.....	32
4. DENEYSEL SONUÇLAR	35
5. SONUÇLAR.....	38
6. KAYNAKLAR.....	40
7. ÖZGEÇMİŞ	43

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1: Geleneksel Marchand balun yapısı (Fathelbab ve Steer 2005).....	3
Şekil 1.2: a) Tasarlanan balun bant geçiren filtre yapısı, b) İmal edilen balunun fotoğrafı c) Ölçüm ve simülasyon sonuçları (Jung ve Hwang 2007).....	4
Şekil 1.3: a) Tasarlanan balun bant geçiren filtre yapısı b) Ölçüm ve simülasyon sonuçları (Kang ve Hwang 2010).	5
Şekil 1.4: a) Tasarlanan balun bant geçiren filtre yapısı b) Ölçüm ve simülasyon sonuçları (Sun ve Menzel 2011).....	5
Şekil 1.5: a) Tasarlanan balun bant geçiren filtre yapısı, b) Ölçüm ve simülasyon sonuçları (Huang ve diğ. 2016).....	6
Şekil 1.6: a) Tasarlanan ayarlanabilir balun bant geçiren filtre yapısı b) Ölçüm ve simülasyon sonuçları (S11) c) Ölçüm ve simülasyon sonuçları (S21 ve S31) (Zhou ve diğ. 2011).....	7
Şekil 1.7: a)Tasarlanan ayarlanabilir balun bant geçiren filtre yapısı b)Simülasyon sonuçları, b) Ölçüm sonuçları (Hung ve diğ. 2011)....	8
Şekil 1.8: a) Tasarlanan iki balun bant geçiren filtre yapısı b) Simülasyon ve ölçüm sonuçları (Hsu ve diğ. 2012).....	9
Şekil 1.9: a) Tasarlanan iki bantlı balun bant geçiren filtre yapısı, b) Simülasyon ve ölçüm sonuçları (Zhang ve diğ. 2015).....	9
Şekil 2.1: Kuplaj Gösterimi (Hong, Lancaster 2001).....	10
Şekil 2.2: a) Elektrikli kuplajlı senkron olarak ayarlanmış rezonatör devresi b) Kuplajı temsil etmek üzere $J=\omega C_m$ giriş çeviricili eşdeğer devrenin alternatif bir biçimi (Hong, Lancaster 2001).....	12
Şekil 2.3: a) Manyetik kuplajlı senkron olarak ayarlanmış rezonatör devresi, b) Kuplajı temsil etmek için bir empedans çevirici $K=\omega L_m$ olan eşdeğer devrenin alternatif bir şekli (Hong, Lancaster 2001).....	14
Şekil 2.4: a) Eş zamanlı olarak ayarlanmış kuplajlanmış rezonatör devresinin karma birleştirme ile ağda gösterimi b) Sırasıyla manyetik kuplajı ve elektrik kuplajını temsil etmek için bir empedans invertörü $K=\omega L_m$ ve bir giriş invertörü $J=\omega C_m$ olan ilişkili bir eşdeğer devre (Hong, Lancaster 2001).....	16
Şekil 2.5: Elektriksel Kuplajlı Asenkron Rezonatörlü Devreler (Hong, Lancaster 2001).....	18
Şekil 2.6: Asenkron olarak kuplajlanmış rezonatör devreleri, manyetik kuplajlı (Hong, Lancaster 2001).....	19
Şekil 2.7: Asenkron olarak ayarlanmış kuplaj rezonatör, elektrik bağlantısı ve manyetik bağlantı (Hong, Lancaster 2001).....	21
Şekil 2.8: a)Elektriksel Kuplajlı Devre Modellemesi b) İki rezonatör arasındaki d mesafesinin değişimine göre frekans değerleri değişimi,.....	24
Şekil 2.9: İki rezonatör arasında ki mesafeye (d) bağlı kuplaj katsayısının değişimi,.....	25
Şekil 2.10: a)Manyetik Kuplajlı Devre Modellemesi b) İki rezonatör arasındaki d mesafesinin değişimine göre frekans değerleri değişimi,.....	25

Şekil 2.11: İki rezonatör arasında ki mesafeye (d) bağlı kuplaj katsayısının değişimi,.....	26
Şekil 3.1: Geleneksel referans elemanlara sahip çift modlu halka rezonatöre ait eşdeğer devre modelleri a) Tek Mod b) Çift Mod.....	28
Şekil 3.2: a) İnterdijital mekanizmalı açık halka rezonatörü b) Önerilen ayarlanabilir açık halka rezonatörü.....	29
Şekil 3.3: İnterdijital kapasitörlerle açık döngü rezonatör ve önerilen açık döngü rezonatör ($C_g = 1.0 \text{ pF}$) ile sonuç karşılaştırması.....	29
Şekil 3.4: Bant Geçiren Filtre 1, Bant Geçiren Filtre 2 için çıkış portunun konfigürasyonu.....	30
Şekil 3.5: a) Bant Geçiren Filtre 1 ve Bant Geçiren Filtre 2'nin genlik cevabı b) Bant Geçiren Filtre 1 ve Bant Geçiren Filtre 2'nin genlik cevabı.....	31
Şekil 3.6: Balun bant geçiren filtre tasarımı.....	32
Şekil 3.7: a) Merkez frekansı, b) Fazı, c) C_g değişimi nedeniyle genlik farkı.....	33
Şekil 4.1: Üretimi gerçekleştirilmiş ayarlanabilir balun bant geçiren filtre fotoğrafı.....	35
Şekil 4.2: a) Kapasitans-gerilim ve kapasitans-frekans ilişkisi, b) Simüle edilen ve ölçülen sonuçların karşılaştırılması ($C_g = 0.65 \text{ pF}$).....	36

TABLO LİSTESİ

Sayfa

Tablo 2.1: d değerine bağı olarak f_1 ve f_2 frekanslarının değişimi	24
Tablo 2.2: d değerine bağı olarak f_1 ve f_2 frekanslarının değişimi	26
Tablo 3.1: Interdijital kapasitörlü ve varaktör diyotlu rezonatörlerin boyutları	30
Tablo 3.2: Balun bant geçiren filtrede kullanılan rezonatör boyutları	32
Tablo 4.1: Balun bant geçiren filtre genlik/faz ölçüm sonuçları.....	37

SEMBOL LİSTESİ

Z_0	:	Karakteristik Empedans
Z_{in}	:	Giriş Empedansı
Z_{even}	:	Çift Mod Empedansı
Z_{odd}	:	Tek Mod Empedansı
θ	:	Elektriksel Uzunluk
λ	:	Dalga Boyu
f	:	Frekans
ω	:	Açısal Frekans
C_s	:	Kuplaj Kapasitansı
C_p	:	Pertüsbasyon Kapasitansı
S_{11}	:	Yansıma Katsayısı
S_{21}	:	İletim Katsayısı
ϵ_r	:	Dielektrik Sabiti
k	:	Kuplaj Katsayısı

ÖNSÖZ

Hayatım boyunca her konuda yanımda olan aileme, üniversite hayatım boyunca ve tezin gerçekleşmesinde desteğini esirgemeyen değerli bilim insanlarından Prof. Dr. Ceyhun KARPUZ'a, Doç. Dr. Ali Kürşad GÖRÜR'e, Dr. Öğr. Üyesi Pınar ÖZTÜRK ÖZDEMİR'e ve Tülay BAKIR'a sonsuz şükranlarımı sunarım.

1. GİRİŞ

Son yıllarda, modern haberleşme sistemlerindeki hızlı gelişmeler nedeniyle, mikrodalga filtreler ve dengeli devre elemanları gereksinimi önemli ölçüde artmıştır. Uydu haberleşme sistemlerinde ve özellikle RF ön uç modüllerinde sıklıkla kullanılmaktadır. Bu iki devre elemanının ayrı ayrı bir sistemde kullanılması kayıp, maliyet ve devre boyutu açısından dezavantaj yaratmaktadır. Bu nedenle, balun bant geçiren filtreler kompakt devre boyutu ve düşük maliyet sağlayabildikleri için önemli avantajları vardır. Balun ve bant geçiren filtreler, RF/Mikrodalga haberleşme sistemlerinin en önemli devre elemanları arasındadır. Balunlar bir giriş sinyalini 180° faz farkı ve eşit genlikte iki çıkış sinyaline bölebilir. Ayrıca, dengesiz bir giriş sinyalini dengeli çıkışlara dönüştürdüğü için gürültü ve harmonik bastırma işlevlerine de sahip olabilirler. Dengeli karıştırıcılar, anten besleme devreleri gibi çeşitli dengeli devre yapılarında gerek duyulan devre elemanlarıdır. Ayrıca, çok işlevli alıcı-verici devre modüllerinin modern teknolojiye çok tercih edilmeleri nedeniyle tasarlanan devrelerin elektronik olarak ayarlanabilmesi tercih edilmektedir. Bant geçiren filtreler ise istenen frekans sahasında sinyal iletimine izin veren devre elemanlarıdır. Balun ve filtre gibi haberleşme sistemlerinde sıklıkla ihtiyaç duyulan iki devre elemanın birleştirilmesi suretiyle elde edilen balun bant geçiren filtreler boyut ve performans açısından önemli avantajları da beraberinde getirmektedir. Zira, tek bir devrede dengeleme ve filtrelemenin gerçekleştirilmesi en azından bir devreden boyut anlamında tasarruf edilmesi anlamına gelmektedir. Bu durum genel devre performansına da özellikle kayıp açısından olumlu anlamda etki etmektedir. Literatürde balun bant geçiren devreleri ile ilgili birçok çalışmaya rastlanmaktadır. Bugüne kadar, basamak empedans rezonatörleri, açık devre sonlandırılmalı yan hat yüklü rezonatörler, çok katmanlı yapılar ve diğer bazı rezonatör konfigürasyonları dahil olmak üzere birçok balun bant geçiren filtre tasarımı literatüre dahil edilmiştir.

Bir balun uyumlu giriş ve diferansiyel çıkışlara sahip üç portlu devre türüdür. Balunlarda elde edilmesi gereken olan S Parametreleri eşitlik (1.1a-1.1b)'de gösterilmektedir.

$$S_{12} = -S_{13} = S_{21} = -S_{31} = S_{12} \quad (1.1a)$$

$$S_{11} = -\infty \quad (1.1b)$$

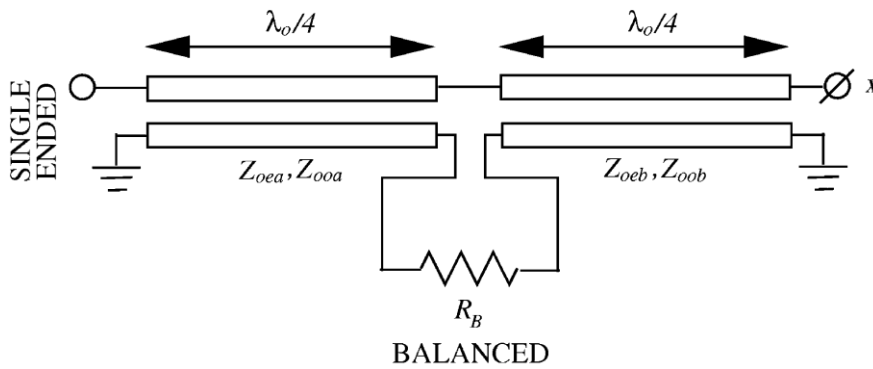
Literatürdeki ayarlanabilir balun bant geçiren filtre tasarımlarının sayısı ise bilgimiz dahilinde oldukça sınırlıdır. Jung ve Hwang tarafından 2007 yılında yapılan çalışma, hem minyatür balun tasarımlarına yer verilmiş olması, hem de ayarlanabilir balunların ortaya konmuş olması nedeniyle kompakt bir yapının avantajlarını literatüre kazandırmıştır. Bu tez kapsamında, varaktör diyotlara sahip geleneksel açık halka rezonatörler kullanılarak elektronik olarak ayarlanabilen mikroşerit balun bant geçiren filtre tasarımı amaçlanmaktadır. Bu çalışmada, elektronik olarak ayarlanabilen mikroşerit balun bant geçiren filtre tasarımı, geleneksel açık döngü rezonatörlerinde bulunan varaktör diyotları ile sağlanacaktır.

1.1 Literatür Özeti

Literatürde balun devrelerine ait birçok çalışma bulunmaktadır. Marchand balunlar, kuplajlı düzlemsel yapılar bu devrelerin önemli kısmını yaratmaktadır. (Pavio ve Kikel 1990), (Kravchenko ve diğ. 2005), (Fathelbab ve Steer 2005), (Sun ve diğ. 2006), (Mondal ve diğ. 2006), (Zhang ve diğ. 2011), (Shie ve diğ. 2012). Balun ve bant geçiren filtre olarak birlikte bu işlemi yapan devre tasarımları son yıllarda haberleşme sistemlerinde yer almaktadır. (Jung ve Hwang 2007), (Kang ve Hwang 2010), (Sun ve Menzel 2011), (Zhou ve diğ. 2011), (Hung ve diğ. 2011), (Huang ve diğ. 2011), (Hsu ve diğ. 2012), (Feng ve Che 2012), (Hui ve diğ. 2012), (Jiang ve diğ. 2014), (Zhang ve diğ.(2015), (Huang ve diğ. 2016). Bu görevi yapan yapılar için çift modlu halka rezonatörler, indüktif yüklü yama rezonatörler, açık devre sonlandırılmalı yan hat yüklü rezonatörler, çok katmanlı yapılar, paralel kuplajlı rezonatörler gibi çeşitli birçok rezonatör konfigürasyonu balun-bant geçiren filtre tasarımları için literatürde kendine yer bulmuştur. Bu çalışmalarda ayarlanabilen balunlar ve çok bantlı balun yapılarına az sayıda karşılaşılmaktadır. 2005 yılında Fathelbab ve Steer'in düzlemsel Marchand balunların minyatürizasyonu üzerine yapılan çalışmada,

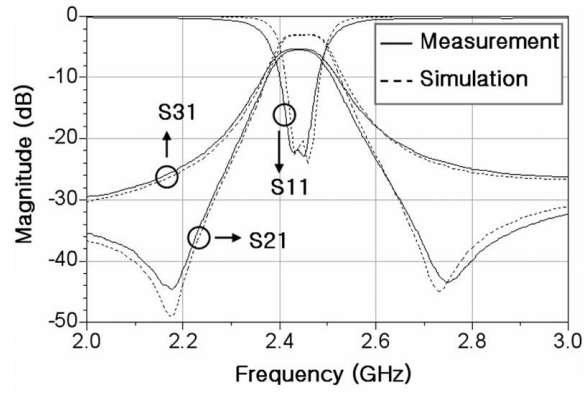
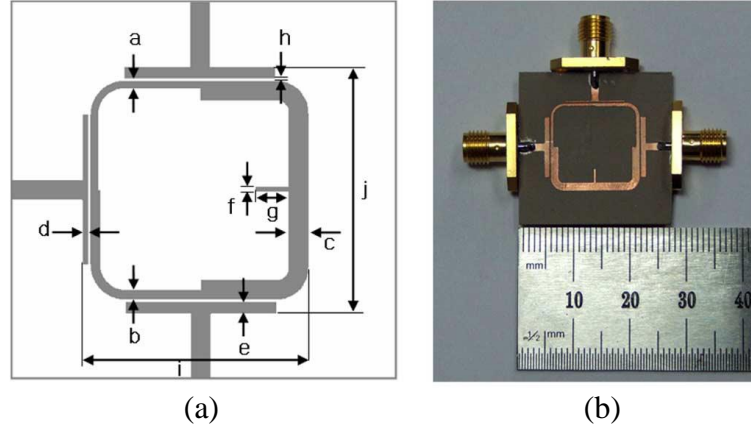
geleneksel bir marchand balun topolojisine açık devre sonlandırmalı yan hatlar ve basamak empedans yüklemeleri ile minyatür balun tasarımları gerçekleştirmişlerdir.

