

ÇİFT MOD BANT GEÇİREN REZONATÖR FİLTRE TASARIMI

DESIGN OF DUAL-MODE BAND PASS RESONATOR FILTER

AHMET ÖZDEMİR

Hacettepe Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim-Öğretim Sınav Yönetmeliğinin
ELEKTRİK ve ELEKTRONİK Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü
YÜKSEK LİSANS TEZİ
olarak hazırlanmıştır.

2010

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğü'ne,

Bu çalışma jürimiz tarafından **ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI 'nda YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Hacettepe Üniversitesi Lisansüstü Eğitim-Öğretim Sınav Yönetmeliğinin ELEKTRİK ve ELEKTRONİK Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak hazırlanmıştır.

Başkan : Prof. Dr. Erdem YAZGAN

Üye (Danışman) : Prof. Dr. Birsen SAKA

Üye : Prof. Dr. Adnan KÖKSAL

Üye : Doç. Dr. Çiğdem Seçkin GÜREL

Üye : Doç. Dr. Erkan AFACAN

ONAY

Bu tez/...../2010 tarihinde Enstitü Yönetim Kurulunca kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Adil DENİZLİ
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ÇİFT MOD BANT GEÇİREN REZONATÖR FİLTRE TASARIMI

Ahmet Özdemir

ÖZ

Bu çalışmada düşük iletim kayıplı, küçültülmüş boyut avantajlı çift mod bant geçiren rezonatör filtreler tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Sivil ve askeri birçok alanda kullanılagelen çift mod rezonatör filtreler mikroşerit yapı halinde üretilmişlerdir. Bant içerisinde bir çift zayıflatma kutbu ve sonlu frekanslarda bir çift iletim sıfırı barındıran yapılar, lineer analiz ve elektromanyetik analiz ile çözümlenmiştir. Elektromanyetik benzetimlerinde Sonnet kullanılmış ve üretime yakın sonuçlar elde edilmiştir. Filtreler, benzetim ve ölçüm sonuçları ile birlikte sunulmuştur.

Anahtar Kelimeler: Çift mod bant geçiren filtre, rezonatör filtre, boyut küçültme

Danışman: Prof. Dr. Birsen Saka, Hacettepe Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

DESIGN OF DUAL-MODE BAND PASS RESONATOR FILTER

Ahmet Özdemir

ABSTRACT

In this study, low loss and miniaturized dual mode band pass resonator filters are designed and realized. Filters are realized using microstrip. These types of filters are widely used for many military and civilian applications. Filters are analyzed with linear and electromagnetic methods and have two attenuation poles in passband and single pair of transmission zeros outside the passband. For electromagnetic simulations Sonnet EM tool is used and results are seen to be close to experimental measurements. Measurement and simulation results of filters are presented.

Keywords: Dual-mode band pass filter, resonator filter, size reduction

Advisor: Prof. Dr. Birsen Saka, Hacettepe University, Department of Electrical and Electronics Engineering

TEŞEKKÜR

Tez çalışmalarım süresince yapıcı eleştirileri ve doğru yönlendirmeleri ile tezin tamamlanmasında büyük emeği geçen danışmanım Prof. Dr. Birsen SAKA' ya teşekkürlerimi bildirmek isterim.

Tezimin son halini almasında önemli düzeltmelerle katkıda bulunan değerli jüri üyelerine teşekkür ederim.

Filtrelerin üretimi ve ölçümü sırasında kaynak ve cihaz desteği sağlayan şirketim Meteksan Savunma Sanayi A.Ş.' ye katkılarından dolayı teşekkür ederim.

Çalışmalarım boyunca sabır ve teşvikleri ile desteklerini eksiltmeyen sevgili eşim ve değerli aileme teşekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
ÖZ	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ	vi
1. GİRİŞ	1
2. REZONATÖRLER	4
2.1. Tek Mod Rezonatörler	6
2.1.1 Tek mod seri RLC rezonatörler	7
2.1.2 Tek mod paralel RLC rezonatörler	9
2.2. Çift Mod Rezonatörler	11
2.2.1. Halka rezonatör yapısı	14
2.2.2. İletim hatları modeli ile halka rezonatörlerin frekans modları hesabı	18
3. TASARIM VE GERÇEKLEME	21
3.1. Çift Mod Rezonatörlerin Eşdeğer Modeli	21
3.1.1 Büküm modeli	23
3.1.2 Boşluk modeli	26
3.1.3 İletim hattı modeli	29
3.2. ABCD Parametresi Ve Ağ Bağlantıları	31
3.3. İncelenen Rezonatör Filtrelerin Eşdeğer Modelleri	36
3.3.1. Kare yapılı rezonatör filtre	36
3.3.2. Yarı menderes yapılı çift mod rezonatör filtre	42
3.3.3. Halka yapılı çift mod rezonatör filtre	45
3.4. Çift Mod Rezonatör Filtre Benzetimi Ve Tasarım Adımları	48
3.5. Üretim Ve Ölçüm Sonuçları	58

4. SONUÇLAR VE TARTIŞMA	68
5. EKLER	69
EK-1	69
EK-2	70
KAYNAKLAR	78
ÖZGEÇMİŞ	84

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 2. 1 (a) Seri RLC devresi (b) Paralel RLC devresi	4
Şekil 2. 2 Farklı geometrili rezonatör yapılar	5
Şekil 2. 3 (a) Dağıtılmış yapılı mikroşerit rezonatör (b) Eşdeğer devresi	6
Şekil 2. 4 Çift mod rezonatör filtre yapısı	12
Şekil 2. 5 Çift mod rezonatör yapıları (a) Menderes yapı (b) Beşgen yapı	12
Şekil 2. 6 Kare rezonatör yapı (a) Dağıtılmış model (b) Toplu elemanlı devre modeli	13
Şekil 2. 7 Mikroşerit halka rezonatör	14
Şekil 2. 8 Halka rezonatörler için manyetik duvar modeli	15
Şekil 2. 9 (a) simetrik olmayan besleme ile halka rezonatör (b) çentik ve simetrik halka rezonatör	17
Şekil 2. 10 (a) Tek kapılı kare halka rezonatör (b) Tek kapılı dairesel halka rezonatör	18
Şekil 2. 11 Kare halka rezonatördeki duran dalgalar	20
Şekil 3. 1 Çift mod rezonatör (a) Dağıtılmış model (b) Toplu eleman modeli ..	22
Şekil 3. 2 Dik açılı ve eğimli büküm (a) Dağıtılmış model (b) Toplu eleman devre modeli	23
Şekil 3. 3 Büküm modelinin (a)Toplu eleman devre modeli ile Moment Metodu kullanan Sonnet benzetim sonucu (Dielektrik malzeme Rogers 6010, $\epsilon_r = 10.2$, kalınlık=1.27mm, W=1.27mm, L=0.25mm) (b) Toplu eleman devre gösterimi ve Sonnet serim çizimi (L uzunluğu endüktansı modellerken, C uzunluğunda iletim hatların etkileşimi, kapasitansı göstermektedir.)	25
Şekil 3. 4 Boşluk yapısı (a) Dağıtılmış model (b) Toplu eleman modeli	26
Şekil 3. 5 Büküm modelinin (a)Toplu eleman devre modeli ile Moment Metodu kullanan Sonnet benzetim sonucu (Dielektrik malzeme Rogers 6010, $\epsilon_r = 10.2$, kalınlık=1.27mm, W=1.27mm, d=0.25mm) (b) Toplu eleman devre gösterimi ve Sonnet serim çizimi (d boşluğu Cg kapasitansı modellenirken, iletim hatlarının toprak hattı ile etkileşimi Cp kapasitansı göstermektedir.)	28
Şekil 3. 6 Düz iletim hattı (a) Dağıtılmış model (b) Toplu eleman modeli	29
Şekil 3. 7 Büküm modelinin (a) İletim hattı lineer modeli ile Moment Metodu kullanan Sonnet benzetim sonucu (Dielektrik malzeme Rogers 6010, $\epsilon_r = 10.2$, kalınlık=1.27mm, W=1.27mm, L=2.54mm) (b) Sonnet serim çizimi	31

Şekil 3. 8 İki kapılı ağ modelleri ve ilgili ABCD parametreleri.....	32
Şekil 3. 9 Paralel ağ bağlantısı	33
Şekil 3. 10 Seri ağ bağlantısı	34
Şekil 3. 11 Ardarda ağ bağlantısı	35
Şekil 3. 12 Toplu eleman devresinin alt birimlere ayrılması.....	36
Şekil 3. 13 Mikroşerit rezonatörün Genesys [65] benzetim programı ile çizimi.....	38
Şekil 3. 14 Kare rezonatör filtre(a) Matlab benzetim sonucu (b) Genesys benzetim sonucu.....	40
Şekil 3. 15 Rezonatör filtre çözümü ve üretimine ait algoritma şeması	41
Şekil 3. 16 Yarı menderes yapılı mikroşerit rezonatör (a) Filtre serimi (b) Toplu eleman devre modeli	42
Şekil 3. 17 1- 10 GHz aralığı filtre karakteristiği (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm, L1=3.8mm, L2=2.74mm, L3=4.3mm, k1=0.4mm, k2=0.3mm, g=0.25mm, w1=0.3mm, w2=0.8mm, w3=2.33mm, a1=2.9mm, a2=4.52mm, SL=1.47mm, SW=0.5mm L=14.3mm, p=1.27mm)	43
Şekil 3. 18 2924-2925 MHz aralığı filtre karakteristiği	44
Şekil 3. 19 Halka yapılı mikroşerit rezonatör (a) Filtre serimi (b) Toplu eleman devre modeli.....	45
Şekil 3. 20 1- 10 GHz aralığı filtre karakteristiği (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm, L1=2.54mm, L2=3.04mm, L3=4.47mm, k1=0.5mm, k2=1.17mm, g=0.25mm, w1=0.3mm, w2=0.55mm, w3=2.33mm, k3=0.45mm, k4=1.06mm, r=3.8mm, L=11.9mm).....	46
Şekil 3. 21 2982-2986 MHz aralığı filtre karakteristiği	47
Şekil 3. 22 1- 10 GHz aralığı filtre karakteristiği.....	49
Şekil 3. 23 2977-2978 MHz aralığı filtre karakteristiği	50
Şekil 3. 24 (a) Sonnet benzetim programında çizilen kare yapılı rezonatör filtre (b) Benzetim sonucu (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm, L=5.08mm, k1=0.25mm, k2=0.25mm, g=0.25mm, W=2.33mm, p=1.57mm)	51
Şekil 3. 25 (a) Kare yapılı rezonatör filtre daralan besleme hat şekli (b) Benzetim sonucu (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm, L1=4.3mm, L2=3.2mm, w1=0.35mm, w2=0.96mm)	53
Şekil 3. 26 S11 Benzetim Sonuçları (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm).....	54

Şekil 3. 27 S21 Benzetim Sonuçları (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm).....	55
Şekil 3. 28 (a) Saplama ile üretime hazır kare yapılı filtre (b) Moment metodu ile çözümlenen Sonnet benzetim sonucu (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm, SW=0.25mm, SL=0.91mm, pW=1.57mm, pL=3.2mm)	57
Şekil 3. 29 Kare yapılı çift mod bant geçiren filtre benzetim ve ölçüm sonuçları (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm, =5.08mm, k1=0.25mm, k2=0.25mm, g=0.25mm, W=2.33mm, p=1.57mm, L1=4.3mm, L2=3.2mm, w1=0.35mm, w2=0.96mm, SW=0.25mm, SL=0.91mm, pW=1.57mm, pL=3.2mm dir.)	58
Şekil 3. 30 Dikdörtgen yapılı çift mod bant geçiren filtre (a) serimi (b) filtre benzetim ve ölçüm sonuçları (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm, L1=2.54mm, L2=3.25mm, L3=5.48mm, k1=0.4mm, k2=0.25mm, g=0.25mm, w1=0.6mm, w2=1.16mm, w3=2.33mm, , SL=1.12mm, SW=0.71mm L=18mm, pL=2.5mm, pW=1.57mm dir.)	60
Şekil 3. 31 Halka yapılı çift mod bant geçiren filtre benzetim ve ölçüm sonuçları (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm, L1=2.54mm, L2=3.04mm, L3=4.47mm, k1=0.5mm, k2=1.17mm, g=0.25mm, w1=0.3mm, w2=0.55mm, w3=2.33mm, k3=0.45mm, k4=1.06mm, r=3.8mm, L=11.9mm) 61	
Şekil 3. 32 Menderes yapılı çift mod bant geçiren filtre (a) serimi (b) filtre benzetim ve ölçüm sonuçları (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm, L1=3.8mm, L2=2.74mm, L3=3.14mm, k1=0.35mm, g=0.25mm, w1=0.91mm, w2=1.21mm, w3=2.33mm, a1=3.45mm, a2=5.33mm, pL=1.32mm, pW=1.06mm L=14.7mm)	63
Şekil 3. 33 Yarı-menderes yapılı çift mod bant geçiren filtre benzetim ve ölçüm sonuçları (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm, L1=3.8mm, L2=2.74mm, L3=4.3mm, k1=0.4mm, k2=0.3mm, g=0.25mm, w1=0.3mm, w2=0.8mm, w3=2.33mm, a1=2.9mm, a2=4.52mm, SL=1.47mm, SW=0.5mm L=14.3mm, p=1.27mm)	63
Şekil 3. 34 Tasarım ve üretim karşılaştırma verileri.....	64
Şekil 3. 35 Filtrelere ait resimler (a) Kare yapılı (b) Dikdörtgen yapılı (c) Menderes yapılı (d) Yarı-Menderes yapılı (e) Halka yapılı çift mod bant geçiren rezonatör filtre (f) Toplu görünüm	67

1. GİRİŞ

Mikrodalga filtreler, belirlenen frekans bölgelerini geçirip, diğer frekans bölgelerini durduran toplu elemanlar ya da dağıtılmış (distributed) elemanlar ile gerçekleştirilen yapılardır. Düşük frekanslarda, devre elemanlarının dalga boyuna oranla küçük olması sebebi ile toplu devre elemanlar kullanılarak filtreler oluşturulur. Yüksek frekanslarda ise toplu devre elemanlarındaki kısıtlamalar sebebi ile dağıtılmış devre elemanları tercih edilir.