Yaptıkları tasarımı teorik olarak da modellemiş olup, ayarlama işlemini de çalışma içerisinde yer vermişlerdir. 0.6-1GHz arasında varaktör diyotun kapasitanslarına göre merkez frekansını kontrolünü sağlamışlardır. Geleneksel Marchand balun yapısı Şekil 1.1’de verilmiştir. Bu yapılan çalışma hem minyatür balun tasarımı hemde ayarlanabilir balun tasarımı içerdiğinden dolayı literatürde ki en önemli çalışmalardandır.



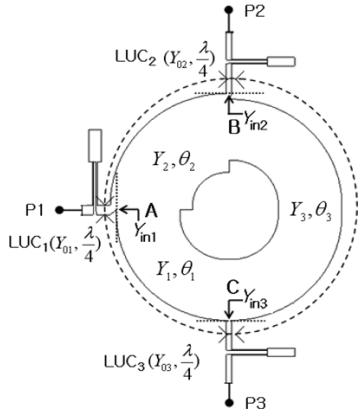
Şekil 1.1: Geleneksel Marchand balun yapısı (Fathelbab ve Steer 2005)

Jung ve Hwang tarafından 2007 yılında gerçekleştirilen çalışmada çift modlu kare halka rezonatör yapısı kullanılarak balun bant geçiren filtre tasarımını gerçekleştirmişlerdir. Yapılan çalışmada çift modlu kare halka rezonatör yapısı kullanılmış rezonatörün her kenarında farklı empedanslarda iletim hatları kullanmış ve çıkışların herhangi birinde lineer faz karakteristiği elde edilirken, diğerinde eliptik filtreme karakteristiğini elde etmişlerdir. Bunun sonucunda çıkışların arasındaki faz farkı 180° derece olmuştur. Çıkışlar arasında ki genlik farkı 0.5dB’den daha küçük elde etmişlerdir. Yapılan çalışmanın frekansı ise 2.425 GHz ile 2.465 GHz arasındadır. Bu çalışmada tasarlanan balun yapısı ve frekans cevapları gösterilmektedir. Gerçekleştirilen çalışmada çift modlu kare halka rezonatörü kullanılması sebebiyle tümleşik bir tasarım gerçekleştirmişlerdir. Tasarlanan balun yapısı ve frekans cevapları Şekil 1.2’ de verilmiştir.

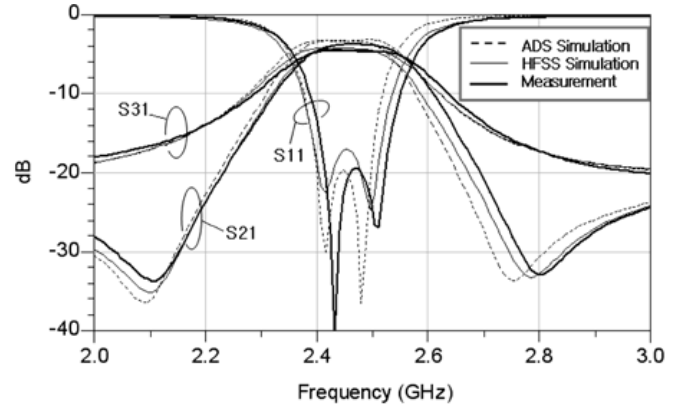


Şekil 1.2: a) Tasarlanan balun bant geçiren filtre yapısı b) İmal edilen balunun fotoğrafı c) Ölçüm ve simülasyon sonuçları (Jung ve Hwang 2007)

2010 yılında Kang ve Hwang tarafından yapılan balun tasarımında çift modlu halka rezonatör kullanılmıştır. Önerilen rezonatör giriş-çıkış portlarına teoride J invertörleriyle kuplajlanmış, gerçekleştirme aşamasında ise invertörlerin yerine alçak geçiren filtre birim hücreleri kullanılmıştır. 2.45 GHz merkez frekansında 100 MHz bant genişliğinde tasarlanan balunda çıkış portları arasındaki genlik farkı 1dB'den daha iyi, faz farkı ise $172^\circ - 182^\circ$ arasında elde edilmiştir. Tasarlanan balun yapısı ve frekans cevapları Şekil 1.3'te verilmiştir.



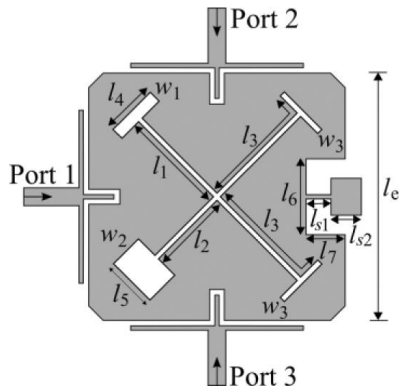
(a)



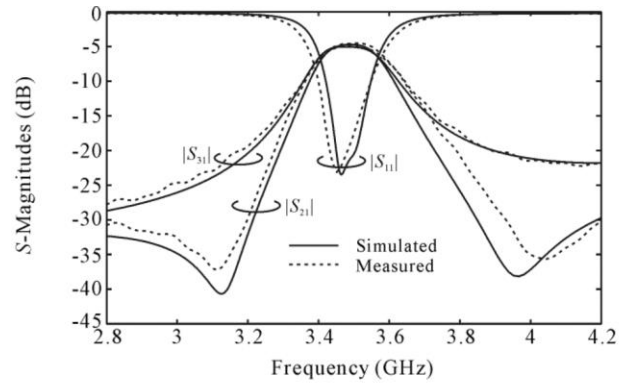
(b)

Şekil 1.3: a) Tasarlanan balun bant geçiren filtre yapısı b) Ölçüm ve simülasyon sonuçları (Kang ve Hwang 2010)

Sun ve Menzel'in yapmış olduğu çalışmada çift modlu yarıklı yama rezonatör kullanılmıştır. Tasarlanan balun oldukça kompakt bir büyüklüktedir. Çalışmada 1.8 ve 3.48 GHz merkez frekansında iki balun yapılmış olup 0.5 dB'den daha iyi bir genlik farkı, $180 \pm 5^\circ$ faz farkı elde edilmiştir. Şekil 1.4'te bu çalışmada tasarlanan balun yapısı ve frekans cevapları gösterilmektedir.



(a)

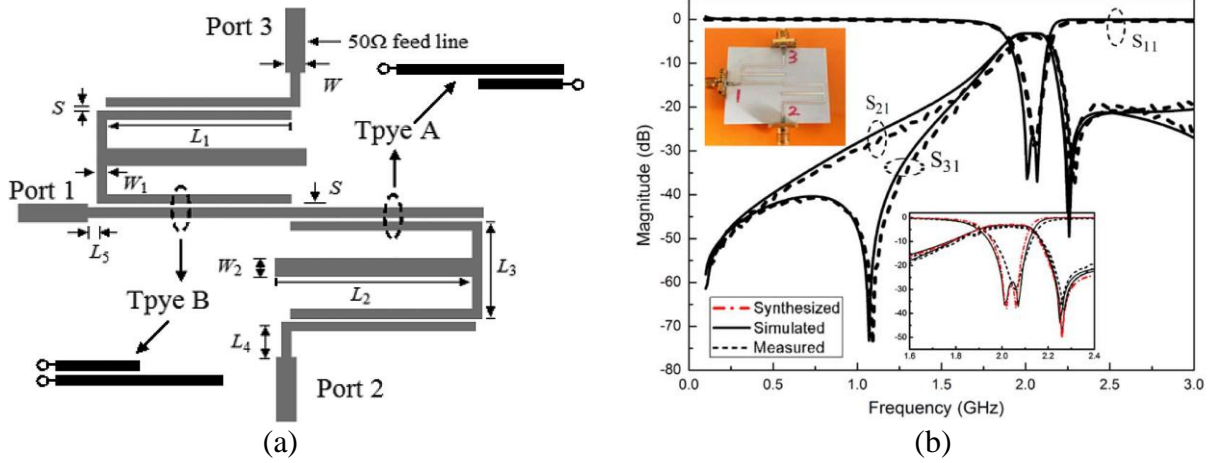


(b)

Şekil 1.4: a) Tasarlanan balun bant geçiren filtre yapısı b) Ölçüm ve simülasyon sonuçları (Sun ve Menzel 2011)

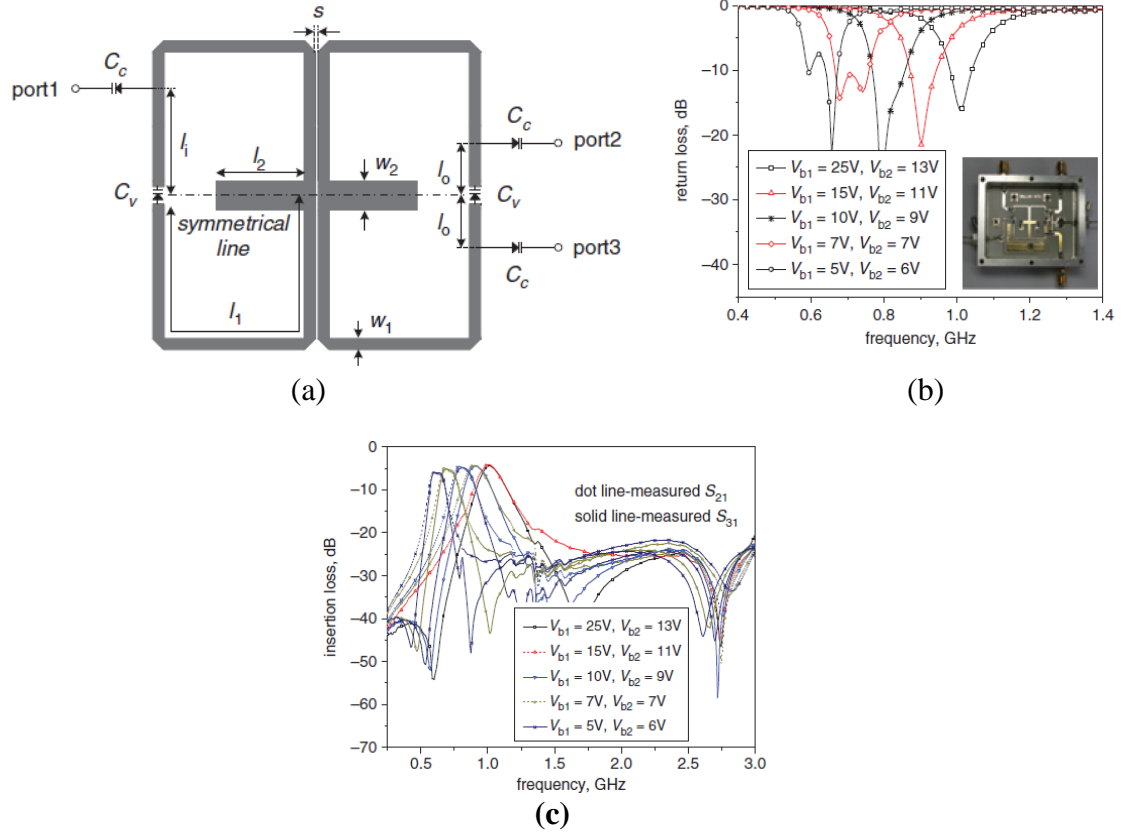
Huang ve ekibinin tasarladıkları balunda, yarım dalga boyu açık devre sonlandırmalı iletim hattı üzerindeki duran dalga yolu üzerinden tasarım açıklanmış olup giriş portundan çıkan besleme hattının çıkış portlarına farklı kuplaj rotalarıyla kuplajlanması sonucu çıkış portları arasında 180° civarında bir faz farkı elde edilmiştir.

Balun 2GHz merkez frekansında olup %11 kesirsel bant genişliğine sahiptir. Aynı zamanda 0.8dB araya girme kaybına sahiptir. Şekil 1.5'te bu çalışmada tasarlanan balun yapısı ve frekans cevapları gösterilmektedir.



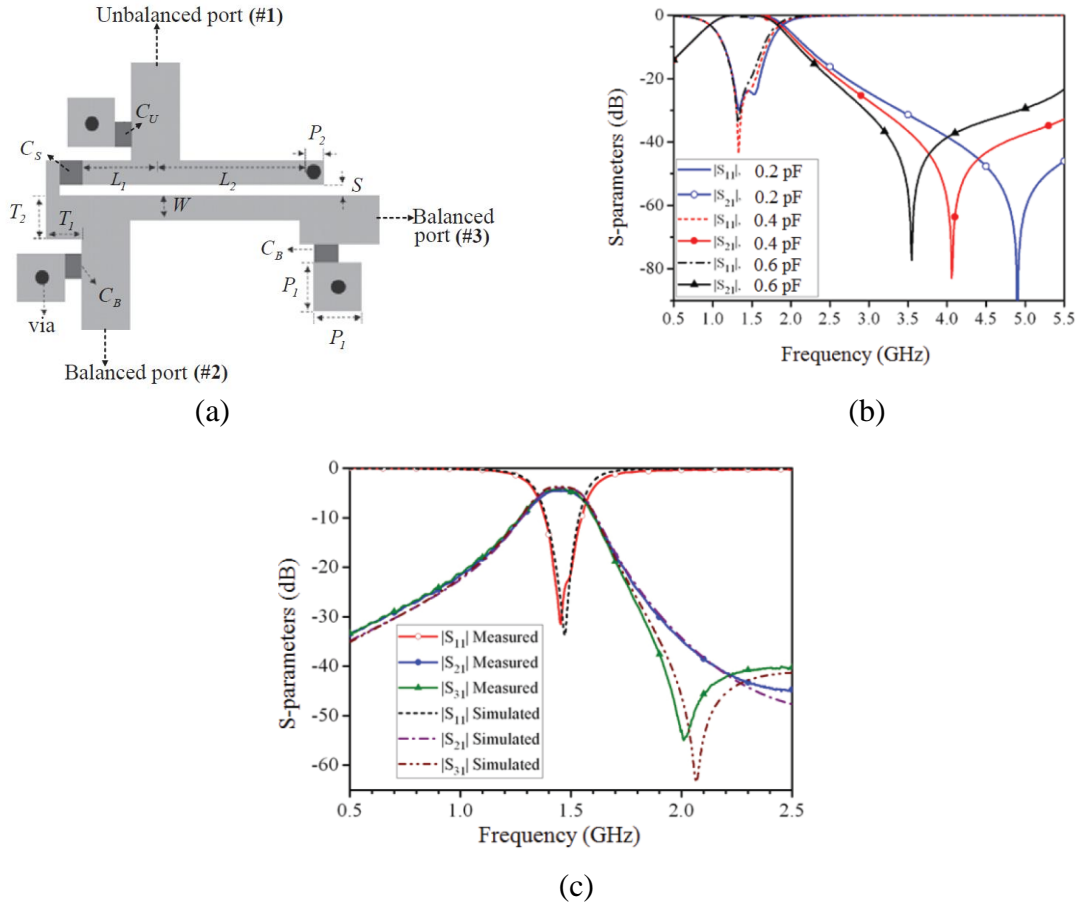
Şekil 1.5: a) Tasarlanan balun bant geçiren filtre yapısı b) Ölçüm ve simülasyon sonuçları (Huang ve diğ. 2016)

Ayarlanabilir balun tasarımları literatürde çok fazla yer almayıp Zhou ve ekibi tarafından yapılan çalışmada ayırık halka rezonatörlere kapasitif yükleme yapılarak 400 MHz civarında merkez frekans ayarlama sahası elde edilmiştir. Bu çalışmada, $180 \pm 5^\circ$ 'lik bir faz farkı elde edilmiş, dengeli çıkışlar arasındaki genlik farkı ise 0.5 dB'den daha düşük olarak elde edilmiştir.



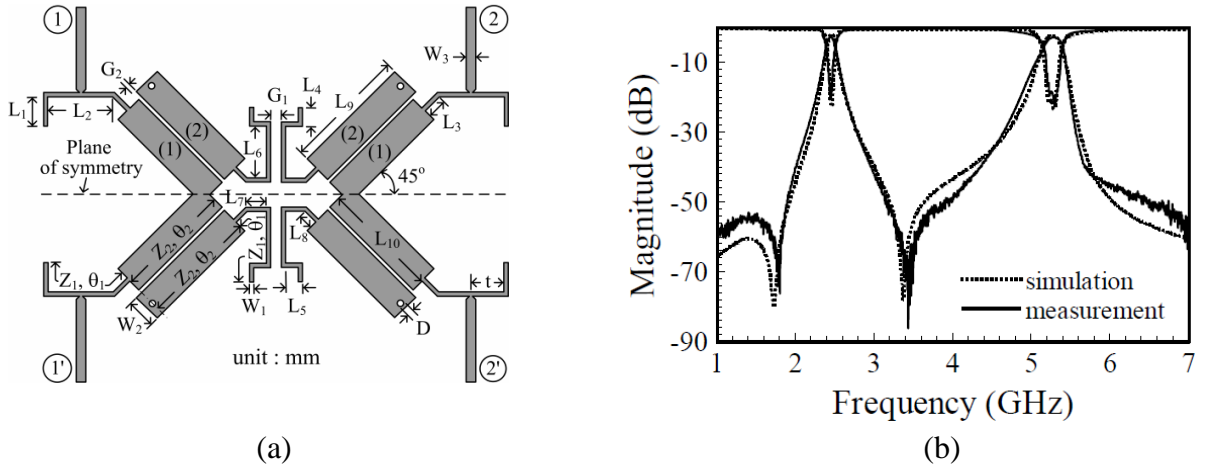
Şekil 1.6: a) Tasarlanan ayarlanabilir balun bant geçiren filtre yapısı b) Ölçüm ve simülasyon sonuçları (S_{11}) c) Ölçüm ve simülasyon sonuçları (S_{21} ve S_{31}) (Zhou ve diğ. 2011)

Ayarlanabilir balun tasarımında ise sadece iletim sıfırının ayarlama işlemi gerçekleştirilmiştir (Hung ve diğ. 2011]. Asimetrik besleme noktaları ile kompakt bir tasarım sunulmuş olup, 1.2 dB'den daha iyi bir araya girme kaybı elde edilmiştir. Çıkışlar arasındaki faz farkı dengesizliği 4^0 'den daha iyi, genlik farkı ise 0.4 dB'den daha iyi elde edilmiştir.



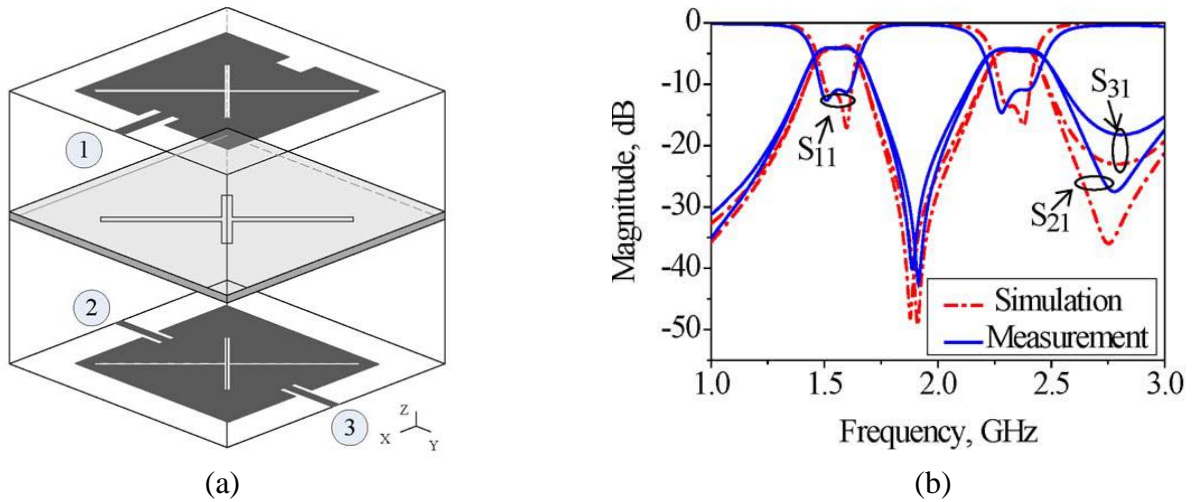
Şekil 1.7: a)Tasarlanan ayarlanabilir balun bant geçiren filtre yapısı b)Simülasyon sonuçları b) Ölçüm sonuçları (Hung ve diğ 2011)

Literatürdeki çok bantlı balun tasarımlarında ise bilgilerimiz dahilinde bugüne dek sadece iki bantlı balun-filtre tasarımları çalışılmıştır. 2012 yılında Hsu ve diğ. tarafından literatüre kazandırılan çalışmada, dördüncü dereceden iki bantlı balun-filtre tasarımı kısmi kuplajlı yarım ve çeyrek dalga boyu basamak empedans tipi rezonatörler kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada 4 kapılı bir balun yapısı gerçekleşmiş olup, fark mod (Differential-Mode, DM) işlemi simetri düzlemine göre asimetrik rezonatör yerleşimiyle başarılmıştır. Ortak mod (Common-Mode, CM) işlemi ise yarım dalga boyu rezonatörün çift mod frekansı bastırılarak ortaya konmuştur. Şekil 1.8’de tasarlanan balun yapısı ve frekans cevapları gösterilmektedir. Bu çalışmada, bantların birbirinden bağımsız olarak kontrolü söz konusu değildir.



Şekil 1.8: a) Tasarlanan iki balun bant geçiren filtre yapısı b) Simülasyon ve ölçüm sonuçları (Hsu ve diğ. 2012)

2015 yılında Zhang ve diğ. iki bantlı balun tasarımında ise çok katmanlı bir konfigürasyon kullanılmıştır. İki farklı düzlemde arka arkaya iki adet yarı yüklü yama rezonatör kullanılmıştır. Her bir bant birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir. Kuplaj matrisi temelli bir teorik tasarım prosedürü de bu çalışmada literatüre tanıtılmıştır. Tasarlanan balunun çalışma frekansları 1.55 ve 2.35 GHz'e ayarlanmış, araya girme kaybı her iki bantta da 1.45 dB olarak ölçülmüştür. İlgili devre Şekil 1.9'da gösterilmektedir.



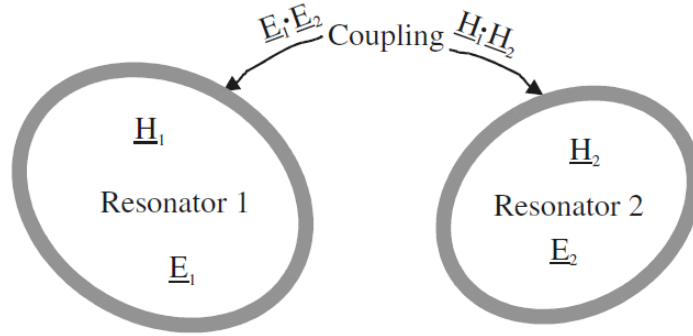
Şekil 1.9: a) Tasarlanan iki bantlı balun bant geçiren filtre yapısı b) Simülasyon ve ölçüm sonuçları (Zhang ve diğ. 2015)

2. KUPLAJLI HAT TEORİSİ

Tez kapsamında tasarlanan ayarlanabilir balun bant geçiren filtrede kullanılan rezonatörler birbirine kuplajlanmaktadır. Bilindiği üzere rezonatörler arasındaki kuplaj elektriksel, manyetik veya karışık kuplaj olarak gerçekleştirilmektedir. Bu kuplaj türlerine göre rezonatörler arası boşluğun değiştirilmesi suretiyle kuplaj katsayısını, buna bağlı olarak da bant genişliğini kontrol etmek mümkündür. Nitekim bu boşluğun değiştirilmesi kutup frekanslarının kontrol edilmesine imkân vermektedir. Dolayısıyla bant geçiren filtre tasarımlarında kuplaj kat sayısının hesaplanması büyük öneme sahiptir. Farklı yapılarla ve farklı rezonans frekanslarına sahip kuplajlanmış mikrodalga rezonatörlerin kuplaj katsayısı; eşitlik (2.1)'de gösterilmektedir. Kuplaj katsayısı toplam enerjinin depolanan enerjiye oranıdır.

$$k = \frac{\int \int \int \mu E_1 E_2 dv}{\sqrt{\int \int \int \mu |H_1|^2 dv} \times \sqrt{\int \int \int \mu |H_2|^2 dv}} + \frac{\int \int \int \mu H_1 H_2 dv}{\sqrt{\int \int \int \mu |H_1|^2 dv} \times \sqrt{\int \int \int \mu |H_2|^2 dv}} \quad (2.1)$$

E ve H'nin sırasıyla elektrik ve manyetik alan vektörlerini temsil ettiği yerlerde kuplaj katsayısı olarak k kullanılmaktadır.



Şekil 2.1: Kuplaj Gösterimi. Hong, Lancaster (2001)

Şekil 2.1 ve eşitlik (2.1)'de E elektriksel kuplajı H manyetik kuplajı temsil etmektedir. Kuplajlı rezonatörlerin etkileşiminin, kuplajın ya pozitif ya da negatif işarete sahip olmasını sağlayan uzay vektör alanlarının skaler çarpımıyla matematiksel ifade etmek mümkündür. Pozitif bir işaret, kuplajlanan rezonatörlerde depolanan enerjinin arttığı anlamına gelirken negatif bir işaret bir azalmayı işaret eder. Bu nedenle, elektriksel ve manyetik kuplajlar aynı işarete sahiplerse aynı etkiye sahip olabilir veya işaretler zıtsa ters etkiye sahip olabilirler.

Mikrodalga rezonatörlerinin kuplajlanmasıyla ilişkili bazı karakteristik frekansları bulmak için tam dalga EM simülasyon programı kullanmak sonuca ulaşmamızı çok daha kolaylaştırmaktadır. Ancak bu durumda da özellikle frekans cevabı ile rezonatörlerin fiziksel parametrelerini ilişkilendirmek gerekir bir başka deyişle kuplaj katsayısı ile karakteristik frekanslar arasındaki ilişki kurulursa kuplanlanmış rezonatörlerin fiziksel yapısına karşı bu tür ilişkilerin formülasyonunu türetebiliriz. Aşağıdaki türevler toplu eleman devre modellerine dayansa da, sonuçların dar bant temelinde dağılmış eleman kuplajlanmış yapılar için de geçerli olduğu söylenebilir.

2.1 Senkronize Ayarlı Kuplajlı Rezonatör Devreleri

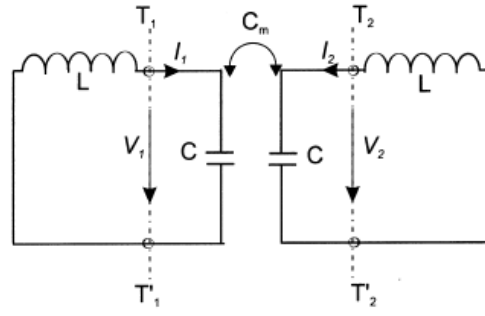
2.1.1 Elektriksel Kuplaj

Elektriksel olarak bağlanmış RF / mikrodalga rezonatörleri için eşdeğer bir kümelenmiş elemanlı devre modeli, Şekil 2.2(a) 'da verilmiştir, burada L ve C , sırasıyla indüktansı ve kapasitansı temsil eder. Böylece $(LC)^{-1/2}$, açısal rezonans frekansına eşittir. C_m ise karşılıklı kapasitansı temsil eder.

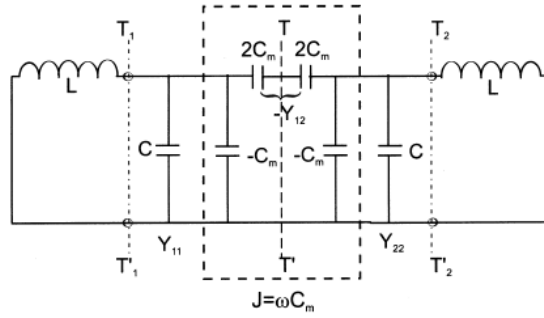
$$I_1 = j\omega CV_1 - j\omega C_m V_2 \quad (2.2a)$$

$$I_2 = j\omega CV_2 - j\omega C_m V_1 \quad (2.2b)$$

$T_1 - T_1'$ ve $T_2 - T_2'$ referans düzlemlerine bakarsak, aşağıdaki denklem grubuyla tanımlanabilecek iki kapılı bir devre ağı görebiliriz. Şekil 2.1'in kapasitesi yan tarafında bulunan halkada belirtilen kapasiteyle kısa devre olduğu zaman Şekil 2.2 (b)'de bulunan devreyi elde ederiz. Eşitlik (2.2a) ve eşitlik (2.2b)'nin sırasıyla 1. ve 2. Döngüde bulunan artan voltajdan kaynaklanmış indüklenmiş akımlardır.