RF ve mikrodalga frekans bölgelerinde sivil ve askeri birçok uygulamalarda filtreler, etkin bir şekilde uygulama alanı bulmaktadır. Özellikle iletişim ve savunma alanlarındaki teknolojik ilerlemeler küçük boyutlu, hafif, düşük maliyetli ve yüksek performanslı filtreler duyulan ihtiyacı artırmıştır. Sivil alanlar olarak çift mod çift bant filtreler, GSM uygulamaları, iletişimde Wi-Max uygulamaları (2.3- 3.5 GHz) ile uzay iletişimi alıcı-verici devrelerinde, askeri alanda ise radarlarda ve sinyal karıştırıcılarda kullanılmaktadır.

Rezonatör filtreler ilk olarak mikroşerit halka rezonatör yapıları ile incelenmiştir. Halka rezonatörlerden dielektrik sabiti ile iletim hattının süreksizlik parametrelerini ölçmede faydalanılmıştır [1-3]. Ölçüm uygulamalarının yanı sıra mikroşerit halka rezonatörler boyut, üretim kolaylığı ve dar bant özellikleri nedeni ile filtre, osilatör, karıştırıcı ve anten uygulamalarında da kullanılmıştır [4].

Halka rezonatörlerde alan teorisi ilk defa Wolff ve Knoppik tarafından incelenmiştir [2]. Halka rezonatörlerde yapıdaki eğriliğin rezonans frekansına etkisi manyetik duvar modeli kullanılarak gösterilmiştir. Bu model üzerine Wu ve Rosenbaum Maxwell denklemleri ve denklemlerin gerektirdiği sınır koşullarını halka yapı üzerinden tanımlayarak özdeğer fonksiyonları türetmiştir ve bu fonksiyonlarla rezonatör üzerindeki frekans mod çizelgesini elde etmiştir [5]. Manyetik model devrenin parametre ve uzunlukları ile kısıtlı olması bakımından rezonatörle ilgili sınırlı bilgi vermektedir. Bu nedenle halka rezonatörler, iletim hatları ile de modellenmiştir [6]. Bu model halka rezonatör davranışını açıklasa da eşdeğer toplu elemanlar olan R, G, L, C kullanarak yapılan modelden daha basit kestirim yapılmış olmaktadır. Bu tezde yapının toplu eleman modeli üzerinde durulacaktır. Bahsi geçen frekans mod çizelgesi [5], sadece halka rezonatörler için çıkarılmıştır.

Manyetik duvar modeli, karmaşık sınır koşulları nedeni ile kare ve menderes şekilli rezonatörlerin açıklanmasında zorluklar arz etmektedir.

Yukarıda değinilen uygulamalar ve tasarım modellerinde geleneksel halka rezonatörlerle sıklıkla çalışılmıştır. Geleneksel filtrelerin yanı sıra çift mod filtreler de RF ve mikrodalga filtre uygulamalarında birçok araştırmacı tarafından kullanılmıştır. Çift mod rezonatör filtreler ilk defa Wolff tarafından incelenmiştir [7]. İki tek mod rezonatörün yerine, çift mod rezonatör yapı kullanılabilir. Böylece çift mod rezonatörler ile tasarlanmış filtrelerin alışlagelmiş filtrelerle göre temel özellik ve üstünlüğü, boyutta büyük oranda küçültmenin sağlanması olmaktadır. Çift mod rezonatörler uygun boyutu, kolay üretimi, dar bantlı oluşuları ve yüksek kalite faktörü Q ile filtre, osilatör ve frekans metrelerde kullanılmaktadır.

Literatürde halka rezonatörlerin incelenmesi üzerine [2,5], Gatti ve Curtis halka yapı ile çift mod rezonatör filtre çalışması yapmıştır [15,16]. Robertson filtrenin getirdiği kaybı dengelemek için yapıyı yükselteç devresi ile bütünleştirmiştir [17]. Farklı kullanım alanlarından birisi de çoklayıcı (multiplexer) devresinde çift mod rezonatörlerin kullanılmasıdır [18]. Hong ve Lancaster kare yapıyla çift mod rezonatör filtre tasarlayıp, çift mod durumunu bant içinde bağlaşılan frekansların kutup (pole) ve sıfır (zero) oluşumları ile göstermiştir [19]. Farklı geometrilerle de çift mod uyarımı sağlanabilmektedir. Hong menderes yapıyı, Tang da beşgen yapıyı kullanarak birbirine göre 90 derece faz farkı bulunan iki elektromanyetik dalganın etkileşimini sağlamışlardır [20,21]. Hsieh ve Chang bu tezde çift mod yapının çözüm yöntemi olan toplu devre elemanı yöntemini kullanarak geniş bantlı, yüksek bant dışı bölge bastırmalı filtre tasarlamışlardır [23]. A. Görür de birçok makalelerinde çift mod rezonatör filtre tasarımını farklı geometrik şekillerle sunmuştur [24-32]. Menderes biçimli yapılar boyut küçültme önceliği ile dikkat çekmektedir. Çift mod durumunu asimetrik besleme hatları ile de gerçekleştirip, aynı zamanda çift mod ile çift bant GSM uygulamaları da gerçekleştirilmiştir [24-32]. Cheng, besleme hatlarının kartın bir yüzünde, rezonatör yapının ise kartın diğer yüzünde olduğu farklı bir yapı ile çalışmıştır [35]. Sung ise toprak katmanına çaprazlama açılan yarıkların filtrenin bant genişliğine olan etkisini incelemiştir [37]. Benzer şekilde boyut küçültme, iletim bandı dışı yüksek bastırma ve üçgen ve dik olmayan beslemeli yapılar gibi farklı geometrilerle de çalışmalar yapılmıştır [33,34,38-46].

Çift mod mikroşerit bant geçiren filtre yapısı iki yoz modun (degenerate mode) bağlaşımı ile ya da yoz olmayan modlarla [8] elde edilebilmektedir. İlk durum için de iki farklı metot bulunmaktadır. Birisi asimetrik besleme hatları ve çentik (notch) ya da saplama (stub) yapıları ile yoz modların uyarılması [9] diğeri ise birbirlerine göre dik besleme hatları ve çentik-saplama yapıları ile yoz modların bağlaşımının sağlanmasıdır [33-46]. Bu tezde dikgen (orthogonal) besleme hatlı yapılar incelenmiştir.

Bu çalışmada toplu eleman devre modelleri ile analizi gerçekleştirilen filtreler elektromanyetik benzetim ile incelenmiştir. Filtreler Arlon DiClad880B dielektrik malzemesi üzerinde üretilmiştir [69]. Bu tezde beş farklı topolojide çift mod rezonatör filtre üzerinde çalışılmıştır. Kare yapılı, dikdörtgen yapılı, yarı-menderes yapılı, menderes yapılı ve halka yapılı rezonatör filtreler üretilip, karşılaştırılmıştır.

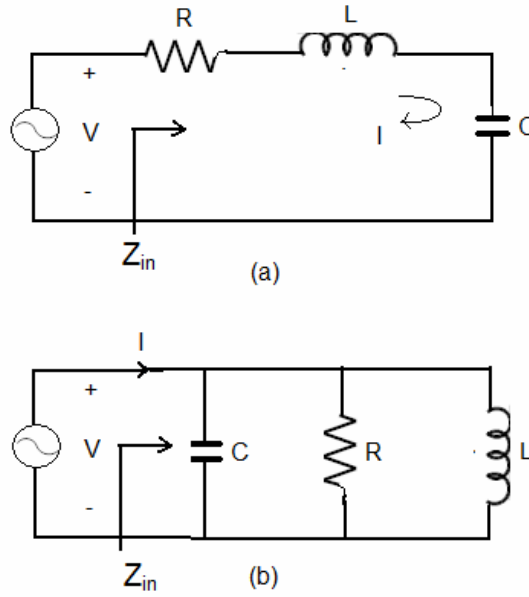
Bölüm 2’de tezin temelini oluşturan rezonatörler incelenmiştir. Öncelikle tek mod rezonatörlerden bahsedilerek ardından çift mod rezonatörlere geçiş yapılmıştır. Çift mod rezonatör yapılarını açıklayan manyetik duvar modeli ile çift mod rezonatör yapıların rezonans frekanslarını çıkaran incelemeler sunulmuştur.

Bölüm 3 tasarım ve gerçekleştirme kısmıdır. Bu bölümde çift mod rezonatör yapısının eşdeğer modeli çıkarılıp, boşluk, büküm, düz iletim hattı gibi temel birimlerin incelenmesi ile filtrenin rezonans frekansları tespit edilmiştir. Matlab programında yazılan kodlar ile yapılan analiz sonrasında filtrelerin uzunluk değerleri elde edilerek, bu değerler elektromanyetik analiz için kullanılmıştır. Sonrasında beş farklı topolojide filtreler üretilip, ölçümleri yapılmıştır.

Sonuçlar ve tartışma Bölüm 4’te verilmiştir.

2. REZONATÖRLER

Rezonatör, belirlenen bir frekansta rezonans özelliği gösteren bir elektromanyetik devre elemanıdır. Filtreler, osilatörler, frekans metreler ve ayarlı yükselteçler gibi birçok uygulamalarda kullanılmaktadır. Rezonatörler toplu eleman, yarı toplu eleman, yama ve dağıtılmış (distributed) elemanlı olarak sınıflandırılır. Düşük frekans bölgelerinde bu rezonatörler direnç, kapasitör ve bobinden oluşmaktadır. Toplu elemanlı rezonatörler, Şekil 2.1'de olduğu gibi seri ve paralel olarak gruplandırılır.



Şekil 2.1 (a) Seri RLC devresi (b) Paralel RLC devresi

Yüksek frekanslarda toplu devre elemanları dalga boyuna oranla büyük yapılı olmaları nedeniyle kullanılabilir olmaktan uzaklaşmaktadır. Bu yüzden mikrodalga frekans bölgelerinde dağıtılmış yapılı devre elemanları kullanılmaktadır. Bu frekanslardaki dağıtılmış rezonatörler, fiziksel yapılarına bağlı olarak elektromanyetik alan salınımı oluşturabilirler. Şekil 2.2'de gösterildiği gibi fiziksel yapıları birçok farklı şekillerde olabilir. Dağıtılmış hatlı rezonatörler, salınım yaptıkları merkez frekansına göre yarı dalga boylu $\lambda_{g0}/2$ veya çeyrek dalga boylu $\lambda_{g0}/4$ olarak gerçekleştirilirler ($\lambda_{g0} = c / (f \sqrt{\epsilon_{eff}})$). Burada c ışık hızı (m/s), f frekans ve ϵ_{eff} etkin dielektrik katsayısıdır.

RF ve mikrodalga frekans bölgelerinde mikroşerit hat, koaksiyel kablo ve dalga kılavuzu topolojilerine sahip çeşitli rezonatörler üretilmektedir [47]. Mikroşerit rezonatörler uygun boyut, ucuz maliyet ve kullanım kolaylığı açısından yaygın olarak kullanılmaktadır [10].

Rezonatörler, iletim bandı içerisinde salınım yapan frekans sayısına göre tek mod rezonatörler ya da çift mod rezonatörler olarak gruplandırılır [11,15]. Şekil 2.2 (a)-(f) de rezonans frekansları ile yapıların çevreleri arasında $\text{Çevre} = n\lambda_{g0}$ ilişki bulunmaktadır. Kare yama için etkin dalga boyu ile yapı arasındaki ilişki $A_K = (\lambda_{g0}/4)^2$ iken, daire yama için $A_D = (1.84\lambda_{g0}/\pi)^2$ şeklindedir. A_K , A_D sırası ile kare yama ve daire yamanın alanları, λ_{g0} etkin dalga boyudur.



(a) Kare Halka



(b) Halka



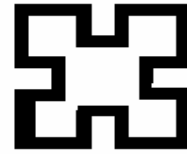
(c) Düz Hat



(d) U Şekli



(e) Üçgen Halka



(f) Menderes Halka



(g) Kare Yama



(e) Daire Yama

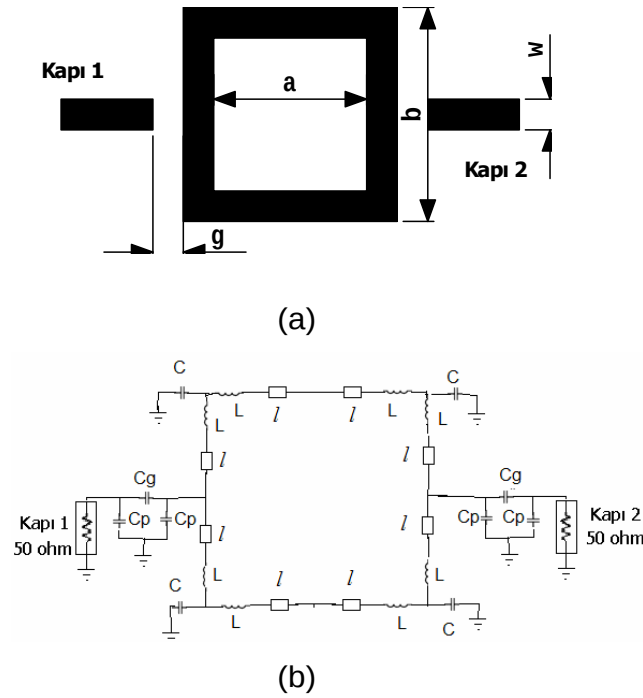


(f) Üçgen Yama

Şekil 2.2 Farklı geometrili rezonatör yapılar

2.1 Tek Mod Rezonatörler

Tek mod rezonatörler iletim bandı içerisinde tek bir zayıflatma sıfırı bulunduran yapılardır. Tek mod rezonatörler toplu eleman devre modeli ile tasarlanabileceği gibi dağıtılmış model ile de gerçekleştirilir. Şekil 2.3'te basit bir tek mod rezonatör yapısı ve eşdeğer devresi çizilmiştir. Tek mod rezonatör yapılarında, kapı 1, kapı 2 ve kare yapılı rezonatör arasındaki g boşluğu ile bağlaşım oluşturulmaktadır. Şekilde verilen a ve b boyutlarını kullanarak kare rezonatörün ortalama çevresini $2(a+b)$ olarak yazabiliriz. Kılavuzlanmış dalga boyu λ_g , ortalama çevresine eşit olan bu yapıda sinyal, bağlaşım etkisi ile kapı 1 den kapı 2 ye iletilebilmektedir. Bu durum $\lambda_g/4 = (a+b)/2$ eşitliği ile gösterilmektedir.