(a)



(b)

Şekil 2.2 : a) Elektrikli kuplajlı senkron olarak ayarlanmış rezonatör devresi b) Kuplajı temsil etmek üzere $J=\omega C_m$ giriş çeviricili eşdeğer devrenin alternatif bir biçimi (Hong, Lancaster 2001)

Mikrodalga ağ teorisine göre, Şekil 2.2 (a) 'daki eşdeğer devrenin alternatif bir şekli Şekil 2.2 (b)' de gösterildiği üzere elde edilebilir. Bu form, Şekil 2.2 (a)'daki devre ile aynı iki portlu parametreleri verir. Elektrik bağlantısının olduğu gösterilebilir. İki rezonans döngüsü arasında bir giriş invertörü $J = C_m$ ile temsil edilir. Şekil 2.2 (b) 'deki $T - T$ simetri düzlemi bir elektrik duvarı (veya kısa devre) ile değiştirilirse, ortaya çıkan devre bir rezonans frekansına sahiptir.

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_m)}} \quad (2.3)$$

Bu rezonans frekansı kuplajlanmamış tek bir rezonatörün frekansından daha düşüktür. Fiziksel bir açıklama yapacak olursak kuplaj etkisinin, elektrik duvarına bağlı yapının simetrik düzlemine yerleştirildiğinde, tek rezonatörün yükünü saklama kapasitesini arttırmaktadır. Benzer şekilde, 2.2 (b)'deki simetri düzleminin manyetik bir duvar (veya bir açık devre) ile değiştirilmesi, rezonans frekansına sahip tek bir rezonans devresi ile sonuçlanmaktadır.

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C - C_m)}} \quad (2.4)$$

Bu durumda, kuplaj etkisi, depolama kapasitesini azaltacağı için rezonans frekansının artmasına yol açar.

$$k_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C} \quad (2.5)$$

Eşitlik (2.3), eşitlik (2.4) ve eşitlik (2.5), yalnızca kuplajlanmış elektrik enerjisinin tek rezonatörün depolanan enerjisine oranının tanımı ile aynı olmayan tanımlanmış kuplaj katsayısı ile elektrik kuplaj katsayısını bulmak için kullanılabilir.

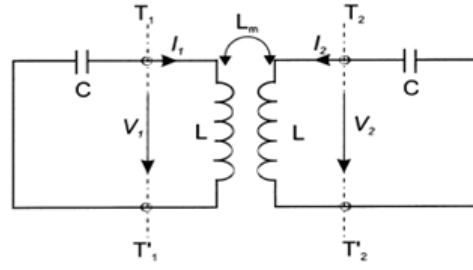
2.1.2 Manyetik Kuplaj

Şekil 2.3 (a) 'da gösterilen, manyetik olarak bağlanmış rezonatör yapılar için eşdeğer bir toplu elemanlı devre modelidir. Burada L ve C , sırasıyla indüktansı kapasitansı temsil eder. L_m ise karşılıklı indüktansı temsil eder. Eşitlik (2.6a) ve eşitlik (2.6b) referans düzlemlerinde iki portlu devreyi tanımlayan denklemlerdir.

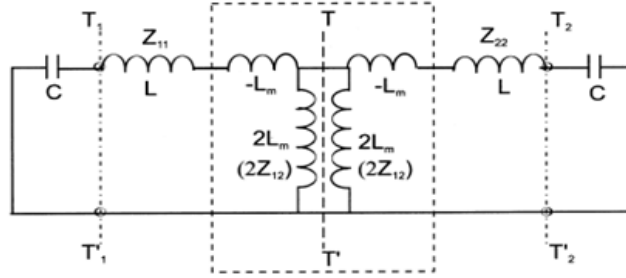
$$V_1 = j\omega LI_1 + j\omega L_m I_2 \quad (2.6a)$$

$$V_2 = j\omega LI_2 + j\omega L_m I_1 \quad (2.6b)$$

(2.6)'daki eşitlikler, L'nin açık devre olduğunda, Şekil 2.3 (a)'nın bir rezonans döngüsünde görülen indüktans olduğunu da belirtmektedir. Böylece, eşitlik (2.6) sırasıyla 2 ve 1 nolu halkalardaki artan akımdan kaynaklanan indüklenen voltajlardır.



(a)



(b)

Şekil 2.3: a) Manyetik kuplajlı senkron olarak ayarlanmış rezonatör devresi, b) Kuplajı temsil etmek için bir empedans çevirici $K=\omega L_m$ olan eşdeğer devrenin alternatif gösterimi (Hong, Lancaster 2001)

Şekil 2.3 (a) 'daki iki döngü akımının zıt yönlerde aktığı, böylece karşılıklı indüktanstan kaynaklanan voltaj düşüşlerinin pozitif bir işarete sahip olduğuna dikkat edilmelidir. (2.7)'de bulunan eşitliklerden Z parametrelerini bulabiliriz.

$$Z_{11} = Z_{22} = j\omega L \quad (2.7a)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega L_m \quad (2.7b)$$

Şekil 2.3 (b), Şekil 2.3 (a)'da verilen manyetik kuplajlı devrenin alternatif biçimini göstermektedir. Dikkat edileceği üzere, iki rezonatör halka arasındaki manyetik bağlantı bir empedans invertörü $K=\omega L_m$ ile temsil edilmektedir. Eğer Şekil 2.3 (b) 'deki simetri düzlemi $T - T'$ eksenine elektrik duvarı yerleştirilirse (veya kısa devre yapılırsa), ortaya çıkan yeni devrenin rezonans frekansı aşağıdaki formülle hesaplanabilir.

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L - L_m)}} \quad (2.8)$$

Dikkat edileceği üzere, rezonatör devresinde depolanan akı simetri eksenine yerleştirilen elektrik duvar sayesinde azalmakta, böylece eşitlik (2.8)'da olduğu gibi indüktansın değeri azalmakta ve rezonans frekansı artmaktadır. Şekil 2.3 (b) 'deki devrede simetri eksenine manyetik duvar yerleştirildiği (veya açık devre sonlandırıldığı) takdirde, ortaya çıkan tek rezonans devresinin rezonans frekansı aşağıdaki biçimde hesaplanabilir.

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L + L_m)}} \quad (2.9)$$

Bu durumda, kuplaj etkisinin depolanan akıyı arttırdığı ve böylece rezonans frekansının azaldığı görülebilir. Benzer şekilde, eşitlik (2.8) ve eşitlik (2.9) k_M manyetik kuplaj katsayısını bulmak için kullanılabilir.

$$k_M = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{L_m}{L} \quad (2.10)$$

Eşitlik (2.9) ile tanımlanan manyetik kuplaj katsayısının, kuplajlanmış manyetik enerjinin bir kuplajlanmamış tek rezonatörün depolanan enerjisine oranının tanımına karşılık gelmektedir.

2.1.3 Karışık Kuplaj

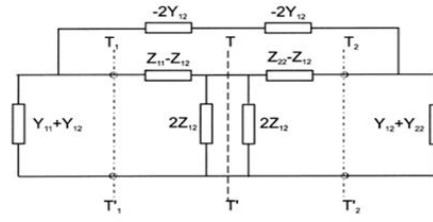
Kuplajlanmış rezonatör yapıları için, hem elektrik hem de manyetik bağlantılarla oluşturulmuş bir mikrodalga ağ gösterimi Şekil 2.4 (a) 'da verilmektedir. Y parametrelerinin, $T_1 - T_1'$ referans düzleminin sol tarafında ve $T_2 - T_2'$ referans düzleminin sol tarafında bulunan iki kapılı bir devrenin parametreleridir. $T_1 - T_1'$ referans düzleminin sağ tarafında ve $T_2 - T_2'$ referans düzleminin sol tarafında bulunan iki bağlantı noktalı ağ Y ve Z parametreleri ile tanımlanmaktadır. İlgili denklemler Eşitlik (2.11) ve eşitlik (2.12)'de verilmiştir.

$$Y_{11} = Y_{22} = j\omega C \quad (2.11a)$$

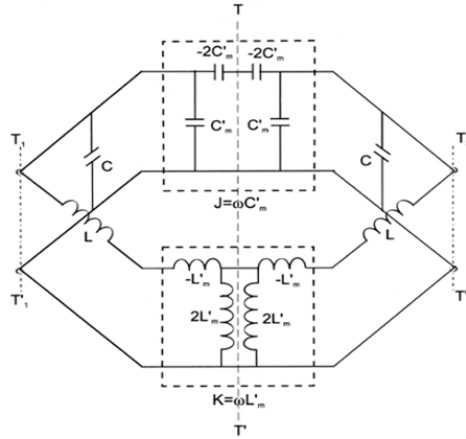
$$Y_{12} = Y_{21} = j\omega C'_m \quad (2.11b)$$

$$Z_{11} = Z_{22} = j\omega L \quad (2.12a)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega L'_m \quad (2.12b)$$



(a)



(b)

Şekil 2.4: a) Eş zamanlı olarak ayarlanmış kuplajlanmış rezonatör devresinin karma birleştirme ile ağda gösterimi b) Sırasıyla manyetik kuplajı ve elektrik kuplajını temsil etmek için bir empedans invertörü $K=\omega L_m$ ve bir giriş invertörü $J=\omega C_m$ olan ilişkili bir eşdeğer devre (Hong, Lancaster 2001)

Bir empedans invertörü $K=\omega L_m$ sırasıyla manyetik kuplajı ve elektrik kuplajını temsil eden giriş frekansı $J=\omega C_m$ 'yi de tanımlayabilir. Bunlara bağlı olarak elektrik ve manyetik kuplaja dayanan kutup frekansları aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$f_e = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L-L'_m)(C-C'_m)}} \quad (2.13)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L+L'_m)(C+C'_m)}} \quad (2.14)$$

Şekil 2.4 (b) 'deki eşdeğer devrenin simetri düzlemine sırasıyla bir elektrik duvarı ve manyetik bir duvar sokarak elde etmekte olup, hem manyetik hem de elektriksel bağlantıların rezonatör üzerinde aynı etkiye sahip olduğu görebilmekteyiz.

$$k_X = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{CL'_m + LC'_m}{LC + L'_m LC'_m} \quad (2.15a)$$

$$k_x \approx \frac{L'_m}{L} + \frac{C'_m}{C} = k'_M + k'_E \quad (2.16b)$$

Frekans kayması eşitlik (2.15a) ve eşitlik (2.15b) 'den, karışık birleştirme katsayısı k_x olduğu bulunabilir. $L'_m C'_m \ll LC$ olduğu varsayılmaktadır.

LC ve dolayısıyla eşitlik (2.15a), karma bağlantının manyetik ve elektrik bağlantılarının üst üste binmesinden kaynaklandığını açıkça gösteren bir hale gelmektedir. Hem manyetik hem de elektrikli bağlantıların süperpozisyonu, daha önce belirtildiği gibi birbirini güçlendiren veya iptal eden iki zıt etkiye neden olabilmektedir. Şekil 2.4 (b) 'deki karşılıklı indüktansın veya karşılıklı kapasitansın işaret değiştirmesine izin verirsek, her iki kuplajın birbirini iptal etme eğiliminde olduğunu görebiliriz. Sayısal hesaplamalar için, bir elektromanyetik simülatöre ihtiyaç duyulur.

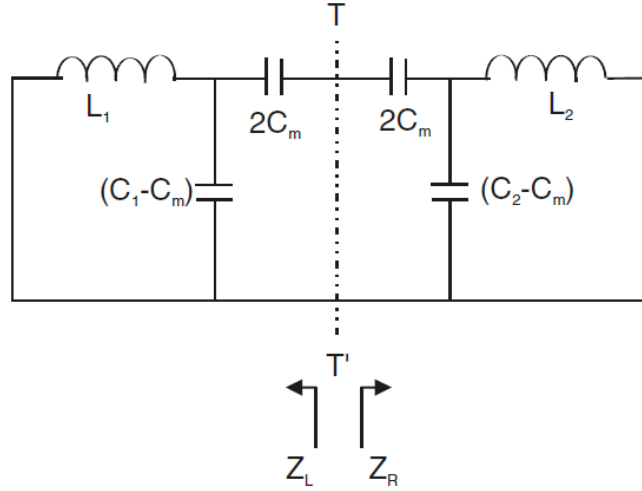
2.2 Asenkron Ayarlı Kuplajlı Rezonatör Devreler

Asenkron ayarlanmış dar bantlı bant geçiren filtreler, mobil haberleşme sistemlerinin hızlı gelişimi için zorlu gereksinimleri karşılaması açısından bilim insanlarının ilgisini çekmektedir. Rezonatörlerin her biri farklı frekanslarda rezonans edebilir. Bu nedenle, bant geçiren bir filtre tasarımı elde etmek için, rezonans frekansları farklı olan kuplajlanmış rezonatörlerin bağlantılarını karakterize etmek önemlidir. Genel olarak, bir çift kuplajlanmış rezonatör arasında bağlanma ile ilişkili iki öz frekans, bağlanmış rezonatörlerin senkronize olarak mı yoksa asenkronize olarak mı ayarlanmış olup olmadığına bakılabilir.