Şekil 2.3 (a) Dağıtılmış yapı ve (b) Eşdeğer devresi

Tek mod rezonatörler, toplu eleman devrelerinde seri RLC veya paralel RLC ile kurulabilir. Seri ve paralel her iki yapıda da rezonans durumunda salınım oluşmaktadır [47,65]. Bu durum dağıtılmış model ile tasarlanan rezonatör yapılar için de geçerlidir. Her iki modeldeki rezonans koşulu elektrik ve manyetik enerjilerin eşit olmasıdır.

2.1.1 Tek mod seri RLC rezonatörler

Şekil 2.1 (a)'da seri RLC rezonatör devresi gösterilmektedir. Devrenin giriş empedansı

$$Z_{in} = R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \quad (2.1)$$

ve rezonatöre taşınan karmaşık güç

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{1}{2} V I^* = \frac{1}{2} Z_{in} |I|^2 = \frac{1}{2} Z_{in} \left| \frac{V}{Z_{in}} \right|^2 \\ &= \frac{1}{2} |I|^2 \left(R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \right) \end{aligned} \quad (2.2)$$

olarak bulunur. R direnci üzerinde harcanan güç,

$$P_{kayıp} = \frac{1}{2} |I|^2 R \quad (2.3)$$

L bobini üzerinde depolanan ortalama manyetik enerji,

$$W_m = \frac{1}{4} |I|^2 L \quad (2.4)$$

C kapasitörü üzerinde depolanan ortalama elektrik enerji ise,

$$W_e = \frac{1}{4} |V_c|^2 C = \frac{1}{4} |I|^2 \frac{1}{\omega^2 C} \quad (2.5)$$

olarak yazılır. Burada V_c kapasitör üzerindeki gerilimdir. Yukarıdaki değerler Eşitlik 2.2 için düzenlenirse karmaşık güç,

$$P_{in} = P_{kayıp} + 2j\omega(W_m - W_e) \quad (2.6)$$

elde edilir. Eşitlik 2.1'deki giriş empedansı tekrar düzenlenirse,

$$Z_{in} = \frac{2P_{in}}{|I|^2} = \frac{P_{kayıp} + 2j\omega(W_m - W_e)}{|I|^2 / 2} \quad (2.7)$$

bulunur. Ortalama manyetik ve elektrik enerjiler eşit olduğu zaman ($W_m = W_e$) salınım meydana gelir. Eşitlik 2.6 $P_{in} = P_{kayıp}$ haline gelir. Eşitlik 2.7 ve Eşitlik 2.3'den yararlanılarak rezonans durumunda giriş empedansı bulunur.

$$Z_{in} = \frac{P_{kayıp}}{|I|^2/2} = R \quad (2.8)$$

$W_m = W_e$ iken Eşitlik 2.4 ve Eşitlik 2.5 kullanılarak rezonans frekansı ω_0 tanımlanır.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.9)$$

Rezonatör devreleri için diğer önemli bir parametre ise kalite faktörü Q 'dur. Kalite faktörü depolanan enerjinin kaybolan enerjiye oranı olarak tanımlanır.

$$\begin{aligned} Q &= \omega \frac{\text{depolanan Ortalama Enerji}}{\text{kayıp Enerji / saniye}} \\ &= \omega \frac{W_m + W_e}{P_l} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Kalite faktörü bir rezonatörün kaybının ölçüsüdür. Düşük kayıplı bir rezonatör yüksek kalite faktörü demektir. $W_m = W_e$ durumu ve Eşitlik 2.4 ile Eşitlik 2.5 kullanılırsa seri rezonans devresi için

$$Q = \omega \frac{2W_m}{P_l} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (2.11)$$

olarak ifade edilir [65].

2.1.2 Tek mod paralel RLC rezonatörler

Şekil 2.1 (b)'de paralel RLC rezonatör devresi gösterilmektedir. Devrenin giriş empedansı

$$Z_{in} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)^{-1} \quad (2.12)$$

ve rezonatöre taşınan karmaşık güç

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{1}{2} VI^* = \frac{1}{2} Z_{in} |I|^2 = \frac{1}{2} |V|^2 \frac{1}{Z_{in}^*} \\ &= \frac{1}{2} |V|^2 \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} - j\omega C \right) \end{aligned} \quad (2.13)$$

olarak bulunur. R direnci üzerinde harcanan güç,

$$P_{kayıp} = \frac{1}{2} \frac{|V|^2}{R} \quad (2.14)$$

C kapasitörü üzerinde depolanan ortalama elektrik enerji,

$$W_e = \frac{1}{4} |V|^2 C \quad (2.15)$$

L bobini üzerinde depolanan ortalama manyetik enerji ise,

$$W_m = \frac{1}{4} |I_L|^2 L = \frac{1}{4} |V|^2 \frac{1}{\omega^2 L} \quad (2.16)$$

olarak yazılır. Burada I_L bobin üzerinden geçen akımdır. Yukarıdaki değerler Eşitlik 2.13 için düzenlenirse karmaşık güç Eşitlik 2.6'ya benzer şekilde elde edilir.

$$P_{in} = P_{kayıp} + 2j\omega(W_m - W_e) \quad (2.17)$$

Benzer şekilde giriş empedansı,

$$Z_{in} = \frac{2P_{in}}{|I|^2} = \frac{P_{kayıp} + 2j\omega(W_m - W_e)}{|I|^2/2} \quad (2.18)$$

olarak bulunur. Seri rezonans halindeki gibi $W_m = W_e$ halinde rezonans oluşur. Eşitlik 2.18 ve Eşitlik 2.14 kullanılarak

$$Z_{in} = \frac{P_{kayıp}}{|I|^2/2} = R \quad (2.19)$$

elde edilir. Benzer şekilde rezonans frekansı ω_0 ve kalite faktörü Q ,

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.20)$$

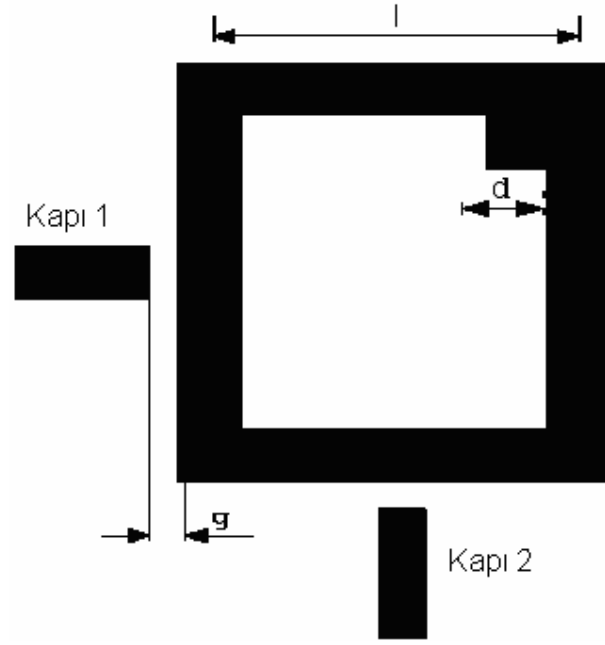
$$Q = \omega_0 \frac{2W_m}{P_l} = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 RC \quad (2.21)$$

elde edilir. Burada seri rezonatörün aksine direnç değeri arttıkça paralel rezonatörün kalite faktörü de artmaktadır [65].

2.2 Çift Mod Rezonatörler

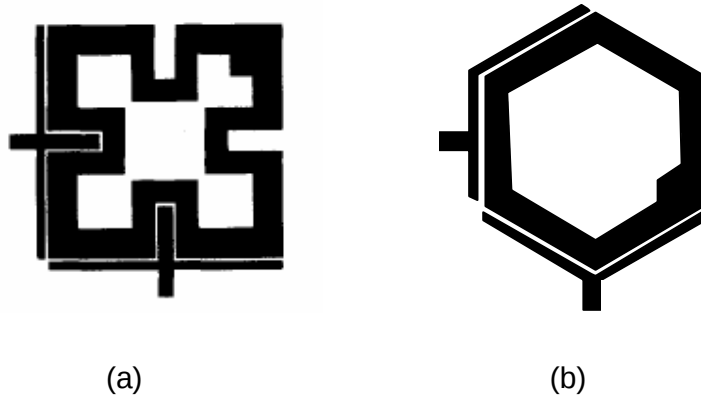
Alışlagelmiş rezonatör filtreler ile çift mod filtrelerin temel farkı iki ya da daha fazla rezonans mod bağlaşımının olmasıdır. İki tek mod rezonatör, belli bir boşluk ile etkileşirse ikinci dereceden bir filtre ortaya çıkar. Çift mod yapılı filtre ise besleme hatlarının asimetrik ve birbirine dik olduğu tek bir yapıdaki rezonans modların birbirleriyle etkileşimi sonucu oluşur. Bu etkileşim, yapının simetrik düzlemi boyunca eklenen ya da çıkarılan yama yapıları ile sağlanmaktadır. Bu ekleme veya çıkarma sonucu, birbirlerine göre 90 derece faz farkı ile gelen iki sinyalin elektrik ya da manyetik bağlaşım ile etkilenmesi amaçlanmaktadır. Çift mod bant geçiren filtre tek başına ikinci dereceden bir filtre yapısındadır. Tek bir rezonatör geometrisinde bu yama yapısını kullanarak, faz farkı oluşturulmuş iki elektromanyetik dalganın aynı yapıda iletimi sağlanmaktadır. Bu da alışlagelmiş rezonatör filtrelere göre bir avantaj sağlayıp, boyutta yarıdan fazla bir küçültme meydana getirmektedir [53].

Çift mod bant geçiren filtre yapısı ilk olarak Wolff tarafından önerilmiştir [48]. Çift mod rezonatör olarak kullanılan kare ya da halka rezonatörler simetrik yapıları ve kapalı döngüleri ile birbirine dik iki rezonans mod oluştururlar [15-46, 89]. Şekil 2.4'de bir çift mod rezonatör yapısı verilmiştir. Aralarında faz farkı bulunan sinyaller Şekil 2.4'deki yapıda birbirine dik iki kapı rezonatörle belirli bir mesafeden bağlaştırılmıştır. Kapıların çapraz karşısında yer alan d uzunluğundaki yama ile iki modun uyarımı sağlanmaktadır.



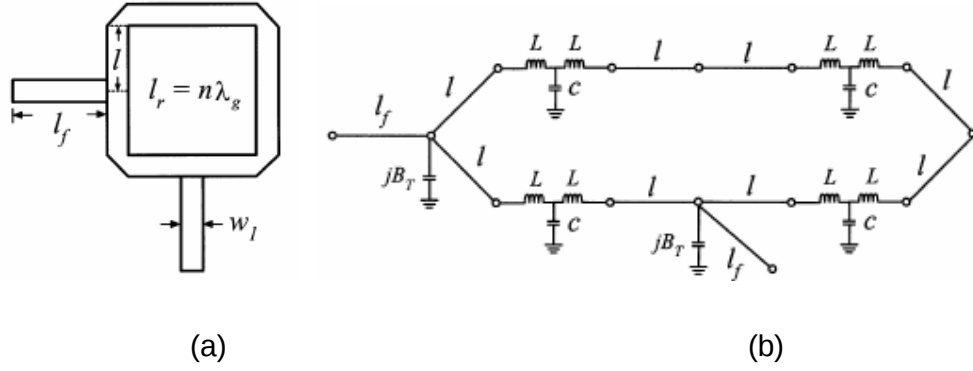
Şekil 2.4 Çift mod rezonatör filtre yapısı

Farklı geometrilerle de çift mod uyarımı sağlanabilmektedir. Hong menderes yapıyı, Tang da beşgen yapıyı kullanarak birbirine göre 90 derece faz farkı bulunan iki elektromanyetik dalganın etkileşimini sağlamışlardır [20,21]. Şekil 2.5'de menderes ve beşgen yapılı çift mod rezonatör gösterilmektedir.



Şekil 2.5 Çift mod rezonatör yapıları (a) Menderes yapı (b) Beşgen yapı

Hsieh ve Chang bu tezde çift mod yapının çözüm yöntemi olan toplu devre eleman yöntemini kullanarak geniş bantlı, yüksek bant dışı bölge bastırmalı filtre tasarlamışlardır [23]. Tez kapsamında Şekil 2.6 (b)'deki toplu elemanlar devre modeli iyileştirilerek çift mod rezonatör filtreler için geliştirilmiştir.



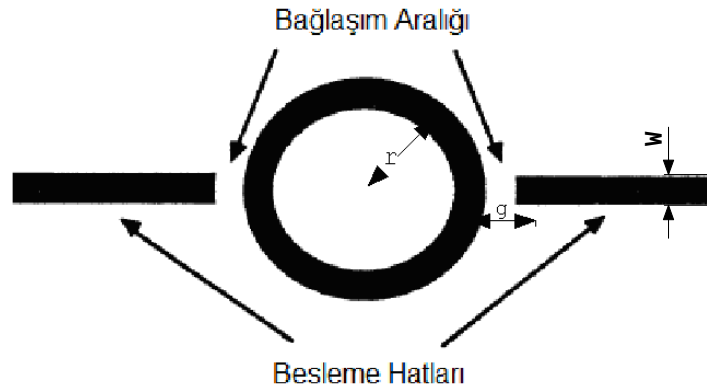
Şekil 2.6 Kare rezonatör yapısı (a) Dağıtılmış model (b) Toplu elemanlı devre modeli

Benzer şekilde boyut küçültme, iletim bandı dışı yüksek bastırma ve üçgen ve dik olmayan beslemeli yapılar gibi farklı geometrilere de çalışmalar yapılmıştır [33,34,38-46].

Çift mod rezonatör filtrelerin analizinde manyetik duvar modelinden veya toplu eleman devre modelinden faydalanılır. Halka rezonatörlerdeki karmaşık sınır koşulları nedeni ile manyetik duvar modeli zorluklar arz etmektedir. Bu bölüm içerisinde halka rezonatörlerdeki frekans mod oluşumunun açıklanması ile çift mod rezonatör yapısının davranışı incelenecektir. Daha sonra çift mod rezonatör yapısı toplu devre modeli ile tasarlanacaktır [49].

2.2.1 Halka rezonatör yapısı

Mikroşerit halka rezonatörlerde manyetik duvar modeli ilk olarak Wolff ve Knoppik'in [50] makalesinde incelenmiştir. Wu, Rosenbaum [51] ve Watkins' in [52] makalelerinde ise halka rezonatörler için mod çizelgesi ve mod oluşumu hakkında bilgi verilmiştir. Şekil 2.7'de görüldüğü gibi halka rezonatör geometrisi, besleme hatları, bağlaşım boşlukları ile rezonatörden oluşmuştur. İletilen güç, rezonatörün giriş ve çıkışına, besleme hatları ve bağlaşım boşlukları ile taşınmaktadır. Bağlaşım aralığı olan g uzunluğuna bağlı olarak iletilen sinyalin gücü değişmektedir. W ile gösterilen değer iletim hattının kalınlığı olup, sinyal kaynağının empedansı ile uyumlu olması için 50 ohm olarak seçilir. Halkanın ortalama çevresi $2\pi r$ rezonans frekansını belirlemektedir.



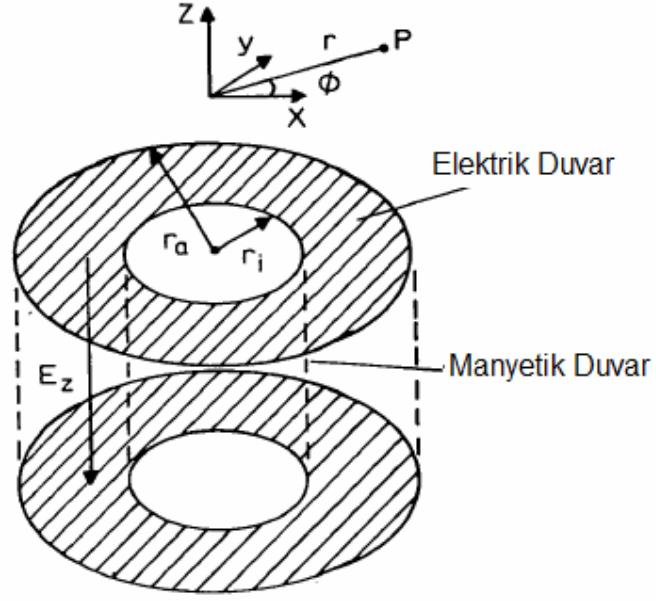
Şekil 2.7 Mikroşerit halka rezonatör

Yapıda rezonans frekansların oluşumu bağlaşım boşluklarının yeterince yakın oluşuna bağlıdır. Bu şartlarda halka rezonatörün ortalama çevresi ile rezonatörün kılavuzlanmış dalga boyu arasında bir eşitlik kurulur [12-14].

$$2\pi r = n\lambda_g \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.22)$$

Burada r halkanın ortalama yarıçapı, λ_g kılavuzlanmış dalga boyu ve n mod sayısıdır. Şekil 2.8'de manyetik duvar modelini görülmektedir [50]. Bu modelde halka rezonatör, boşluk rezonatör olarak incelenmiştir. Alt ve üst

kısım elektrik duvarı ve yan taraflar manyetik duvarı tanımlamaktadır. Dalganın z yönüne bağlı olmadığı durum incelenirse ($\partial/\partial z = 0$), elektromanyetik alanlar z yönünde, enine manyetik mod (TM) olarak adlandırılır.



Şekil 2.8 Halka rezonatörler için manyetik duvar modeli

Maxwell denklemlerinin silindirik koordinatlarda çözümü

$$E_z = \{AJ_n(kr) + BN_n(kr)\} \cos(n\phi) \quad (2.23)$$

$$H_r = \frac{n}{j\omega\mu_0 r} \{AJ_n(kr) + BN_n(kr)\} \sin(n\phi) \quad (2.24)$$

$$H_\phi = \frac{k}{j\omega\mu_0} \{AJ'_n(kr) + BN'_n(kr)\} \cos(n\phi) \quad (2.25)$$

olarak yazılır. Burada A ve B sabit bir sayı, k dalga sayısı, ω açısal frekans, J_n n . dereceden birinci tip Bessel fonksiyon ve N_n n . dereceden ikinci tip Bessel fonksiyon J'_n ve N'_n ise (kr) 'ye göre Bessel fonksiyon türevleridir.

Sınır koşullarını $H_\phi = 0 \rightarrow r = r_0$ olarak tanımlarsak, özdeğer denklemi $H_\phi = 0 \rightarrow r = r_i$ aşağıdaki gibi elde edilir.

$$J'_n(kr_0)N'_n(kr_i) - J'_n(kr_i)N'_n(kr_0) = 0 \quad (2.26)$$

$$k = \omega\sqrt{\epsilon_0\epsilon_r\mu_0} \quad (2.27)$$

Eşitlik 2.26 k için çözülür ve Eşitlik 2.27 ile rezonans frekansı elde edilir. Köşe saçaklanma etkisi sebebi ile modelde hata bulunmaktadır. Manyetik duvar modelini kullanarak mikroşerit rezonatörlerin iki yoz mod barındırdıkları gösterilmiştir [51]. Mikrodalga boşluk rezonatörlerde yoz modlar birbirlerinden bağımsız olarak aynı anda tek bir yapıda bulunabilirler. Matematik terminolojisinde bu durum, iki dalganın dik olduğu anlamına gelmektedir. Buna bir örnek dairesel duran dalgadır. Bu dalga birbirine dik iki lineer dalganın toplamıdır.

Manyetik duvar modeli, Maxwell denklemleri ile sınır koşullarını Eşitlik 2.23 - 2.25 de sağlamaktadır. Bu eşitliklere önerilen diğer çözüm denklemi ise

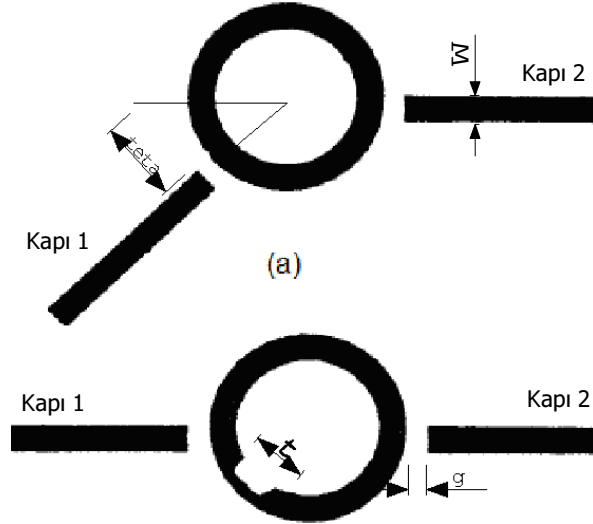
$$E_z = \{AJ_n(kr) + BN_n(kr)\}\sin(n\phi) \quad (2.28)$$

$$H_r = -\frac{n}{j\omega\mu_0 r} \{AJ_n(kr) + BN_n(kr)\}\cos(n\phi) \quad (2.29)$$

$$H_\phi = \frac{k}{j\omega\mu_0} \{AJ'_n(kr) + BN'_n(kr)\}\sin(n\phi) \quad (2.30)$$

ile verilmektedir. Sinüs ve kosinüs denklemleri dik oldukları için her iki küme denklem birbirine göre dik olmaktadır. Eşitlik 2.26'daki gibi her ikisi de aynı özdeğer denklemlere sahiptir. Böylelikle rezonans frekansında iki yoz mod aynı anda oluşabilmektedir. Şekil 2.7'deki gibi bir rezonatör yapısında sadece bir mod oluşurken Şekil 2.9 (a) ile her iki mod da uyarılmış olacaktır [24,32]. Şekil 2.9 (a)'da Kapı 1 ve Kapı 2 asimetrik olarak yerleştirilmiştir. Burada θ açısı kadar sapma ile ($\theta \neq 0$) yama yapısı kullanmadan iki sinyal arasında oluşturulan faz farkının etkileşimi sağlanabilmektedir. Şekil 2.9 (b)'de simetrik

kapılar kullanılmıştır. Bu durumda çift mod durumu yapıdan çıkarılan parça ile mümkün olmuştur. t uzunluğuna bağlı olarak modların bağlaşımın artırılıp, azaltılması sağlanabilmektedir.



Şekil 2.9 (a) simetrik olmayan besleme ile halka rezonatör (b) çentik ve simetrik halka rezonatör

İki modu uyarmanın diğer bir yolu ise Wolff'un makalesinde değinilen biçimde bir çentik ile simetrik yapıyı bozmaktır. Şekil 2.9 (b)'de bu yapı görülmektedir.

Mikroşerit halka rezonatör üzerindeki alan bileşenlerinin E_z , H_r ve H_ϕ olduğu gösterilmişti. Rezonans modlar ise özdeğer denklem olan $J'_n(kr_0)N'_n(kr_i) - J'_n(kr_i)N'_n(kr_0) = 0$ çözümünden elde edilmektedir. Rezonans modlar TM_{nml} ile gösterilir. Burada n azimut mod sayısı, m her n için kök sayısı ve $\partial/\partial z = 0$ sebebi ile $l = 0$ dır. Dar mikroşerit halka genişliğinde r_i , r_0 'a yaklaşıırken rezonans modlar için karakteristik denklem

$$\left[(kr_0)^2 - n^2 \right] \{ J_{n-1}(kr_0)N_n(kr_0) - N_{n-1}(kr_0)J_n(kr_0) \} = 0 \quad (2.31)$$

olarak elde edilir. Eşitlik 2.31'in ikinci terimi sıfırdan farklı olduğu için

$$(kr_0)^2 - n^2 = 0 \quad (2.32)$$

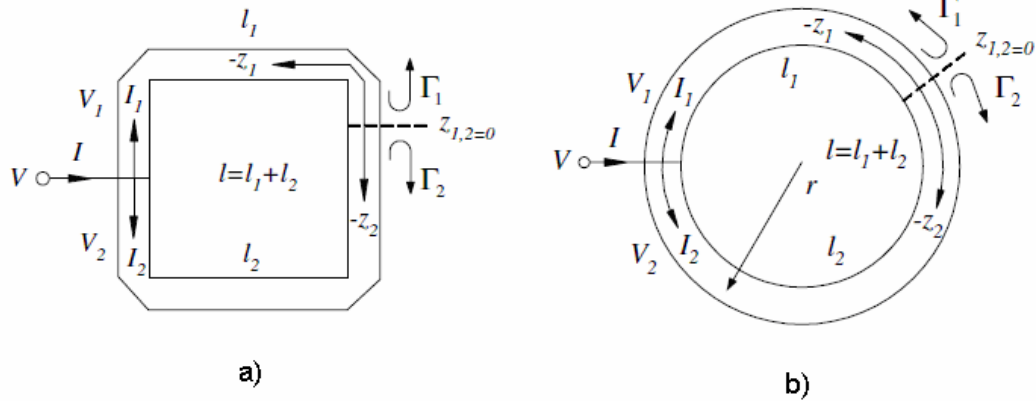
yazılabilir. $k = 2\pi/\lambda_g$ ifadesi Eşitlik 2.32'de yerine yazılırsa

$$n\lambda_g = 2\pi r_0 \quad (2.33)$$

TM_{n10} modunun rezonanslarını veren denklem elde edilir [51].

2.2.2 İletim hatları modeli ile halka rezonatörlerin frekans modları hesabı

Yukarıda bahsi geçen manyetik duvar modelinin yanı sıra, sınır koşullarının etkilemediği basit bir iletim hattı modeli ile de halka rezonatör frekans modları hesaplanabilmektedir [4]. Şekil 2.10'da tek kapılı kare ve dairesel halka rezonatörler gösterilmektedir. Çevresi $l = l_1 + l_2$ olan bir halka rezonatörü, uzunlukları l_1 , l_2 ve birbirine paralel olan iletim hatları olarak düşünülebilir. z_1 ve z_2 ise dalganın ilerleme doğrultularıdır. Besleme gerilimi V ve başlangıç noktası $z_{1,2}$ herhangi iki nokta olarak seçilmiştir.



Şekil 2.10 (a) Tek kapılı kare halka rezonatör (b) Tek kapılı dairesel halka rezonatör

Kayıpsız bir iletim hattı için her iki bölgede tanımlanan gerilim ve akımlar

$$V_{1,2}(z_{1,2}) = V_0^+ \left(e^{-j\beta z_{1,2}} + \Gamma_{1,2}(0) e^{j\beta z_{1,2}} \right) \quad (2.34)$$

$$I_{1,2}(z_{1,2}) = \frac{V_0^+}{Z_0} (e^{-j\beta z_{1,2}} - \Gamma_{1,2}(0) e^{j\beta z_{1,2}}) \quad (2.35)$$

olarak yazılır. Burada $V_0^+ e^{-j\beta z_{1,2}}$, $z_{1,2}$ yönüne doğru ilerleyen dalgayı, $V_0^+ \Gamma_{1,2}(0) e^{j\beta z_{1,2}}$ ise $-z_{1,2}$ 'e doğru yayılan yansıyan dalgayı ve $\Gamma_{1,2}(0)$ ise $z_{1,2} = 0$ noktasındaki yansımaya katsayısını ifade etmektedir.