2.2.1 Elektriksel Kuplaj

Elektriksel kuplaj ilgilendiğimizde, Şekil 2.5'de gösterildiği gibi eşdeğer bir toplanmış eleman devresi, kuplajlanmış rezonatörleri temsil etmek için kullanılabilir. İki rezonatör, sırasıyla $\omega_{01} = (L_1 C_1)^{-1}$ ve $\omega_{02} = (L_2 C_2)^{-1}$ farklı frekanslarında rezonans yapabilir ve karşılıklı kapasitans C_m ile birbirlerine elektriksel olarak bağlanır.

$$Z_L = -Z_R \quad (2.17)$$



Şekil 2.5: Elektriksel Kuplajlı Asenkron Rezonatörlü Devreler .(Hong, Lancaster 2001)

Şekil 2.5'deki devrenin doğal rezonansı için, koşul, Z_L ve Z_R 'nin, Şekil 2.5'deki $T - T'$ referans düzleminin soluna ve sağına baktığımızda giriş empedansları olduğu durumdur. Eşitlik (2.17) 'in rezonans durumu bir özdeşleşmeye yol açmaktadır.

$$\frac{1}{j\omega C_m} + \frac{j\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1 (C_1 - C_m)} + \frac{j\omega L_2}{1 - \omega^2 L_2 (C_2 - C_m)} = 0 \quad (2.18)$$

(2.18) eşitliğini daha düzenli hale getirirsek,

$$\omega^4 (L_1 L_2 C_1 C_2 - L_1 L_2 C_m^2) - \omega^2 (L_1 C_1 - L_2 C_2) + 1 = 0 \quad (2.19)$$

(2.19) eşitliğinin, dört çözümü veya kökü olan 4. derece bir denklemdir. Bu dört kök arasında yalnızca ölçülebilir rezonans frekanslarını temsil eden iki reel kökle ilgilenmekteyiz.

$$\omega_{1,2} = \sqrt{\frac{(L_1 C_1 + L_2 C_2) \pm \sqrt{(L_1 C_1 - L_2 C_2)^2 + 4L_1 L_2 C_m^2}}{2(L_1 L_2 C_1 C_2 - L_1 L_2 C_m^2)}} \quad (2.20)$$

$$K_E = \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \quad (2.21)$$

$\omega_2 > \omega_1$ den büyük olduğu varsayılır, $\omega_{01} = (L_1 C_1)^{-1/2}$ ve $\omega_{02} = (L_2 C_2)^{-1/2}$

Denklem düzenlenir,

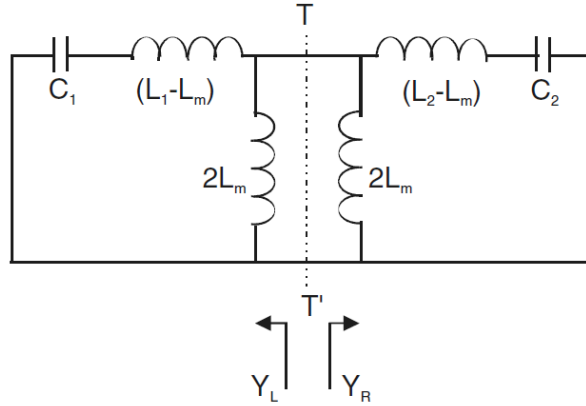
$$K_E^2 = \frac{C_m^2}{C_1 C_2} = \left(\frac{4}{\left(\frac{\omega_{02}}{\omega_{01}} + \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} \right)^2} \right) + \left(\frac{\omega_{02}^2 - \omega_{01}^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \right)^2 \quad (2.22a)$$

$$k_e = \frac{C_m}{\sqrt{C_1 + C_2}} = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_{02}}{\omega_{01}} + \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} \right) \sqrt{\left(\frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \right)^2 - \left(\frac{\omega_{02}^2 - \omega_{01}^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \right)^2} \quad (2.22b)$$

Kuplaj katsayısı eşitlik (2.22)'den hesaplanır.

2.2.2 Manyetik Kuplaj

Karşılıklı indüktası L_m olarak gösterilen, manyetik olarak kuplajlanmış, asenkron olarak ayarlanmış devre modeli Şekil 2.6 'de gösterilmektedir.



Şekil 2.6: Asenkron olarak kuplajlanmış rezonatör devreleri, manyetik kuplajlı.

(Hong, Lancaster 2001)

Kuplajlanmamış iki rezonatörün frekansı, $\omega_{01} = (L_1 C_1)^{-1/2}$ ve $\omega_{02} = (L_2 C_2)^{-1/2}$, dir.

$$\frac{1}{j\omega L_m} + \frac{j\omega C_1}{1 - \omega^2 C_1 (L_1 - L_m)} + \frac{j\omega C_2}{1 - \omega^2 C_2 (L_2 - L_m)} = 0 \quad (2.23)$$

Eşitlik (2.23)'ü düzenli hale getirirsek,

$$\omega^4(L_1L_2C_1C_2 - C_1C_2L_m^2) - \omega^2(L_1C_1 + L_2C_2) + 1 = 0 \quad (2.24)$$

$$\omega_{1,2} = \sqrt{\frac{(L_1C_1 + L_2C_2) \pm \sqrt{(L_1C_1 - L_2C_2)^2 + 4C_1C_2C_m^2}}{2(L_1L_2C_1C_2 - C_1C_2C_m^2)}} \quad (2.25)$$

$$K_M = \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \quad (2.26)$$

$\omega_2 > \omega_1$ den büyük olduğu varsayılır, $\omega_{01} = (L_1C_1)^{-1/2}$ ve $\omega_{02} = (L_2C_2)^{-1/2}$

Yukarıdaki eşitlikler aşağıdaki şekilde yeniden düzenlenebilir,

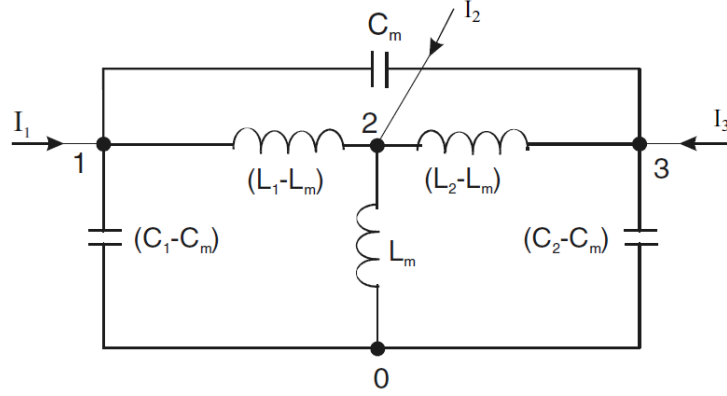
$$K_M^2 = \frac{L_m^2}{L_1L_2} = \left(\frac{4}{\left(\frac{\omega_{02}}{\omega_{01}} + \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}}\right)^2} \right) + \left(\frac{\omega_{02}^2 - \omega_{01}^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \right)^2 \quad (2.27)$$

$$k_m = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 + L_2}} = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_{02}}{\omega_{01}} + \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} \right) \sqrt{\left(\frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \right)^2 - \left(\frac{\omega_{02}^2 - \omega_{01}^2}{\omega_{02}^2 + \omega_{01}^2} \right)^2} \quad (2.28)$$

Manyetik kuplaj katsayısı (2.28) eşitliğinden hesaplanabilir.

2.2.3 Karışık Kuplaj

Kuplajlanan rezonatör yapısında, hem elektrik hem de manyetik bağlantılar bulunabilir. Bu durumu Şekil 2.7'de gösterilmiş olan devre modeliyle inceleyebiliriz.. Elektrik kuplajı $f = \omega C_m$ olan bir giriş invertörü ile manyetik kuplajın $K = \omega L_m$ olan bir empedans invertörü ile temsil edilmiştir. I_1, I_2, I_3 ile gösterilen akımların, kuplajlı rezonatör devresine ait akımlardır. Şekil 2.7'deki devre modeline göre, her bir noktadan dışarı doğru akan tüm iç akımları varsayarak, "0" noktasında bir referans ile belirli bir giriş matrisi tanımlayabiliriz



Şekil 2.7: Asenkron olarak ayarlanmış kuplaj rezonatör, elektrik bağlantısı ve manyetik bağlantı (Hong, Lancaster 2001)

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_{11} & \gamma_{12} & \gamma_{13} \\ \gamma_{21} & \gamma_{22} & \gamma_{23} \\ \gamma_{31} & \gamma_{31} & \gamma_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$\gamma_{11} = j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega(L_1 - L_m)} \quad (2.30)$$

$$\gamma_{12} = \gamma_{21} = -\frac{1}{j\omega(L_1 - L_m)} \quad (2.31)$$

$$\gamma_{13} = \gamma_{31} = -j\omega C_m \quad (2.32)$$

$$\gamma_{22} = \frac{1}{j\omega L_m} + \frac{1}{j\omega(L_1 - L_m)} + \frac{1}{j\omega(L_2 - L_m)} \quad (2.33)$$

$$\gamma_{23} = \gamma_{32} = -\frac{1}{j\omega(L_2 - L_m)} \quad (2.34)$$

$$\gamma_{33} = j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega(L_2 - L_m)} \quad (2.35)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \neq \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{için} \quad \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Doğal rezonans için matrisinin determinantının sıfır olmasını gerekmektedir.

$$\begin{vmatrix} \gamma_{11} & \gamma_{12} & \gamma_{13} \\ \gamma_{21} & \gamma_{22} & \gamma_{23} \\ \gamma_{31} & \gamma_{31} & \gamma_{33} \end{vmatrix} = 0 \quad (2.37)$$

Denklemleri çözüme ulaşılabilecek hale getirirsek,

$$\begin{aligned} \omega^4(L_1C_1L_2C_2 - L_m^2C_1C_2 + C_m^2L_1L_2 + L_m^2C_m^2) - \omega^2(L_1C_1 + L_2C_2 - 2L_mC_m) \\ + 1 = 0 \end{aligned} \quad (2.38)$$

(2.38) eşitliğinin, dört çözümü veya kökü olan 4. derece bir denklemdir. Bu dört kök arasında yalnızca ölçülebilir rezonans frekanslarını temsil eden iki reel kökle ilgilenmekteyiz.

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{\xi_B - \xi_C}{\xi_A}}, \omega_2 = \sqrt{\frac{\xi_B + \xi_C}{\xi_A}} \quad (2.39)$$

$$\xi_A = 2(L_1C_1L_2C_2 - L_m^2C_1C_2 - L_1L_2C_m^2 + L_m^2C_m^2) \quad (2.40)$$

$$\xi_B = (L_1C_1 + L_2C_2 - 2L_mC_m) \quad (2.41)$$

$$\xi_C = \sqrt{\xi_B^2 - 2\xi_A} \quad (2.42)$$

$$K_x = \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \quad (2.43)$$

$(L_1C_1 + L_2C_2) \gg L_mC_m$ olarak kabul edersek,

$$k_x = k_e - k_m = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_{02}}{\omega_{01}} + \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} \right) \sqrt{\left(\frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \right)^2 - \left(\frac{\omega_{02}^2 - \omega_{01}^2}{\omega_{02}^2 + \omega_{01}^2} \right)^2} \quad (2.44)$$

2.2.4 Kuplaj Katsayısının (k'nın) Bulunması

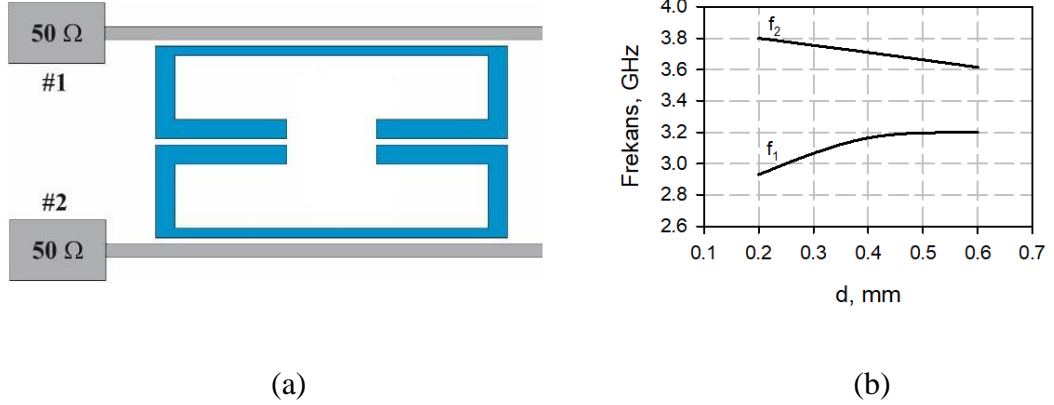
Önceki bölümlerde de bahsedildiği üzere dar bantlı uygulamalar için kuplaj katsayısının incelenmesi önem arz etmektedir. Hem senkron hem de asenkron olarak ayarlanmış eşleşmiş rezonatörlerin karakteristik frekanslarını kullanarak elektrik ve

manyetik kuplaj katsayıları eşitlik (2.22b) ve eşitlik (2.28) eşitliklerinde elde edilmişti. (2.44) eşitliğindeyse karışık kuplajın kutup frekanslarından nasıl elde edilebileceği gösterilmişti. Bu üç eşitliğin de birbirinin aynısı olduğu göz önünde bulundurulduğunda, kuplaj katsayısı daha genel bir formda (2.45) eşitliğinde olduğu gibi yazılabilir.

$$k = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{f_{02}}{f_{01}} + \frac{f_{01}}{f_{02}} \right) \sqrt{\left(\frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \right)^2 - \left(\frac{f_{02}^2 - f_{01}^2}{f_{02}^2 + f_{01}^2} \right)^2} \quad (2.45)$$

Burada $f_{0i} = \omega_{0i}/2\pi$ $f_{pi} = \omega_i/2\pi$ $i = 1,2$ (2.45), elektriksel ve manyetik tüm asenkron/ senkron olarak ayarlanmış rezonatörlerde kuplaj katsayısının çıkartılması için kullanılabilir.

2.3 Elektrik ve Manyetik Kuplaj Örnekleri

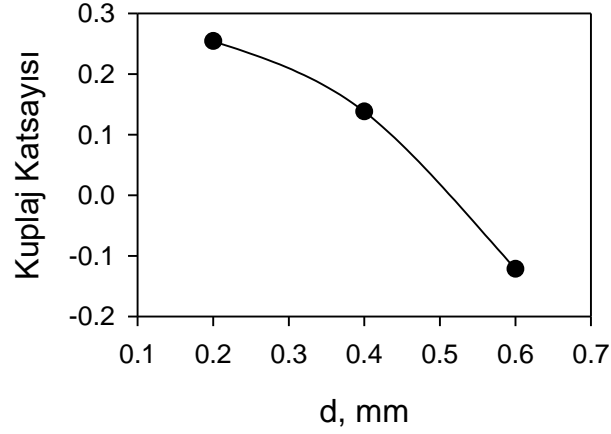


Şekil 2.8: a) Elektriksel Kuplajlı Devre Modellemesi b) İki rezonatör arasındaki d mesafesinin değişimine göre frekans değerleri değişimi,

Kuplaj türlerine göre rezonatörler arası mesafenin (d 'nin) değiştirilmesi suretiyle kuplaj katsayısını, buna bağlı olarak da bant genişliğini kontrol etmek mümkündür. Açık halka rezonatörlerde rezonatörün açık uçları arası bir kapasitörle modellenebilir. Dolayısıyla, açık uçları birbirine bakan rezonatörler elektriksel kuplaja sahiptir. Şekil 2.8(a)'da elektriksel kuplaja sahip bir devre örneği mevcuttur. Bu devrede iki rezonatör olduğundan iki kutup frekansı oluşacaktır. Bu iki kutup frekansı rezonatörler arasındaki mesafeye bağlı olarak kontrol edilebilir. Dolayısıyla rezonatörler arasındaki mesafe kuplajı kontrol edecektir. Şekil 2.8(b)'de rezonatörler arasındaki mesafenin (d) değişimi sonucu elektriksel kuplajlı devrede kutup frekanslarının değişimi gösterilmektedir. Tablo 2.1'de ise her bir mesafede elektromanyetik simülatörden elde edilen kutup frekansları yer almaktadır. Bu kutup frekanslarını (2.45) eşitliğinde kullanarak elde edilen kuplaj katsayısı ise Şekil 2.9'da olduğu gibi rezonatörler arası mesafeye bağlı olarak hesaplanabilir.