Rezonans durumunda halka rezonatörde duran dalga gözlemlenir. Duran dalgayı destekleyen en küçük çevreli halka rezonatör, duran dalga gerilim değerinin en büyük olduğu yer ile elde edilir. Bu konum, Eşitlik 2.34 ve Eşitlik 2.35'in türevlerinden bulunur. Gerilimin türevinden

$$\frac{\partial V_{1,2}(z_{1,2})}{\partial z_{1,2}} = -j\beta V_0^+ (e^{-j\beta z_{1,2}} - \Gamma_{1,2}(0) e^{j\beta z_{1,2}}) \quad (2.36)$$

elde edilir. $\frac{\partial V_{1,2}(z_{1,2})}{\partial z_{1,2}} \bigg|_{z_{1,2}=0} = 0$ çözülürse yansımaya katsayısı,

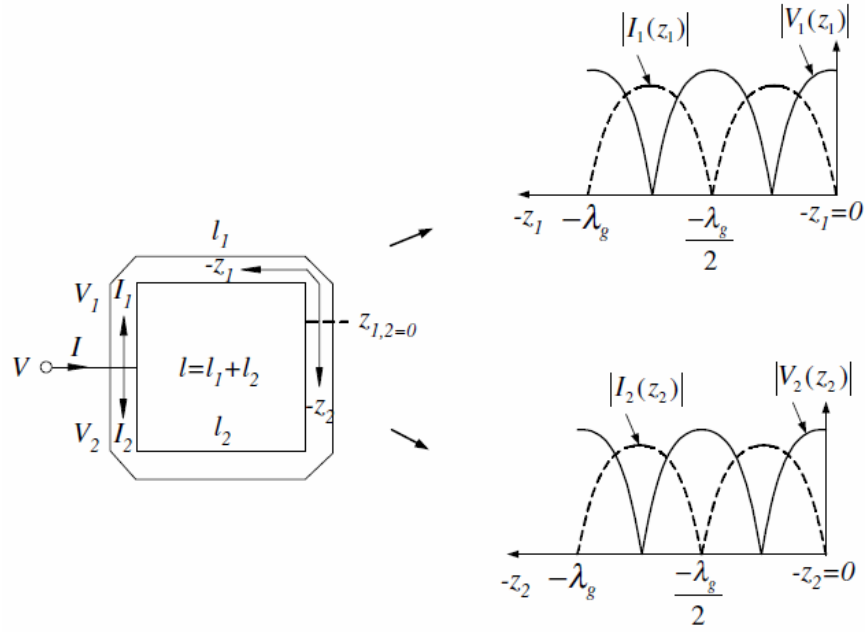
$$\Gamma_{1,2}(0) = 1 \quad (2.37)$$

olarak bulunur. Eşitlik 2.37, Eşitlik 2.34 ve Eşitlik 2.35'de yerine yazılırsa

$$V_{1,2}(z_{1,2}) = 2V_0^+ \cos(\beta z_{1,2}) \quad (2.38)$$

$$I_{1,2}(z_{1,2}) = -\frac{j2V_0^+}{Z_0} \sin(\beta z_{1,2}) \quad (2.39)$$

elde edilir. Şekil 2.11'de yukarıdaki eşitliklerin mutlak değerleri gösterilmektedir.



Şekil 2.11 Kare halka rezonatördeki duran dalgalar

Şekil 2.11 incelenirse duran dalga $\lambda_g/2$ 'nin her katında tekrar etmektedir. Böylece duran dalga oluşumunu destekleyen en kısa halka rezonatör boyu $\lambda_g/2$ olmalıdır ki bu da halka rezonatörün temel modu olarak bilinir. Yüksek dereceli modlar için

$$l_{1,2} = n \frac{\lambda_g}{2} \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.40)$$

eşitliği kullanılır. Böylece kare halka rezonatörün toplam uzunluğu

$$l = l_1 + l_2 = n \lambda_g \quad (2.41)$$

ve ortalama yarıçapı r olan dairesel rezonatörün toplam uzunluğu ise

$$l = n \lambda_g = 2\pi r \quad (2.42)$$

ile bulunur.

3. TASARIM VE GERÇEKLEME

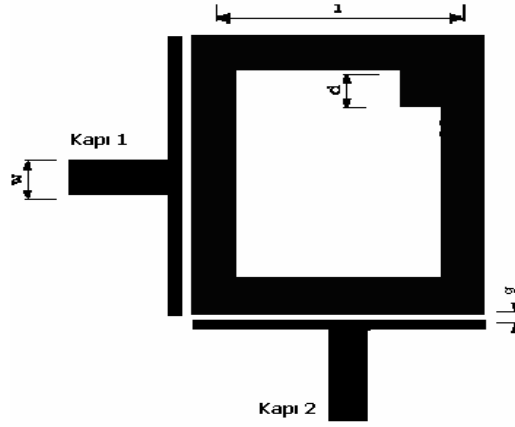
Çift mod bant geçiren filtrelerin tasarımında izlenen farklı metodlar bulunmaktadır. Bunlardan birisi rezonatör yapıda olan bu filtrelerin dış kalite faktörü Q_e ve bağlaşım katsayısı K değerlerinin hesaplanıp, grafiklerinin oluşturulmasıdır. Bu değerlerin bulunmasında elektromanyetik benzetim programlarından faydalanılır. Q_e değerini tespit etmek için giriş ile rezonatör arası boşluk değeri değiştirilirken, K değerleri için yapıda bulunan mikroşerit süreksizlik boyutları kullanılır. Chebshev ya da farklı yapıdaki filtreler için hesaplanan ikinci dereceden alçak geçiren filtre prototip değerlerine yakın olan Q_e ve K değerlerinin ilgili boşluk uzunluğu ve süreksizlik boyutları kullanılarak son tasarıma gidilmektedir.

Bu tezde uygulanacak diğer bir yöntemle filtre yapısı iletim hatları modeli yardımı ile tasarlanacaktır.

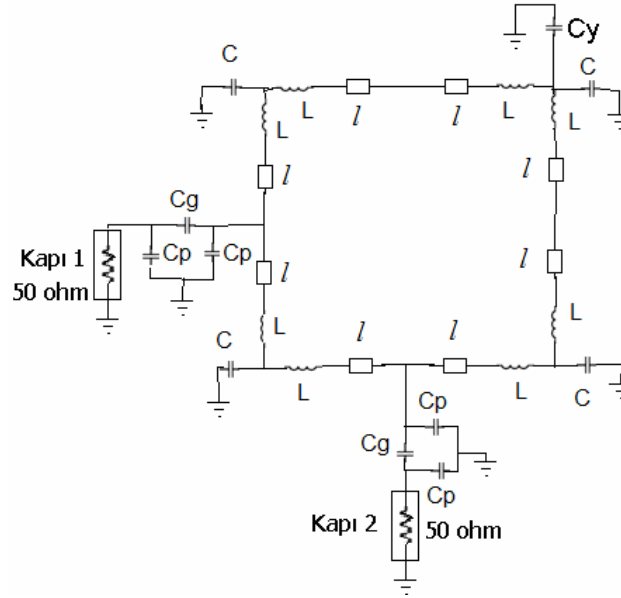
3.1 Çift Mod Rezonatörlerin Eşdeğer Modeli

Şekil 3.1 (a)'da çift mod rezonatör yapısının dağıtılmış (distributed) modeli gösterilmektedir. Besleme hatları birbirlerine göre 90° farkla yerleştirilmiş olup, sağ üst köşede ise süreksizlik (yama) bulunmaktadır. Devreyi oluşturan alt birimler incelenirse, yapının büküm (bend), boşluk (gap) ve iletim hatlarından oluştuğu görülür. Şekil 3.1 (b)' de bu yapıların toplu eleman modeli gösterilmektedir. Dağıtılmış modellerin eşdeğeri olan toplu eleman modellerini yazarken mikroşerit iletim hatların birbirleri ve toprak hat ile olan etkileşimleri için kondansatör kullanılırken, mikroşerit hattın kendisi için bobin kullanılmıştır.

Tasarımda devre, dağıtılmış modelden toplu modele çevrilir ve çevrimde elde edilen her bir devre elemanının ABCD matrisi yazılır. Sonra bu yapının ardarda bağlanan ABCD matris çarpımı yapılarak devre çözümlenir.



(a)



(b)

Şekil 3.1 Çift mod rezonatör (a) Dağıtılmış model

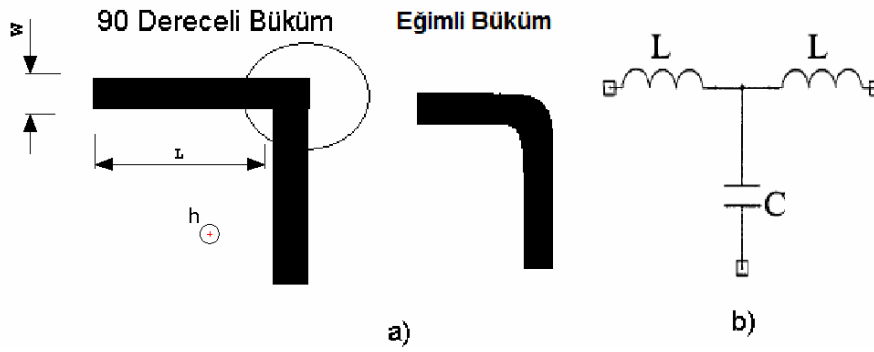
(b) Toplu eleman modeli

Toplu eleman modeli ile istenilen merkez frekansta filtreyi oluşturmak için gereken boyutların yaklaşık değerinin elde edilmesi amaçlanmaktadır. Şekil 3.1 (b)'deki eşdeğer devrede L endüktansı, büküm yapısının iletim hattından gelmektedir. C kapasitansı, büküm yapısında birbirine dik olarak bağlanan iki iletim hattı arasındaki bağlaşımı göstermektedir. C_y ise kapılara göre çapraz köşede yer alan yama yapısının kapasitansı için yazılmıştır. C_g ile girişte ve çıkışta yer alan C_p kapasitansları, boşluk modelinin birimlerini yansıtmaktadır.

Cg, g değerine bağlı olup, Cp değerini kullanılan dielektrik malzeme kalınlığı etkilemektedir. l ise iletim hattının uzunluğunu göstermektedir.

3.1.1 Büküm modeli

Çift mod rezonatörde Şekil 3.2 (a)'da görülen dik açılı büküm yapısından dört adet bulunmaktadır. Şekil 3.2 (b) ile bu yapı, kondansatör ve bobinden oluşan T- ağ yapısı ile gösterilir [74,75]. Şekil 3.2 (a)'daki mikroşerit hatlar, bobin devre elemanı ile gösterilmiştir. Bu iletim hattı, sinyalin iletimi sırasında düşük kaybı modellerken aynı zamanda barındırdığı manyetik alan ile bobin davranışı göstermektedir. Toprak hat ile sinyal hattı arasındaki elektrik alan ise kondansatör olarak modellenmektedir [67-73].



Şekil 3.2 Dik açılı ve eğimli büküm (a) Dağıtılmış model
(b) Toplu eleman devre modeli

T-ağ yapısındaki paralel kondansatör ve seri bobin değerleri aşağıdaki formüller ile hesaplanabilmektedir [70].

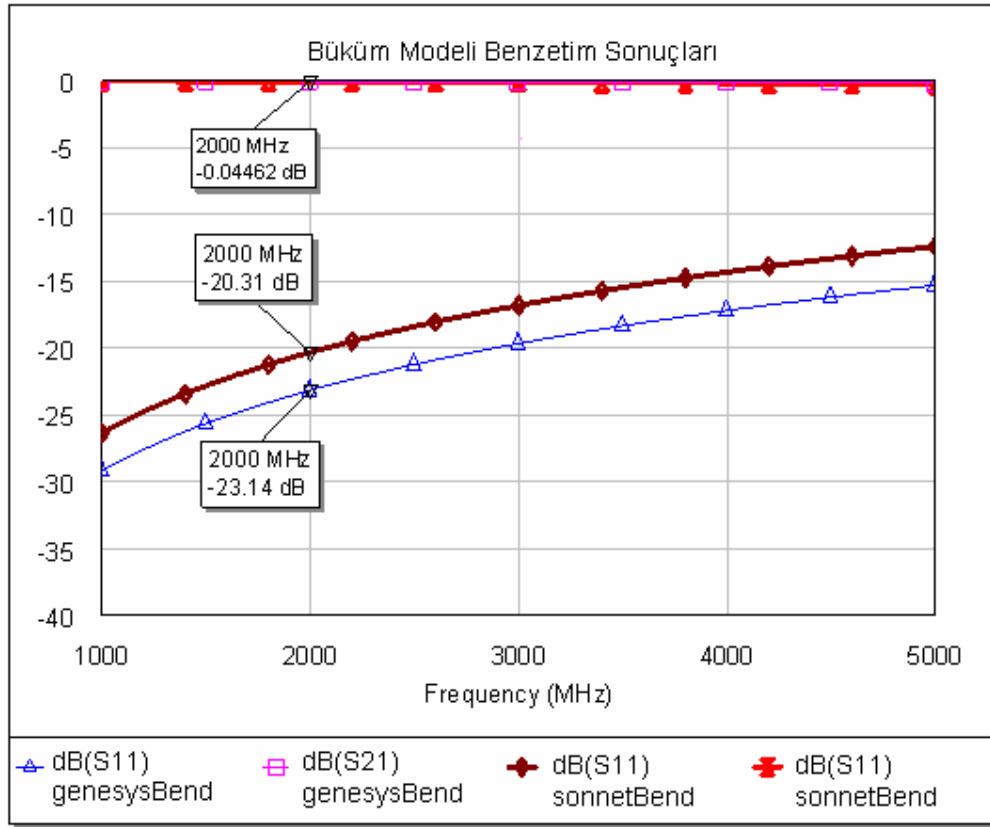
$$\frac{C}{W} \left(\frac{pF}{m} \right) = \left\{ \frac{(14\epsilon_r + 12.5) \frac{W}{h} - (1.83\epsilon_r) - 2.25}{\sqrt{\frac{W}{h}}} + \frac{0.02\epsilon_r}{\frac{W}{h}} \right\}, \quad \frac{W}{h} < 1 \quad (2.43)$$

$$\frac{C}{W} \left(\frac{pF}{m} \right) = \left\{ (9.5\epsilon_r + 1.25) \frac{W}{h} + 5.2\epsilon_r + 7 \right\}, \quad \frac{W}{h} \geq 1 \quad (2.44)$$

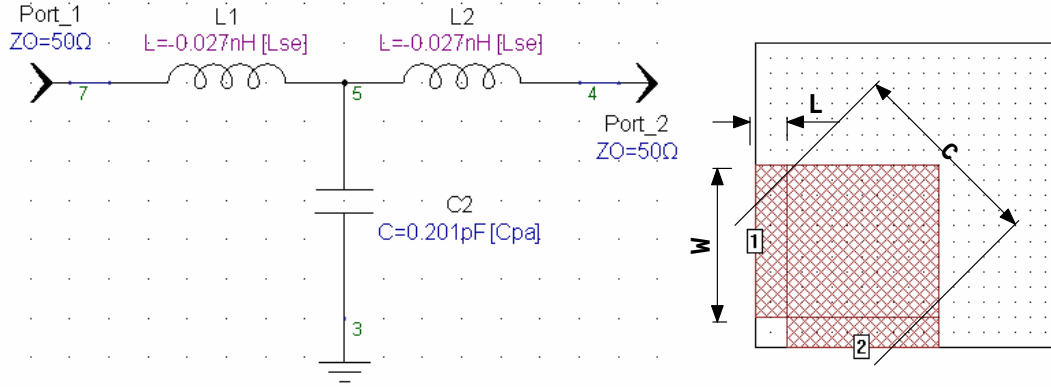
$$\frac{L}{h} \left(\frac{nH}{m} \right) = 100 \left(4 \sqrt{\frac{W}{h}} - 4.21 \right)$$

Burada W iletim hattının kalınlığı (metre), h dielektrik malzemenin kalınlığı (metre), ϵ_r malzemenin dielektrik sabitidir.

Şekil 3.3 (a)'da yukarıdaki eşitlikler kullanılarak elde edilen kondansatör ve bobin değerleri ile yapılan benzetim sonuçları üçgen ve kare işaretli şekillerle gösterilmiştir. Moment metodu kullanan Sonnet [64] benzetim programı ile çözülen büküm modelinin sonuçları ise çizgi ve ters üçgen şekilleri ile verilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 3.3 Büküm modelinin (a)Toplu eleman devre modeli ile Moment Metodu kullanan Sonnet benzetim sonucu (Dielektrik malzeme Rogers 6010, $\epsilon_r = 10.2$, kalınlık=1.27mm, $W=1.27\text{mm}$, $L=0.25\text{mm}$)

(b) Toplu eleman devre gösterimi ve Sonnet serim çizimi (L uzunluğu endüktansı modellerken, C uzunluğunda iletim hatların etkileşimi, kapasitansı göstermektedir.)

Şekil 3.3'de görüldüğü gibi Eşitlik 3.1-3.3'ü kullanarak yapılan incelemede, T-ağ toplu eleman modeli ile elektromanyetik benzetimi benzerlik göstermektedir. 2000 MHz'de elektromanyetik benzetim sonucuna ait yansıma katsayısı S11, -20.3 dB iken toplu eleman model sonucu -23.1 dB olarak bulunmuştur. İletim kayıpları, S21 oldukça düşük (-0.044 dB) ve birbirine yakın çıkmıştır. Diğer frekanslarda da benzer şekilde iki sonuç birbirini takip etmektedir.

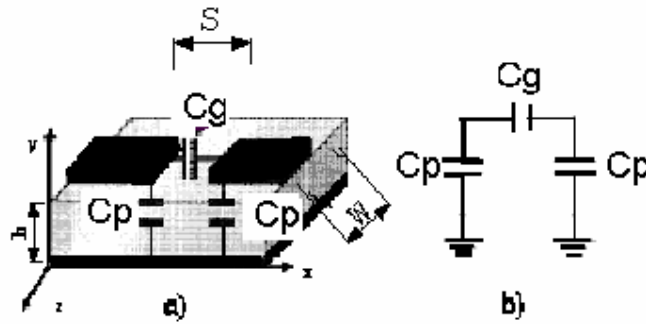
Tez kapsamında incelenecek olan halka yapılı çift mod rezonatör filtrede ise eğimli büküm modeli kullanılacaktır. 90 dereceli büküm modeli ile arasındaki fark Eşitlik 3.1 ve 3.2'de kullanılan ϵ_r değeri yerine $\epsilon_{eff,eğimli}$ 'nin kullanılmasıdır

[70]. Burada, c ışık hızı (m/s) ve r (m) eğimli bükümün yarıçapını göstermektedir.

$$\epsilon_{eff,eğimli} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff} \exp\left(\frac{\sqrt[4]{h/r}}{12}\right)}{1 + (f/f_c)^2} \quad \text{ve} \quad f_c = \frac{c}{4h\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (2.45)$$

3.1.2 Boşluk modeli

Rezonatör ile besleme hattı arasını modellemek için boşluk modelinden faydalanılacaktır. Şekil 3.4'de boşluk modeli gösterilmektedir. Bu yapı simetrik Π -ağ şeklinde seri ve paralel kondansatörler ile modellenebilir [74,76]. Şekil 3.4 (a)'daki mikroşerit hatların etkileşimi kondansatör ile gösterilmiştir. Aralarında boşluk bulunan karşılıklı iki iletim hattının etkileşimleri kondansatör özelliği göstermektedir. Toprak hattı ile sinyal hatları arasında iletilen elektrik alan da kondansatör olarak modellenmiştir.



Şekil 3.4 Boşluk yapısı (a) Dağıtılmış model (b) Toplu eleman modeli

Π -ağ yapısındaki paralel ve seri kondansatör eleman değerleri aşağıdaki formüller ile hesaplanmaktadır.

$$C_g = \frac{C_o}{2} - \frac{C_e}{4} \text{ ve } C_p = \frac{C_e}{2} \quad (2.46)$$

$$C_o(pF) = W \left(\frac{\epsilon_r}{9.6} \right)^{0.8} \left(\frac{s}{W} \right)^{m_o} \exp(k_o) \quad (2.47)$$

$$C_e(pF) = 12W \left(\frac{\epsilon_r}{9.6} \right)^{0.9} \left(\frac{s}{W} \right)^{m_e} \exp(k_e) \quad (2.48)$$

$$m_o = \frac{W}{h} \left[0.619 \log \left(\frac{W}{h} \right) - 0.3853 \right]$$

$$k_o = 4.26 - 1.453 \log \left(\frac{W}{h} \right), \quad 0.1 \leq s/W \leq 1 \quad (2.49)$$

$$m_e = 0.8675$$

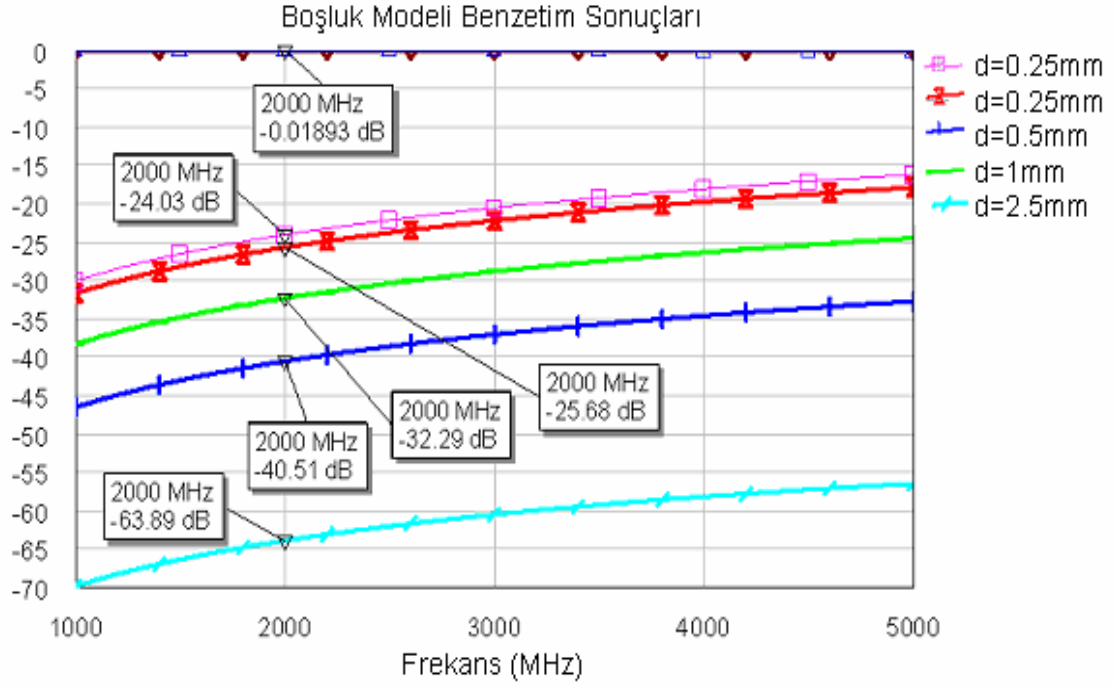
$$k_e = 2.043 \left(\frac{W}{h} \right)^{0.12} \quad 0.1 \leq s/W \leq 0.3 \quad (2.50)$$

$$m_e = \frac{1.565}{\left(\frac{W}{h} \right)^{0.16}} - 1$$

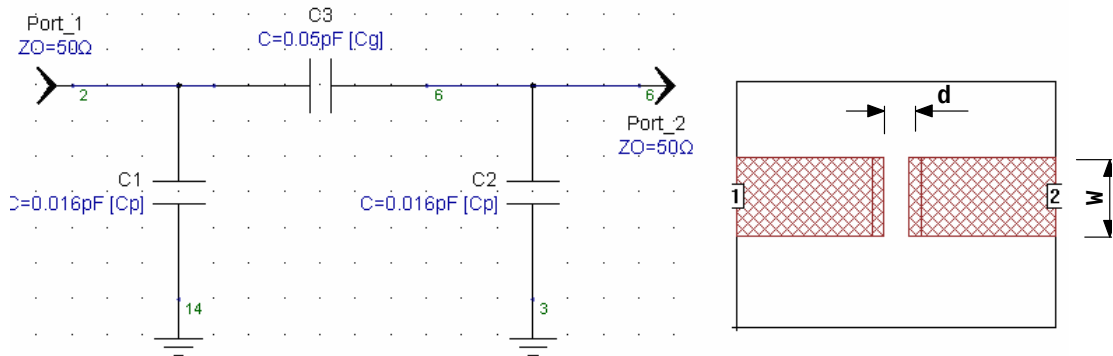
$$k_e = 1.97 - \frac{0.03}{\left(\frac{W}{h} \right)} \quad 0.3 \leq s/W \leq 1 \quad (2.51)$$

Boşluk kondansatör C_g Eşitlik 3.4'de ifade edildiği gibi tek mod ve çift mod kondansatör değerleri cinsinden yazılmıştır. Boşluk kondansatör değeri C_g , tek-çift modların çözümü ile bulunurken, C_p için sadece çift mod çözümünden faydalanılmıştır. Bunun nedeni C_g 'de elektrik ve manyetik alanlar etkin iken C_p 'de sadece elektrik alanın etkin olmasıdır.

Burada W iletim hattının kalınlığı (m), h dielektrik malzemenin kalınlığı (m), s iletim hatları arasındaki boşluk (m), ϵ_r ise malzemenin dielektrik sabitidir. Şekil 3.5 (a)'da yukarıdaki eşitlikler kullanılarak elde edilen kondansatör değerleri ile yapılan benzetim sonuçları (üçgen ve kare işaretleri) ve moment metodu kullanan Sonnet [64] benzetim programı ile çözülen büküm modelinin sonuçları (ters üçgen ve iki üçgen işaretleri) gösterilmektedir.



(a)



(b)

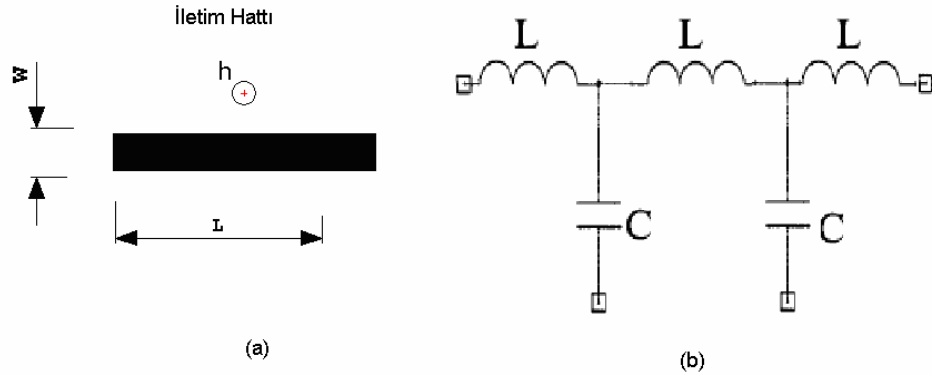
Şekil 3.5 Büküm modelinin (a)Toplu eleman devre modeli ile Moment Metodu kullanan Sonnet benzetim sonucu (Dielektrik malzeme Rogers 6010, $\epsilon_r = 10.2$, kalınlık=1.27mm, W=1.27mm, d=0.25mm)

(b) Toplu eleman devre gösterimi ve Sonnet serim çizimi (d boşluğu Cg kapasitansı modellenirken, iletim hatlarının toprak hattı ile etkileşimi Cp kapasitansı göstermektedir.)

Şekil 3.5’de görüldüğü gibi Eşitlik 3.4-3.10 kullanılarak yapılan incelemede Π -ağ toplu eleman modeli ile elektromanyetik benzetimi benzerlik göstermektedir. 2000 MHz’de hatlar arasındaki boşluk 0.25 mm iken elektromanyetik benzetime ait iletme katsayısı S_{21} , -25.68 dB ve toplu eleman modele ait sonuç -24 dB olarak bulunmuştur. Yansıma katsayıları S_{11} , boşluk sebebi ile iletim olmadığı için oldukça düşük (-0.018 dB) ve birbirine yakın çıkmıştır. Diğer frekanslarda da benzer şekilde iki sonuç birbirini takip etmektedir. Ayrıca aradaki boşluğu artırdığımızda S_{21} parametresi benzer eğimde çıkmakla birlikte, iletilen sinyal gücü azalmıştır. Yan çizgi ile gösterilen sonuçta boşluk mesafesi 0.5mm olup, 2000 MHz’de S_{21} , -32.3 olarak bulunmuştur. Çizgili ve yan çizgili şekillerin boşluk mesafesi sırası ile 1 mm ve 2.5 mm olup, iletme katsayıları -40.5 dB ve -63.8 dB olarak bulunmuştur [67-73].