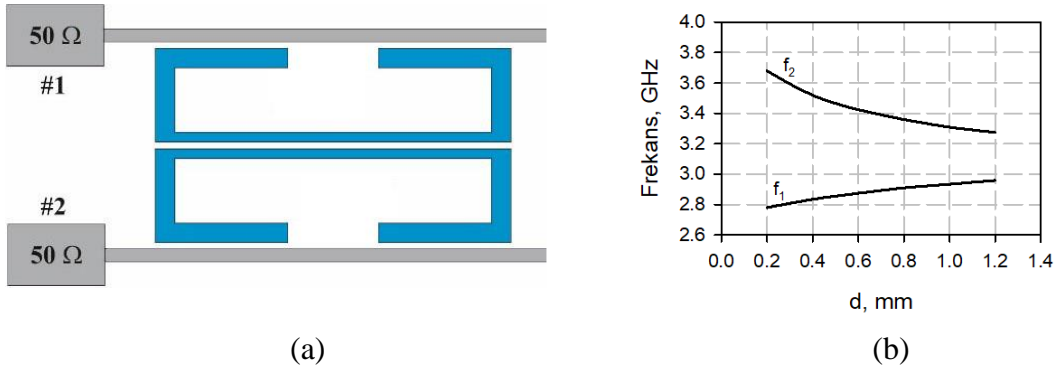
Tablo 2.1: d değerine bağlı olarak f_1 ve f_2 frekanslarının değişimi

d (mm)	f_1 (GHz)	f_2 (GHz)
0.2	2.93	3.8
0.4	3.165	3.71
0.6	3.2	3.615
0.8	Tek Kutup (3.472)	Tek Kutup (3.472)



Şekil 2.9: İki rezonatör arasında ki mesafeye (d) bağlı kuplaj katsayısının değişimi,

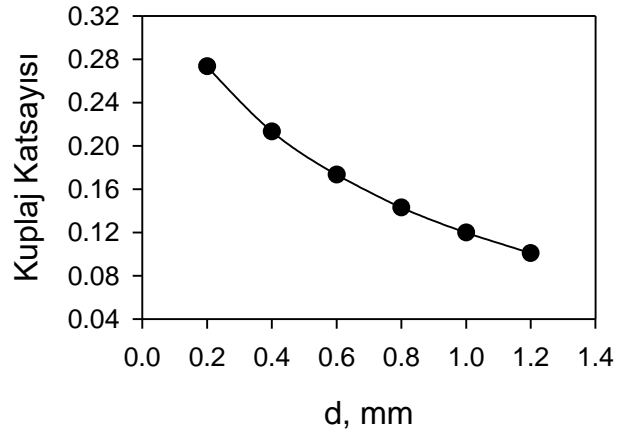
Şekil 2.10(a)'da manyetik kuplaja sahip bir devre modeli gösterilmektedir. Dikkat edileceği üzere, rezonatörlerin açık uçları bu sefer besleme hatlarına yakın yerleştirilmiştir. Bu devre modelinden elde edilmiş kutup frekanslarının rezonatörler arası mesafeye bağlı değişimi Şekil 2.10(b)'de gösterilmektedir. Tablo 2.2'de ise her bir mesafeye karşılık gelen kutup frekansları verilmiştir. Bu kutup frekanslarından yine (2.45) eşitliğine bağlı olarak hesaplanmış kuplaj katsayısı ise Şekil 2.11'de gösterilmektedir.



Şekil 2.10: a) Manyetik Kuplajlı Devre Modellemesi b) İki rezonatör arasındaki d mesafesinin değişimine göre frekans değerleri değişimi,

Tablo 2.2: d değerine bağlı olarak f_1 ve f_2 frekanslarının değişimi

d (mm)	f_1 (GHz)	f_2 (GHz)
0.2	2.78	3.68
0.4	2.835	3.52
0.6	2.875	3.425
0.8	2.91	3.36
1	2.935	3.31
1.2	2.96	3.275



Şekil 2.11: İki rezonatör arasında ki mesafeye (d) bağlı kuplaj katsayısının değişimi,

3. BALUN BANT GEÇİREN FİLTRE

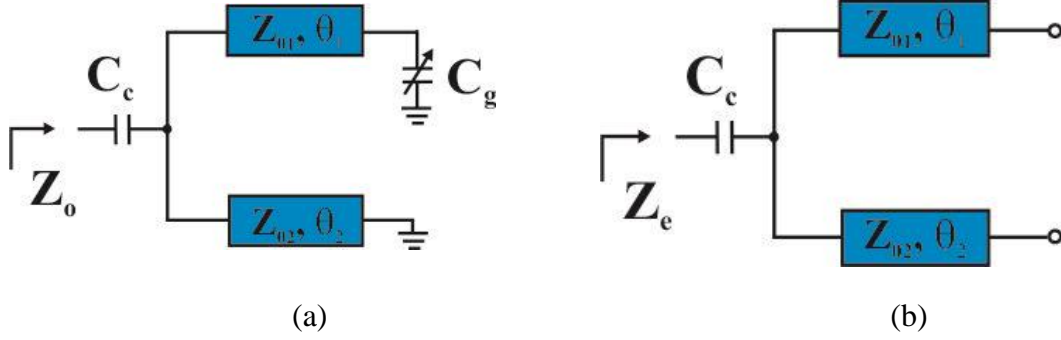
3.1 Rezonatör Analizi

Tez kapsamında tasarlanacak tüm bant geçiren balun filtre tasarımlarında mikroşerit yapılar ve açık halka rezonatörler kullanılmaktadır. Söz konusu açık halka rezonatörler bir önceki bölümde ele alınan elektriksel veya manyetik olarak birbirine kuplajlanabilir. Ancak elektronik devre elemanlarının kolay yerleşimi açısından bu tez kapsamında elektriksel kuplaja sahip devre modeli kullanılmaktadır.

Balun tasarımındaki temel yöntemlerden birine göre, dengeli çıkışlardan birine ait frekans cevabında iletim sıfırları reel frekanslarda mevcut olup, diğer sahip olunan dengeli çıkışta iletim sıfırları mevcut olmadığı durumda (imajiner frekanslarda yer aldığı) çıkışlar arası faz farkı 180^0 civarında elde edilebilmektedir. Dolayısıyla, hem lineer faz filtreleme karakteristiği hem de eliptik filtreleme karakteristiğine sahip geleneksel halka rezonatörler kullanılarak bir balun konfigürasyonunun elde edilmesi mümkündür. Bunun yanı sıra, çıkış portlarının farklı yerleşimleri suretiyle de dengeli çıkışlar arasında 180^0 faz farkının elde edilmesi mümkündür. Bu durumda kullanılacak rezonatörün türü özellikle balun filtre performansında etkili olacaktır. Bir başka deyişle rezonatör, balun karakteristiklerinde önemli etkiye sahip olmayacaktır. Bu doğrultuda açık halka rezonatörlerin balun bant geçiren filtre tasarımlarında kullanılmaları mümkündür. Açık halka rezonatörlere eklenecek varaktör diyotlar sayesinde de frekans cevabının elektronik olarak ayarlanması beklenebilir. Nitekim varaktör diyotların ayarlanabilir kapasitansları rezonatörün rezonans frekansını değiştirecektir. Açık halka rezonatörler kullanılarak balun bant geçiren filtre tasarımı için öncelikle rezonatörün boyutunu belirlemek gerekir. Bu doğrultuda tasarım için öncelikle iletim hatlarına ait elektriksel uzunlukların teorik olarak elde edilmelidir. Geleneksel bir açık halka rezonatörün temel rezonans frekansı rezonatörün elektrik uzunluğu ile belirlenebilmektedir. Açık halka rezonatörün elektriksel uzunluğu da açık uçlar arasında ki boşluğun değiştirilmesi suretiyle kontrol edilebilir.

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

Burada λ dalga boyunu, c ışık hızını, f frekansı, ϵ_{eff} de efektif dielektrik sabitini temsil etmektedir.



Şekil 3.1: Geleneksel referans elemanlara sahip çift modlu halka rezonatöre ait eşdeğer devre modelleri a) Tek Mod, b) Çift Mod

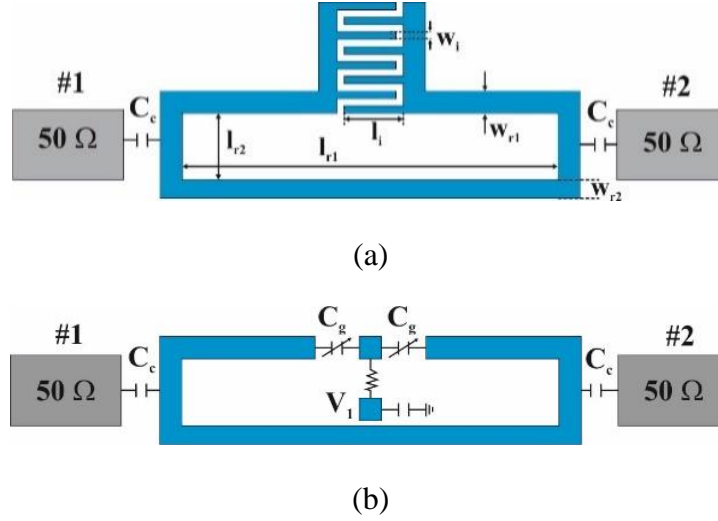
Eşdeğer çift ve tek modlu devre modelleri Sırasıyla Şekil 3.1(a) ve 3.1(b) gösterilmektedir. Eşdeğer devreler, rezonatörün simetri ekseni boyunca iki eşit parçaya bölünmesiyle elde edilir. Rezonatörün simetri ekseni, sırasıyla çift ve tek mod giriş empedanslarını uyarmak için açık ve kısa devre olarak sona ermektedir. Şekil 3.1'de, C_c ve C_g sırasıyla rezonatörden ve varaktör diyotların kapasitanslarından gelen giriş ve çıkış portlarına olan bağlantıyı temsil eder. Z_{01} ve Z_{02} ilgili iletim hatlarının karakteristik empedanslarıdır, θ_1 ve θ_2 bu hatların elektriksel uzunluklarını tanımlar. Şekil 3.1'da gösterilen çift ve tek modlu eşdeğer devre modellerinin giriş empedansları sırasıyla Şekil 3.2 ve Şekil 3.3'te verilmektedir. Denklemlerde görülebileceği gibi, tek modlu giriş empedansında varaktör diyotun kapasitansı dikkate alınır. Rezonatörün merkez frekansının ayarlanmasında sadece tek modun etkili olduğu anlamına gelir.

$$Z_e = \frac{1}{j\omega C_c} + \frac{-jZ_{01}Z_{02}}{Z_{02} \tan(\theta_1) + Z_{01} \tan(\theta_2)} \quad (3.2)$$

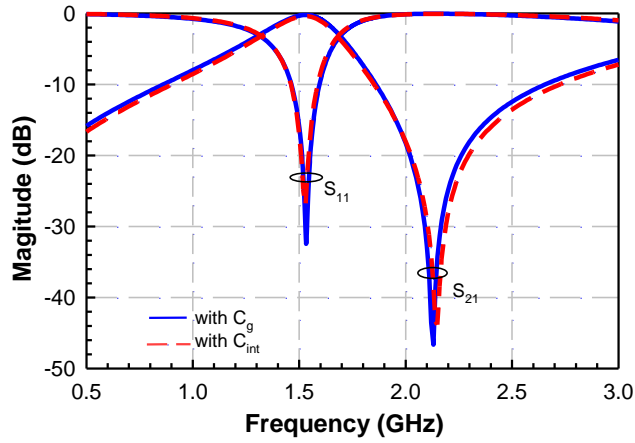
$$Z_o = \frac{1}{j\omega C_c} + \frac{-jZ_{01}Z_{02}(2 - \omega C_g Z_{01} \tan(\theta_1))}{Z_{01} \cot(\theta_2)(\omega C_g Z_{01} \tan(\theta_1) - 2) + Z_{02}(\omega C_g Z_{01} + 2 \tan(\theta_1))} \quad (3.3)$$

Açık halka rezonatörün çevresi rezonatör boşluğunun değişimi ile kontrol edilebilmektedir. Şekil 3.3 (a) 'da gösterilen, merkez frekans kontrolü, rezonatörlerin

açık uçlarında bulunan açık halka rezonatörlerin tasarımında toplam devre boyutunu değiştirmeden interdijital kapasitörler kullanılarak sağlanabilir. İnterdijital kapasitörler yerine, varaktör diyotları Şekil 3.2 (b)' den görülebildiği gibi aynı işlevi görebilmektedir. Böylece, elektronik olarak ayarlama işlemi gerçekleştirilebilir. Önerilen topoloji, toplam devre boyutu sabit tutulduğu için, interdigital kapasitörlerin kullanımıyla karşılaştırıldığında pratik bir merkez frekans kontrol mekanizması sağlar.



Şekil 3.2: a) İnterdijital mekanizmalı açık halka rezonatörü b) Önerilen ayarlanabilir açık halka rezonatörü



Şekil 3.3: İnterdijital kapasitörlerle açık döngü rezonatör ve önerilen açık döngü rezonatör ($C_g = 1.0$ pf) ile sonuç karşılaştırması.

İki varaktör diyot ve interdijital kapasitör içeren önerilen ayarlanabilir rezonatör, 6.15 dielektrik sabiti ve 1.27 mm kalınlığında RT / Duroid substrat üzerine yapılmıştır.

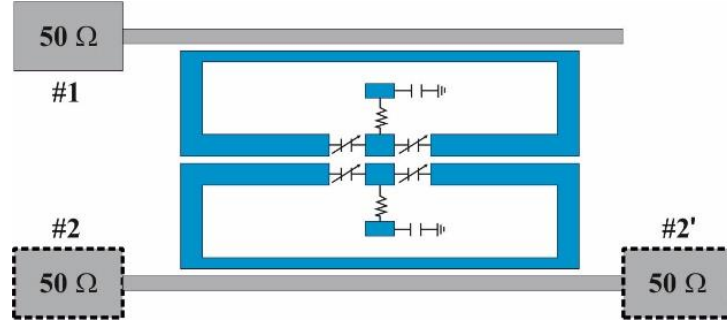
Kapasitörler, C_c tarafından giriş ve çıkış portlarına bağlanır. Rezonatörlerin boyutları Tablo 3.1'de verilmiştir. İnterdijital açık halka rezonatörüyle varaktör diyotlu devrenin sonuçları Şekil 3.5'de gösterilmiştir. Bu grafikte verilen frekans cevabını elde etmek için rezonatörlerin çevre ve iletim hattı genişliği eşit seçilir.