3.1.3 İletim hattı modeli

Şekil 3.6’da düz iletim hattı dağıtılmış model ve toplu eleman devre modeli gösterilmektedir. Devre seri bobin ve paralel kondansatör ile modellenmiştir. Bu yapı aynı zamanda alçak geçiren filtre topolojisindedir.



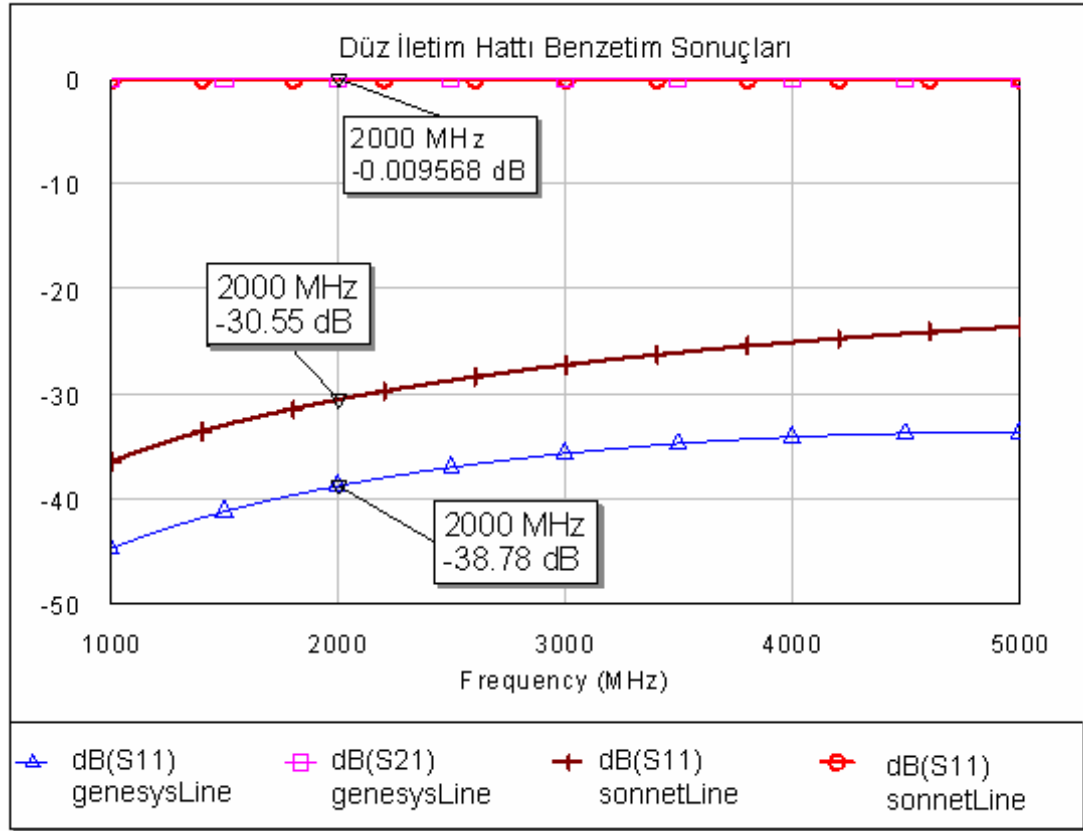
Şekil 3.6 Düz İletim hattı (a) Dağıtılmış model (b) Toplu eleman modeli

Burada W iletim hattının kalınlığı (mm), h dielektrik malzemenin kalınlığı (mm), L iletim hattının uzunluğu (mm)’dir.

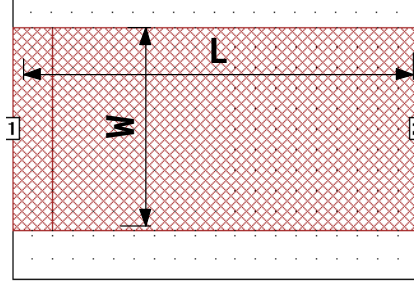
$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh \gamma l & Z_0 \sinh \gamma l \\ Y_0 \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{pmatrix}$ ve $\gamma = \alpha + j\beta$ matrisi kullanılarak da, seri bobin

ve paralel kondansatör eşdeğer modeli çözümlenebilir [65]. Bunun için ABCD matrisi, S matrisine çevrilerek yansıma ve iletme katsayıları bulunur. l iletim hattının uzunluğu (mm), α zayıflatma katsayısı ve Z_0 hattın karakteristik empedansıdır.

Şekil 3.7 (a)'da düz iletim hattının lineer benzetim sonuçları üçgen ve kare şekillerle gösterilmiştir. Moment metodu kullanan Sonnet [64] benzetim programı ile çözülen büküm modelinin sonuçları ise çizgi ve daire şekilleri ile verilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 3.7 Büküm modelinin (a) İletim hattı lineer modeli ile Moment Metodu kullanan Sonnet benzetim sonucu (Dielektrik malzeme Rogers 6010, $\epsilon_r = 10.2$, kalınlık=1.27mm, W=1.27mm, L=2.54mm)

(b) Sonnet serim çizimi

2000 MHz'de elektromanyetik benzetim sonucuna ait yansıma katsayısı S11, -30.55 dB iken toplu eleman model sonucu -38.78 dB olarak bulunmuştur. Bu farklılığın nedeni toplu eleman modelinde hattın kayıpsız olarak çözümlenmesidir. İletim kayıpları S21 oldukça düşük (-0.009 dB) ve birbirine yakın çıkmıştır. Diğer frekanslarda da benzer şekilde iki sonuç birbirini takip etmektedir.

3.2 ABCD Parametresi Ve Ağ Bağlantıları

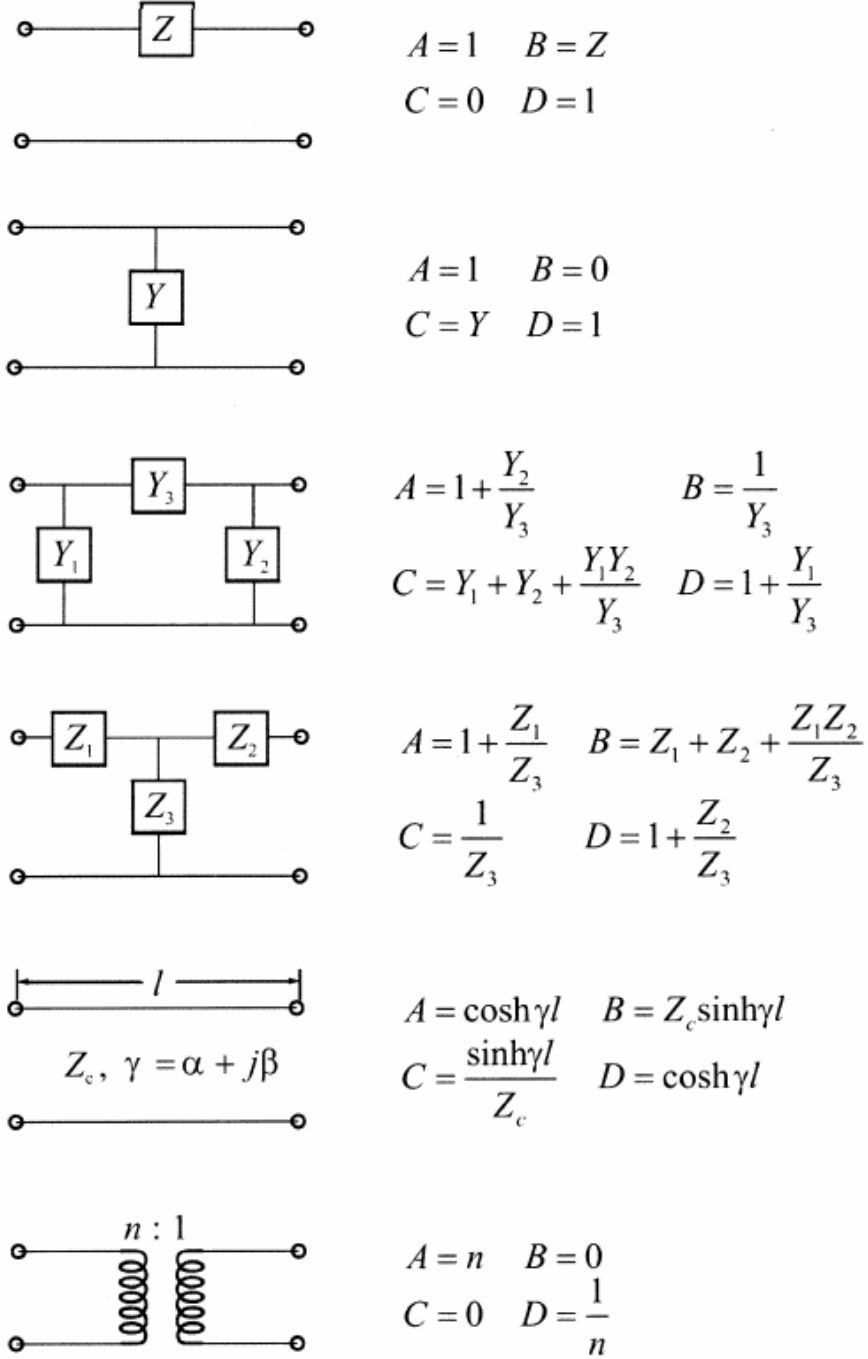
Şekil 2.3'de iletim hatlarına ait iki kapılı ağ model yapısı incelenmişti. İki kapılı bu modelin ABCD parametresi Eşitlik 3.11 ile verilmektedir.

$$\begin{pmatrix} A = \frac{V_1}{V_2 \big|_{I_2=0}} & B = \frac{V_1}{-I_2 \big|_{V_2=0}} \\ C = \frac{I_1}{V_2 \big|_{I_2=0}} & D = \frac{I_1}{-I_2 \big|_{V_2=0}} \end{pmatrix} \quad (2.52)$$

Bu parametreler matris gösterimi şeklinde yazılabilir ve bu matris ABCD matrisi olarak adlandırılır.

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} \quad (2.53)$$

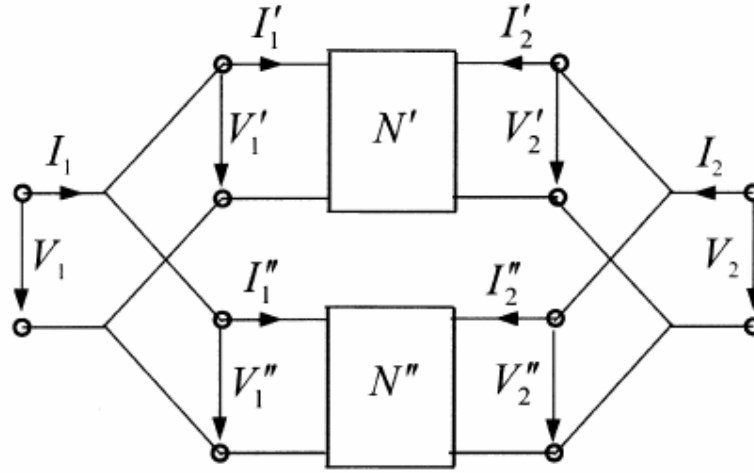
ABCD parametrelerinin bazı özellikleri bulunmaktadır. Simetrik ağ yapısında $A=D$ eşitliği yazılırken, karşılıklı (reciprocal) ağ yapısında $AD-BC=1$ eşitliği kullanılır. Eğer model kayıpsız tanımlanırsa A ve D salt reel B ve C salt sanal olacaktır [63].



Şekil 3.8 İki kapılı ağ modelleri ve ilgili ABCD parametreleri

ABCD parametreleri karmaşık iki kapılı ağ yapılarının analizinde büyük kolaylık sağlamaktadır. Böylece model iki ya da daha fazla alt modelin ardarda çarpımı şeklinde ifade edilebilir. Bu şekilde yukarıda bahsi geçen boşluk ve büküm şekilleri Π ve τ ağ eşdeğer devresi ile Şekil 3.8'deki modeller kullanılarak art arda ABCD çözümü yapılabilir.

Filtre ağ analizlerinde bir ya da daha fazla filtre bileşenini alt eleman ve ağ birimlerine ayırıp, birbirlerine bağlamak filtre incelemesini kolaylaştırmaktadır. Temel bağlantılar olarak paralel, seri ve ardarda bağlantı çeşitleri bulunmaktadır.



Şekil 3.9 Paralel ağ bağlantısı

Şekil 3.9'da N' ve N'' ağ yapılarının paralel bağlantısı gösterilmektedir. Bu bağlantı çözümünün kolaylığı için Y matrisinden faydalanılır. Çünkü

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_1' \\ I_2' \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} I_1'' \\ I_2'' \end{pmatrix} ;$$

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_1' \\ V_2' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_1'' \\ V_2'' \end{pmatrix} \quad (2.54)$$

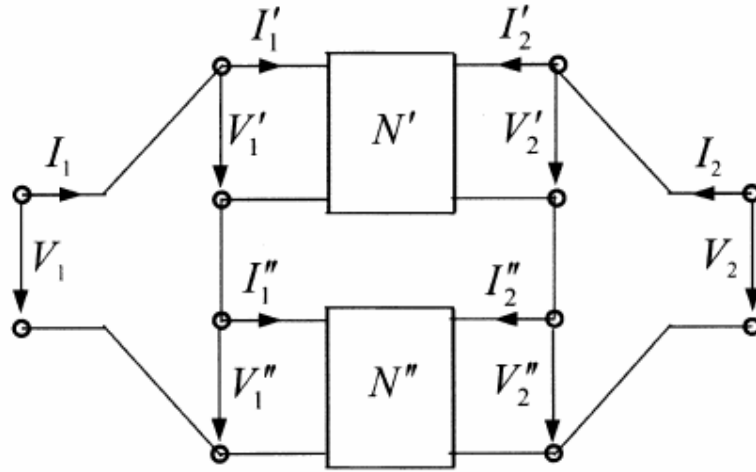
ve

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \left(\begin{pmatrix} Y'_{11} & Y'_{12} \\ Y'_{21} & Y'_{22} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Y''_{11} & Y''_{12} \\ Y''_{21} & Y''_{22} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (2.55)$$

yazılabilir. Birleştirilmiş ağa ait Y admitans matrisi ise

$$[Y] = [Y'] + [Y''] \quad (2.56)$$

olarak yazılır. Bu çeşit bir bağlantı ikiden fazla paralel bağlanmış ağ yapıları için de geçerlidir.