Tablo 3.1: İnterdijital kapasitörlü ve varaktör diyotlu rezonatörlerin boyutları

l_{r1} (mm)	l_{r2} (mm)	l_i (mm)	w_{r1} (mm)	w_{r2} (mm)	w_i (mm)	C_c (pF)
10.2	1.8	1.6	0.6	0.4	0.2	1.5

3.1.1 Bant Geçiren Filtrenin Merkez Frekansının Ayarlanması

Aynı frekans bandında farklı filtreleme özelliklerine sahip iki bant geçiren filtre, Şekil 3.4'de gösterildiği gibi iki özdeş rezonatörün birbirine bağlanmasıyla gerçekleştirilebilmektedir.

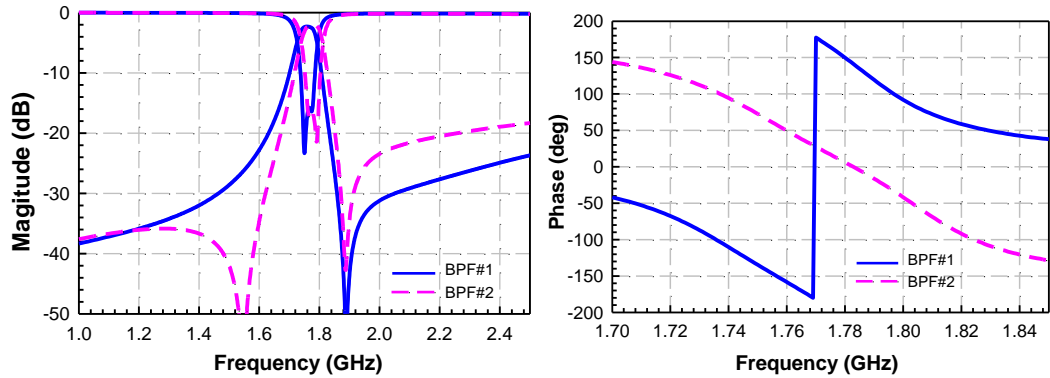


Şekil 3.4: Bant Geçiren Filtre 1, Bant Geçiren Filtre 2 için çıkış portunun konfigürasyonu

Ayarlama mekanizması için, önerilen rezonatörlerin açık uçlarında varaktör diyotları bulunmaktadır. Bant geçiren filtre 1 ve bant geçiren filtre 2'de, toplam yüzey alanı sırasıyla 16.8×8.7 ve $19.8 \times 8.7 \text{ mm}^2$ 'dir. Varaktör diyotların kapasiteleri sırasıyla 0.925 ve 0.900 pF olarak ayarlanmıştır. Dikkat edileceği üzere rezonatörler birbirine elektriksel olarak kuplajlanmıştır. Kuplaj türlerine göre rezonatörler arası boşluğun değiştirilmesi suretiyle kuplaj katsayısını, buna bağlı olarak da bant genişliğini kontrol etmek mümkündür. Bir başka deyişle arzu edilen bant genişliği rezonatörler arasındaki

boşluk ile yaklaşık olarak elde edilebilir. Bu aşamada tasarlanacak filtrenin ayarlanabilir olması da göz önünde bulundurulmalıdır. Bunun sebebi, ayarlama işlemi esnasında bant genişliğinin de değişecek olmasıdır. Dolayısıyla ayarlama işlemi esnasında minimum ve maksimum frekans bantlarındaki bant genişliğine göre rezonatörler arasındaki boşluğun boyutu tespit edilmelidir. Ayarlama işlemi esnasında elde edilecek bant genişliklerine göre bu boyut yeniden ayarlanmalıdır. Yani rezonatörler arasındaki boşluk ile bant genişliği arasında bir geri besleme ilişkisi kurulmalıdır. Bu yaklaşım doğrultusunda, rezonatörler arasındaki tüm boşluklar 0.2 mm olarak belirlenmiştir. Şekil 3.4'de gösterildiği gibi, bu konfigürasyonlar arasındaki tek fark çıkış portunun (2 veya 2') 180° farkla yerleştirilmesidir. Bu filtrelerin, aynı frekans bandındaki iletim sıfırlarının yerleri açısından farklı filtreleme özellikleri sergileyebileceği açıktır. . Bir başka dikkat edilmesi gerek husus ise, özdeş iki rezonatörün kullanılmış olmasıdır. Bu sayede, geçme bandı içerisinde iki yansıma sıfırının elde edilmesi sağlanmıştır. Bu işlem balun yapısına bant geçiren filtre özelliği kazandırmak için gerçekleştirilmiştir.

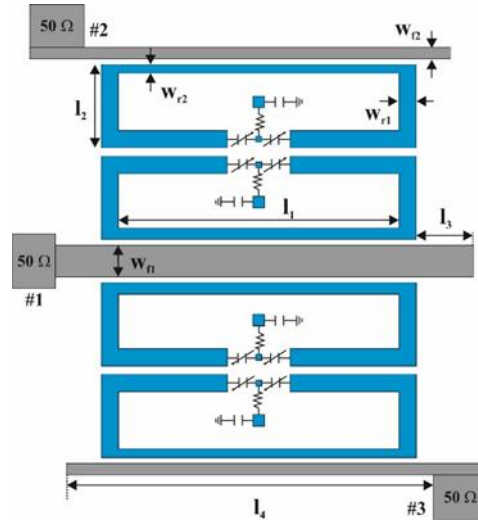
Tasarlanan filtrelerin genliği ve fazı için frekans tepkileri Şekil 3.5 (a) ve 3.5 (b) gösterilmiştir. Şekil 3.5 (a)'da, iletim sıfır değerinin bant geçiren filtre 2, 1 için geçiş bandının sağ tarafındaki frekans yanıtında meydana gelmediği, diğer filtrenin ise geçiş bandının her iki tarafında iki iletim sıfırının bulunmadığı gözlenmektedir.



Şekil 3.5: a) Bant Geçiren Filtre 1 ve Bant Geçiren Filtre 2'nin genlik cevabı b) Bant Geçiren Filtre 1 ve Bant Geçiren Filtre 2'nin genlik cevabı,

3.2 Balun Bant Geçiren Filtre

İkinci derece mikrodalga filtrelerin uygun konfigürasyonlarından elde edilen ayarlanabilir bir balun bant geçiren filtre, Şekil 3.6'da önerilmektedir. Varaktör diyotlu rezonatörler, açık devreli besleme hatları ile giriş ve çıkış portlarına bağlanır. Rezonatörler arasındaki bağlantı boşluğu 0.2 mm'dir. Aynı rezonatörler, geçiş bandında iki mod sağlamak için birbirine bağlanmıştır. Varaktör diyotların kapasitansı 0,65 pF olarak seçilir. Devrede kullanılan tüm harici elemanlar aynı değerlere sahiptir. Tam dalga elektromanyetik simülasyon programı ile tasarlanan devrenin toplam boyutu $18,1 \times 20,9 \text{ mm}^2$ 'dir. Rezonatör ve besleme hatları arasındaki boşluk 0,2 mm ve rezonatörler arasındaki boşluk 0,3 mm'dir. Balun bant geçiren filtrede kullanılan rezonatörlerin boyutları Tablo 3.2'de verilmiştir.



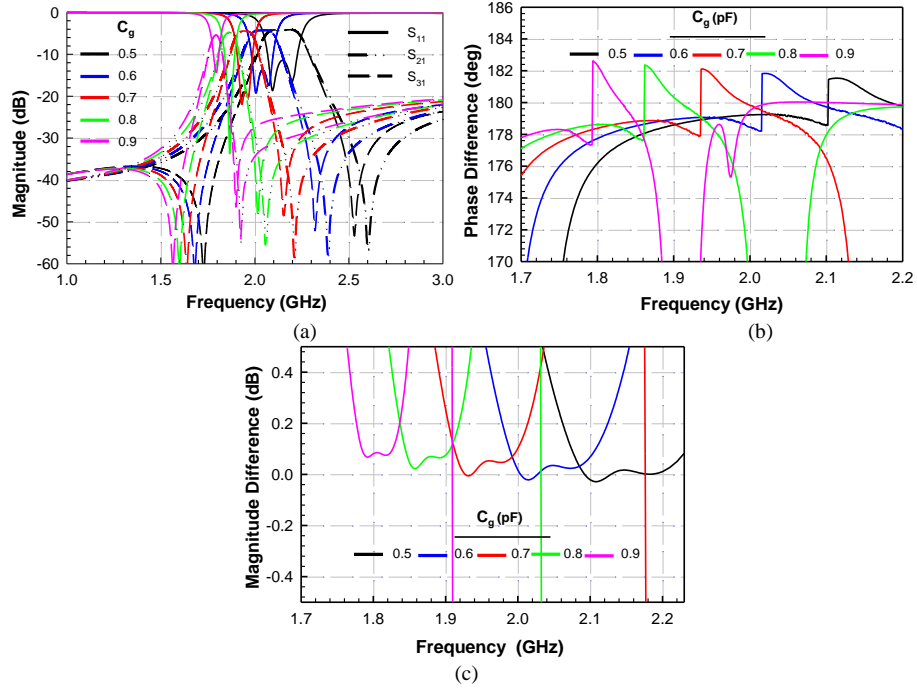
Şekil 3.6: Balun bant geçiren filtre tasarımı

Tablo 3.2: Balun bant geçiren filtrede kullanılan rezonatör boyutları

l_1 (mm)	l_2 (mm)	l_3 (mm)	l_4 (mm)	w_{r1} (mm)	w_{r2} (mm)	w_{f1} (mm)	w_{f2} (mm)
9.8	2.0	2.0	12.8	0.6	0.4	1.1	0.4

Balun bant geçiren filtre konfigürasyonunda, her rezonatördeki varaktör diyotlar, RF izolasyonu elde etmek için kullanılan $10 \text{ k}\Omega$ 'luk ön dirençlerin bağlandığı

iletken hat parçalarından aynı V_1 voltajıyla beslenir. Geçiş bandının merkez frekansı, tüm kapasitansların aynı anda değiştirilmesi ile ayarlanır. Şekil 3.7 (a), balun bant geçiren filtre için merkez frekansının yaklaşık 1.8 GHz ila 2.2 GHz frekans aralığında değişimini göstermektedir. Kapasitans değeri artarken, merkez frekansı daha düşük frekanslara geçer. Ayrıca, ayarlama işlemi sırasında geçiş bandındaki dönüş kaybı değişir. Kapasitans değeri 0.8 pF'den düşük olduğunda, geçiş bandında iki kutup elde edilir ve kapasitans değeri azaldıkça bu iki kutup ayrılır. Şekil 3.7 (b) ve 3.7 (c), sırasıyla faz ve büyüklük farklılıklarındaki değişiklikleri göstermektedir. Şekil 3.7 (c)'deki faz farkı değişikliklerine göre, ayarlama işlemi sırasında faz farkı 180 ± 3 derecedir. Şekil 3.7 (c)'deki büyüklük farkı değişikliklerine göre, genlik farkı, ayarlama işleminin her aşamasında 0.1 dB'den daha iyi bir seviyede elde edilir.



Şekil 3.7: a) Merkez frekansı, b) Fazı, c) C_g değişimi nedeniyle genlik farkı

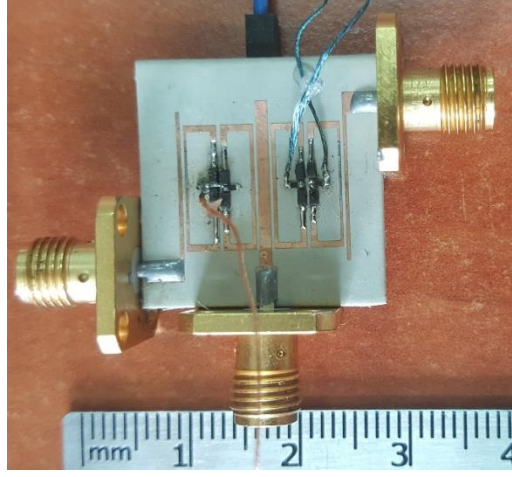
Tasarımın gerçekleştirilmesi konusunda öncelikle bant genişliği ve frekans sahası belirlendi, tasarlanan balun bant geçiren filtrede mikroserit yapılar ve halka rezonatörler kullanıldığından dolayı bant genişliği ve frekans sahasının belirlenmesi için teorik olarak geleneksel yama referans kapasitanslara sahip halka rezonatöre ait eşdeğer devre modelleri üzerinden hareket edildi. Ancak bu devre modelleri filtre tasarımları için yapıldığından dolayı balun tasarımları için tek/çift mod analizinin modifiye edilmiş hali kullanılarak elektriksel uzunluk belirlendi.

Çift modlu halka rezonatörler kullanılarak iki farklı çıkışta iki farklı filtreleme karakteristiği elde edildi. Yapılan balun tasarımında kabul gören temel yöntemde göre dengeli çıkışlardan birine ait frekans cevabında iletim sıfırları mevcut olup, diğerinde iletim sıfırları gözükmediğinde (imajiner frekanslarda yer aldığı) çıkışlar arası faz farkı yaklaşık 180^0 elde edilmektedir. 1 Dengesiz giriş, 2 dengeli çıkış olmak üzere 3 port mevcut mevcut olup çıkış portlarına giden farklı yollar kullanılarak dengeli çıkışlardan birinde lineer faz filtreleme karakteristiği elde edildi daha sonra diğer çıkışta eliptik filtreleme karakteristiği elde edilerek faz farkı 180^0 olarak elde edildi.

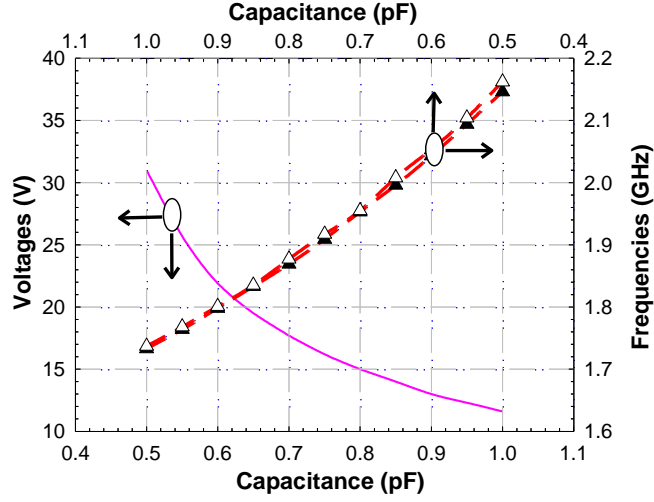
Ayarlama işleminin gerçekleştirilebilmesi için için devreye varaktör diyot seçimi gerçekleştirildi. Ayarlama sahası 1.8- 2.1 GHz ayarlama sahasında kullanılacak varaktör diyot Infineon BB837/BB857 olup yaklaşık olarak kapasitans ayarlama aralığı 0.6-0.6pF'dır. Kapasitenin artması frekansın azalmasına sebep vereceği için maksimum frekansta minimum kapasite değeri seçilmiştir. Merkez frekans kontrolü varaktör diyotlara farklı besleme varaktör diyotlar harici bir gerilimle beslenerek diyotların kapasitans değişimine bağlı olarak hem merkez frekansı hem de bant genişliği ayarlanabilmiştir.

4. DENEYSEL SONUÇLAR

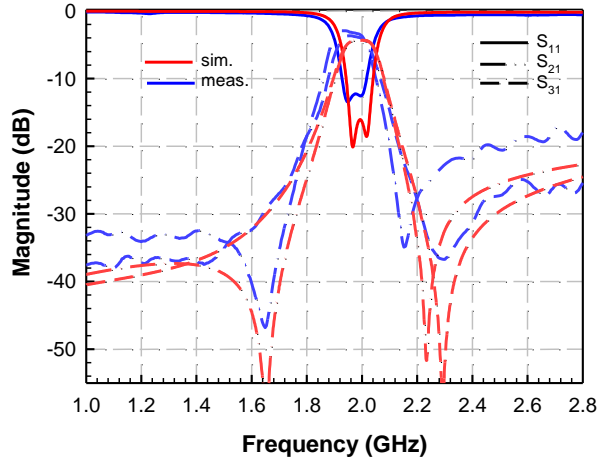
Tasarlanabilir ayarlanabilir balun bant geçiren filtrenin deneysel çalışmaları gerçekleştirilmiş ve imal edilmiş devrenin fotoğrafı Şekil 4.1'de gösterilmiştir. 6,15'lik bağıl dielektrik sabitine sahip Rogers 6006 substratı ve imalatta 1.27 mm kalınlık kullanılmıştır. Devre 50Ω SMA konnektörleri ile beslenir. Ölçümler Agilent E5071C Network Analizörü ile gerçekleştirildi. C_g kapasitansının değişimini uygulamak için Infineon BB857'nin varaktör diyotları kullanıldı.



Şekil 4.1: Üretimi gerçekleştirilmiş ayarlanabilir balun bant geçiren filtre fotoğrafı



(a)



(b)

Şekil 4.2: a) Kapasitans-gerilim ve kapasitans-frekans ilişkisi, b) Simüle edilen ve ölçülen sonuçların karşılaştırılması ($C_g = 0.65$ pF)

Deneysel çalışmalarda, voltajlar 11.6 V ve 31 V arasında değiştirilmiştir. Karşılık gelen kapasitans değişiklikleri yaklaşık 0.5 ila 1.0 pF arasındadır. Gerilim-kapasitans ve kapasitans-frekans varyasyonları Şekil 4.2 (a)'da gösterilmektedir. En düşük voltaj, simülasyonlardaki en yüksek kapasitansa karşılık geldiğinden, devrenin en düşük frekans aralığı bu voltajda elde edilir. Simülasyon ve ölçülen sonuçların karşılaştırılması Şekil 4.2 (b)'de gösterilmektedir. Deneysel çalışmalarda varaktör diyotlar ideal kapasitörler yerine kullanıldığı için yerleştirme kayıpları daha da kötüleşmiştir. Ayrıca, varaktör diyot ve SMA konnektör bağlantısı işlemlerine bağlı olarak kişisel imalat hataları da bu sonuçlarda etkilidir. Ayarlama işlemi sırasında

çeşitli frekanslarda elde edilen faz farklılıkları ve genlik farklılıkları Tablo 4.1'te gösterilmektedir.

Tablo 4.1: Balun bant geçiren filtre genlik/faz ölçüm sonuçları

Voltaj (V)	11.6	12.3	13	15	21.9	31.0
Merkez Frekans(GHz)	1.73	1.79	1.83	1.87	1.96	2.06
Genlik Farkı (dB)	0.49	0.45	0.69	0.23	0.09	0.36
Faz Farkı (deg)	181.6	177.7	172.7	171.3	175.8	190.8

Tablo 4.1'den görülebileceği gibi, geçiş bandındaki faz farklılıkları 180 ± 12^0 'dir. Tasarlanan ayarlanabilir balun bant geçiren filtre, kompakt yapısına sahiptir ve aynı zamanda sadece bir besleme gerilimi ile ayarlama işlemine izin verebilir.

5. SONUÇLAR

Yeni nesil haberleşme sistemlerinde hızlı gelişim sonucu uydu haberleşme sistemleri ve özellikle RF ön uç modüllerinde mikrodalga filtre ve dengeleyici devre elemanlarına ihtiyaç artmıştır. Bu iki devre elemanının sistem içerisinde ayrı ayrı kullanılması kayıp ve boyut açısından dezavantaj getirdiği bilinmektedir. Proje kapsamında geliştirilen devre, dengesiz (unbalanced) bir giriş ve dengeli (balanced) iki çıkış arasında hem bant geçiren filtre görevini, hem de çıkışlar arasında 180^0 faz farkı elde edilerek balun görevini yerine getirecek şekilde tasarımı gerçekleştirilmiştir. Ayarlanabilir balun tasarımına dair literatürde sadece birkaç çeşit mevcut olduğu ve bu devrelere ait frekans cevaplarında kayıp ve faz farkı açısından önemli dezavantajlı olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca, bu devreler sadece merkez frekans açısından ayarlanabilir özellikte olduğu için, bant genişliği ayarlanabilir balun tasarımına rastlanmamaktadır. Bu nedenle, tasarlanmış olan ayarlanabilir balun hem merkez frekansının, hem de bant genişliğinin ayarlanabilmesi açısından literatüre özgün bir çalışma kazandırılmıştır. Projede tasarlanan tüm balunlarda mikroşerit yapılar ve halka rezonatörler kullanılmıştır. Balun tasarımındaki temel yöntem gereği, dengeli çıkışlardan birine ait frekans cevabında iletim sıfırları mevcut olup, diğerinde iletim sıfırları gözükmediğinde (imajiner frekanslarda yer aldığı) çıkışlar arası faz farkı yaklaşık 180^0 civarında elde edilmiştir. Balun tasarımlarında halka rezonatörler kullanılarak iki farklı çıkışta farklı filtreleme karakteristikleri elde edilmiştir. Öyle ki, çıkışlardan birinde lineer faz filtreleme karakteristiği elde edilirken iletim sıfırları reel frekanslarda gözlenmemiştir. Eliptik filtreleme karakteristiğinin elde edildiği çıkışta ise iletim sıfırları reel frekanslarda yer almaktadır. Mikroşerit hatların empedans ve elektriksel uzunlukları arzu edilen frekans sahasına göre belirlenmiştir. Daha sonra çalışma Tam-Dalga Elektromanyetik Simülatör kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Teorik frekans cevabı üzerinde varaktör diyot kapasitansının merkez frekans ve bant genişliği üzerine etkisi incelenmiş ve bu durum simülasyon programında varaktör diyot bir kapasitörle temsil edilerek gerçekleştirilmiştir. Proje ülkemizin yerli uydu yapımı üzerine faaliyetleri göz önünde bulundurulduğunda, savunma sanayi kurum ve şirketlerinin özellikle RF ön uç modüllerinde kullanılmak üzere balun bant geçiren filtrelere ciddi bir gereksinim duyduğu açıktır. Proje sonucunda bu ihtiyaca cevap verecek nitelikte yeni ayarlanabilir balun tasarımları simülasyon ve deneysel çalışmalarıyla birlikte ortaya konmuştur. Deneysel çalışmalar için tasarlanan devrenin

imalatı sağlanmış ve ölçülmüştür. İmal edilen devrenin ölçüm sonuçları simülasyon sonuçları ile kabul edilebilecek düzeyde örtüşmektedir.

6. KAYNAKLAR

A. K. Gorur, “A Novel Compact Microstrip Balun Bandpass Filter Design Using Interdigital Capacitor Loaded Open Loop Resonators”, *Progress in Electromagnetics Research Letters*, 76(4), 47-53, (2018)

Bockelman D. E. and Eisenstadt W. R., “Combined differential and common-mode scattering parameters: theory and simulation”, in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(7), 1530-1539, (1995)

Cho C. and Gupta K. C., “A new design procedure for single-layer and two-layer three-line baluns,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(12), 2514-2519, (1998)

Eisenstadt W. R., Stengel B., and Thompson B. M., *Microwave Differential Circuit Design Using Mixed-Mode S-Parameters*, Norwood, MA: Artech House, 53–192. (2006)

Fathelbab W. M. , Steer M. B. “New classes of miniaturized planar Marchand baluns” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(4), 1211-1220, (2005)

Feng W. and Che W., “Wideband balun bandpass filter based on a differential circuit”, *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, Montreal, QC, 1-3, (2012)

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

Hong J. S., Shaman H. and Chun Y. H., “Dual-Mode Microstrip Open-Loop Resonators and Filters”, in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(8), 1764-1770, (2007)

Hong, JS and Lancaster, M.J, *Microstrip filters for RF/Microwave Applications*, New York John Willey and Sons, 1015-0012, (2001).

Hsu H. C., Lee C. H., Hsu C. I. G., Wen P. H., “Balanced dual-band BPF with partially coupled bi-section $\lambda/2$ and $\lambda/4$ SIRs”, *Asia Pacific Microwave Conference Proceedings*, Kaohsiung, 244-246, (2012)

Huang F., Wang J. and Zhu L., “A New Approach to Design a Microstrip Dual-Mode Balun Bandpass Filter”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 26(4), 252-254, (2016)

Huang F., Wang J. and Zhu L., “A New Approach to Design a Microstrip Dual-Mode Balun Bandpass Filter” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 26(4), 252-254, (2016)

Huang G. S., Wu C. H. and Chen C. H., “LTCC Balun Bandpass Filters Using Dual-Response Resonators”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21(9), 483-485, (2011)

- Hui J. N., Feng W. J. and Che W. Q., “Balun bandpass filter based on multilayer substrate integrated waveguide power divider”, *Electronics Letters*, 48(10) 571-573, (2012)
- Hung C., Huang K., Chiu T. and Cheng J., “Asymmetrical balun design with tunable bandwidth and transmission zero”, *Asia-Pacific Microwave Conference 2011*, Melbourne, 987-990, (2011)
- Hung C., Huang K., Chiu T. and Cheng J., 2011. “Asymmetrical balun design with tunable bandwidth and transmission zero”, *Asia-Pacific Microwave Conference*, Melbourne, VIC, 987-990, (2011)
- Jiang R. C., Chen N. W. and Tsai H. J., “Center frequency and bandwidth controllable microstrip balun bandpass filter”, *Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, 16th International Symposium on, Victoria, BC, 1-2, (2014)
- Jung E. Y. and Hwang H. Y., “A Balun-BPF Using a Dual Mode Ring Resonator”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 17(9), 652-654, (2007)
- Kang S. J. and Hwang H. Y., “Ring-balun-bandpass filter with harmonic suppression”, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 4(11), 1847-1854, (2010)
- Kang S. J., Hwang H. Y., “Ring-balun-bandpass filter with harmonic suppression”, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 4(11) 1847-1854 (2010)
- Karpuz, C., Gorur, Basmacı A. K., , Ozek A. N. and, A., “Design and Analysis of a Compact Dual-Mode Dual-Band Microstrip Bandpass Filter”, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 27(02), 180-190, (2013)
- Kravchenko R., Markov K., Orlenko D., Sevskiy G. and Heide P., “Implementation of a miniaturized lumped-distributed balun in balanced filtering for wireless applications”, *European Microwave Conference*, 4, (2005).
- Lei, M.-F. and Wang, H., “An analysis of miniaturized dual-mode bandpass filter structure using shunt-capacitance perturbation”, *Microwave Theory and Techniques*, *IEEE Transactions on* ,53(3), 861,867, (2005)
- Mondal J., Li L. and Drye J., “Design and characterization of an integrated passive balun for quad band GSM applications”, *56th Electronic Components and Technology Conference*, San Diego, CA, 7, (2006)
- Pavio A. M. and Kikel A., “A monolithic or hybrid broadband compensated balun, *Microwave Symposium Digest*”, , *IEEE MTT-S International*, Dallas, TX, 1, 483-486, (1990)
- Shie C. I., Cheng J. C., Chou S. C. and Chiang Y. C., “Design of a New Type Planar Balun by Using Trans-Directional Couplers”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 60(3), 471-476, (2012)
- Sonnet User’s Manual, Version 16, Sonnet Software, North Syracuse, NY, (2016)
- Sun J. S., Chen G. Y., Huang S. Y., Huang C. J., Wu K. L. and Yd, “The Wideband Marchand Balun Transition Design”, *7th International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory*, Guilin, 1, (2006)
- Sun S. , Menzel W., “Novel Dual-Mode Balun Bandpass Filters Using Single Cross-Slotted Patch Resonator”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 21(8) 415-417 (2011)

Zhang G. Q., Chen J. Shi X., Tang H., Chu H. and Bao Z. H., “Design of Multilayer Balun Filter With Independently Controllable Dual Passbands”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 25(1) 10-12 (2015)

Zhou L. H., Tang H., Chen J. X. and Bao Z. H., “Tunable filtering balun with enhanced stopband rejection”, *Electronics Letters*, 48(14), 845-847, (2011)

Zhou L. H., Tang H., Chen J. X., Bao Z. H., “Tunable filtering balun with enhanced stopband rejection”, *Electronics Letters*, 48(14) 845-847 (2011)

7. ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Ali ÖZTÜRK

Doğum Yeri ve Tarihi : Afyon 01.01.1993

Lisans Üniversite : Pamukkale Üniversitesi

Elektronik posta : ali.ozturkk@outlook.com.tr

İletişim Adresi : Mertler Cad. Atıfbey Mh. 11/4 Gaziemir/İzmir

Yayın Listesi :

- Pınar Öztürk Özdemir, Ali Öztürk, Ali Kürşad Görür, Ceyhun Karpuz, Adnan Görür “An Alternative Application to Tune the Center Frequency of a Microstrip Balun Bandpass Filter” 2019 European Microwave Conference in Central Europe (EuMCE)