Şekil 3.10 Seri ağ bağlantısı

Şekil 3.10'da ise seri bağlı ağ yapısı görülmektedir. Benzer şekilde bu ağ yapısı için de gerilim ve akım bağıntıları yazılırsa

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V'_1 \\ V'_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V''_1 \\ V''_2 \end{pmatrix} ;$$

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I'_1 \\ I'_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I''_1 \\ I''_2 \end{pmatrix}$$

ve

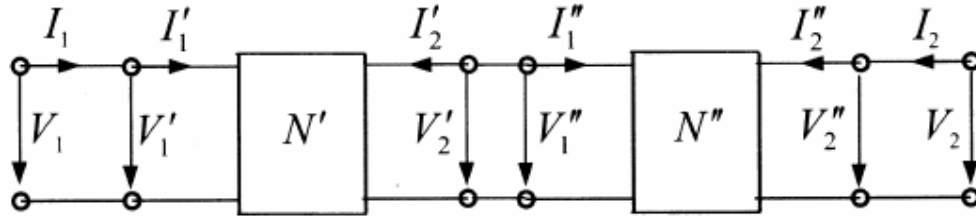
$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \left(\begin{pmatrix} Z'_{11} & Z'_{12} \\ Z'_{21} & Z'_{22} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Z''_{11} & Z''_{12} \\ Z''_{21} & Z''_{22} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (2.57)$$

elde edilir. Birleştirilmiş ağa ait Z empedans matrisi ise

$$[Z] = [Z'] + [Z''] \quad (2.58)$$

olarak yazılır. İki ya da daha fazla seri bağlı ağ yapıları için bu yöntem kolaylık sağlamaktadır.

Filtre analiz ve tasarımlarında ardarda bağlantı yöntemi sıklıkla kullanılır. Bunun nedeni olarak birçok filtrenin ardarda iki kapılı ağ ile modellenabiliyor olmasıdır. Şekil 3.11'de ardarda bağlı ağ yapısı görülmektedir.



Şekil 3.11 Ardarda ağ bağlantısı

Bu yapıya ait gerilim akım ilişkisi ise

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_1' \\ I_1' \end{pmatrix} \text{ ve} \quad \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_2' \\ I_2' \end{pmatrix} \quad (2.59)$$

olarak yazılır. Ayrıca ilk ağın N' çıkışı ile ikinci ağ olan N'' girişi aynı gerilim değerine sahip oldukları için

$$\begin{pmatrix} V_2' \\ -I_2' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_1'' \\ I_1'' \end{pmatrix} \quad (2.60)$$

ile ifade edilir. N' ve N'' ağları ABCD parametreleri ile yazılırsa gerilim ve akım ilişkileri ile birlikte Eşitlik 3.19 elde edilir.

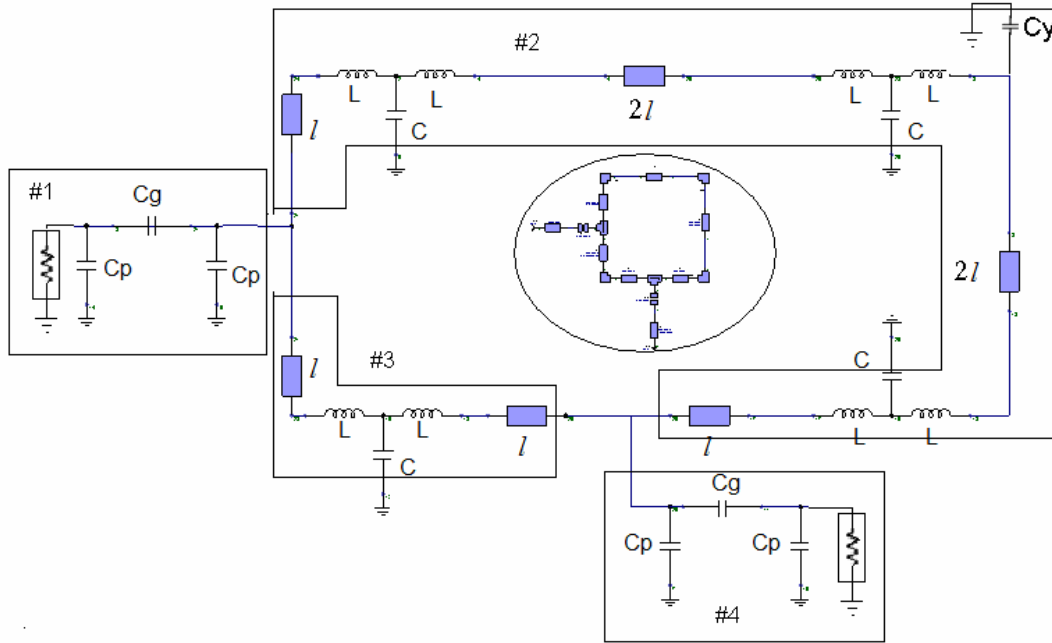
$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A'' & B'' \\ C'' & D'' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} \quad (2.61)$$

Böylece bileşik ağı ait aktarım (transfer) matrisi, alt ağ birimlerinin ardarda bağlantısı şeklinde ifade edilir. Bu durum herhangi bir sayıda ardarda bağlanmış yapılar için de geçerlidir.

3.3. İncelenen Rezonatör Filtrelerin Eşdeğer Modelleri

3.3.1 Kare yapıli rezonatör filtre

Şekil 3.1'deki çizim yukarıda anlatılan ABCD matrisi cinsinden ifade edilebilir. ABCD matrisi şeklinde yazılabilmesi için yapı Şekil 3.12'de olduğu gibi alt bölümlere ayrıştırılır. Devrenin, paralel ve ardarda yapı oluşturacak şekilde alt birimlere bölünmesi ile iletim hatları model çözümü basitleşecektir.



Şekil 3.12 Toplu eleman devresinin alt birimlere ayrılması

Bu devrenin analizinde 2 ve 3 numaralı birimler paralel bağlandıkları için Y matrisi ile çözümleri yapılmalıdır. Bu çözüm daha sonra tekrar ABCD matrisine çevrilir.

$$\begin{pmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{pmatrix} \rightarrow [Y_2] \text{ ve } \begin{pmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{pmatrix} \rightarrow [Y_3] \quad (2.62)$$

$$[Y_t] = [Y_2] + [Y_3] \text{ ve } [Y_t] \rightarrow \begin{pmatrix} A_t & B_t \\ C_t & D_t \end{pmatrix} \quad (2.63)$$

Elde edilen yeni ABCD matrisi ile 1 ve 4 numaralı birimler art arda bağlama yöntemi ile çözülerek tüm devreye ait ABCD matrisi aşağıdaki çarpımla elde edilir.

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_t & B_t \\ C_t & D_t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_4 & B_4 \\ C_4 & D_4 \end{pmatrix} \quad (2.64)$$

Şekil 3.8'den faydalanarak Eşitlik 3.21-22'deki ABCD parametre değerleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{pmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + \frac{j\omega C_p}{j\omega C_g} & \frac{1}{j\omega C_g} \\ j2\omega C_p + \frac{j\omega C_p^2}{C_g} & 1 + \frac{j\omega C_p}{j\omega C_g} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + \frac{C_p}{C_g} & \frac{1}{j\omega C_g} \\ j2\omega C_p + \frac{j\omega C_p^2}{C_g} & 1 + \frac{C_p}{C_g} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} A_4 & B_4 \\ C_4 & D_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + \frac{j\omega C_p}{j\omega C_g} & \frac{1}{j\omega C_g} \\ j2\omega C_p + \frac{j\omega C_p^2}{C_g} & 1 + \frac{j\omega C_p}{j\omega C_g} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + \frac{C_p}{C_g} & \frac{1}{j\omega C_g} \\ j2\omega C_p + \frac{j\omega C_p^2}{C_g} & 1 + \frac{C_p}{C_g} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{pmatrix} = [X][Y][Z][T][Z][Y][X]$$

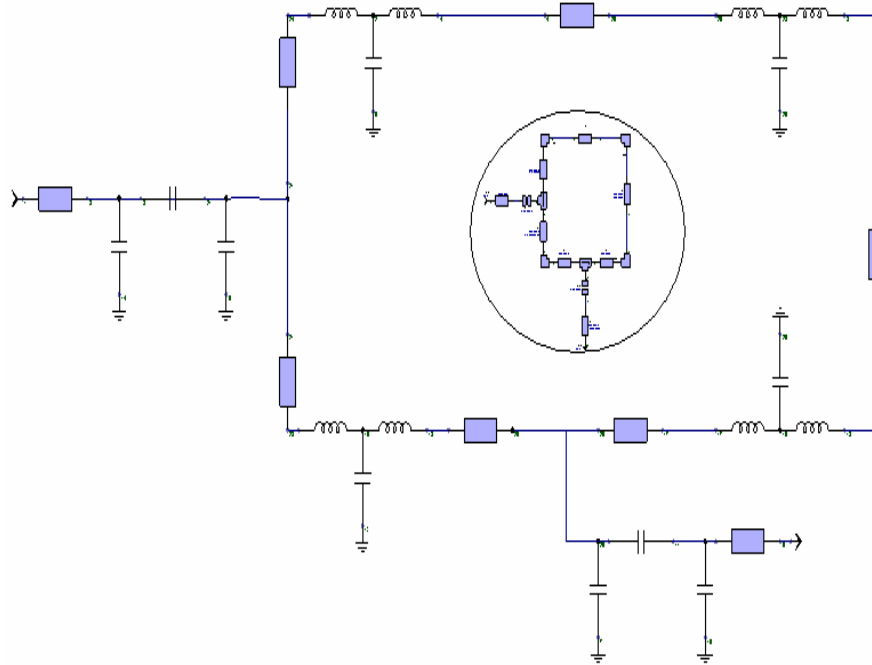
$$[X] = \begin{pmatrix} \cos \beta l & jZ_0 \sin \beta l \\ jY_0 \sin \beta l & \cos \beta l \end{pmatrix}, [Y] = \begin{pmatrix} 1 + \frac{L}{C} & j2\omega L - j\omega^3 L^2 C \\ j\omega C & 1 - \omega^2 LC \end{pmatrix},$$

$$[Z] = \begin{pmatrix} \cos 2\beta l & jZ_0 \sin 2\beta l \\ jY_0 \sin 2\beta l & \cos 2\beta l \end{pmatrix}, [T] = \begin{pmatrix} 1 + \frac{L}{C + C_x} & j2\omega L - j\omega^3 L^2 (C + C_x) \\ j\omega (C + C_x) & 1 - \omega^2 L (C + C_x) \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \beta l & jZ_0 \sin \beta l \\ jY_0 \sin \beta l & \cos \beta l \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 + \frac{L}{C} & j2\omega L - j\omega^3 L^2 C \\ j\omega C & 1 - \omega^2 LC \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \beta l & jZ_0 \sin \beta l \\ jY_0 \sin \beta l & \cos \beta l \end{pmatrix}$$

olarak yazılır. Burada açısal frekans $\omega = 2\pi f$ ve $\beta = 2\pi/\lambda_g$ olarak verilmektedir. l ise iletim hatlarının uzunluğudur ve birimi mm'dir. ABCD matrislerini oluştururken yapıdaki her birim ardışık olarak çarpılmalıdır. 2 numara ile gösterilen alt birimde Şekil 3.12'de gösterildiği gibi sırası ile l uzunluğunda iletim hattı, büküm modeli, $2l$ uzunluğunda iletim hattı, büküm modeli, $2l$ uzunluğunda iletim hattı, büküm modeli ve l uzunluğunda iletim hattına ait ABCD matrisi elde edilmiştir.

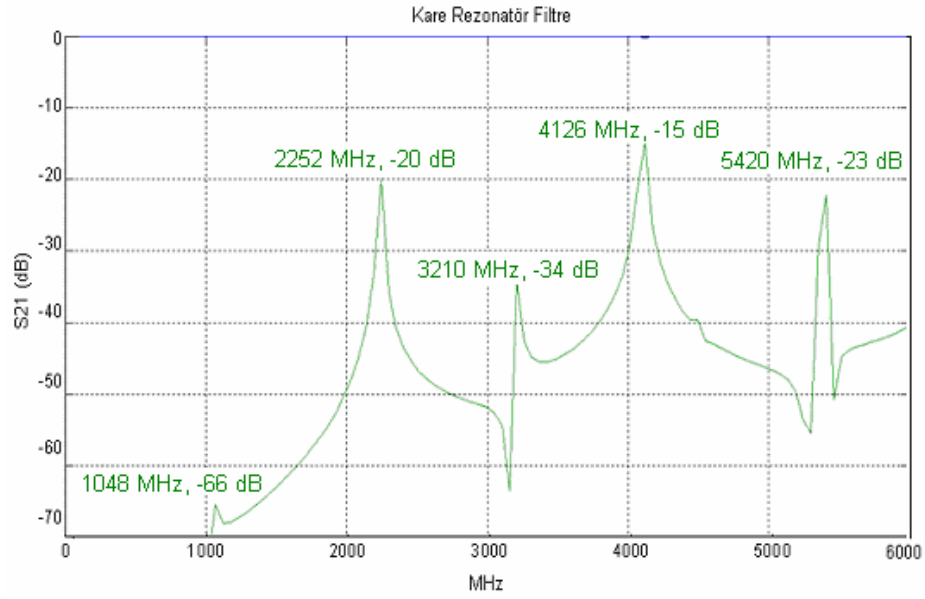
Şekil 3.13'de bir kare rezonatör ve boşluk ile büküm yapılarına ait toplu eleman devre modelleri bulunmaktadır. Bobin ve kapasitörlerin değerleri ise Bölüm 3.1.1 ve Bölüm 3.1.2'de anlatılan büküm ve boşluk model çözümü ile elde edilir. Rogers firmasına ait RT/Duroid® 6010 [68] adlı malzeme değerleri ile benzetim yapılmış olup, malzemenin kalınlığı 1.27 mm ve dielektrik sabiti 10.2 dir.



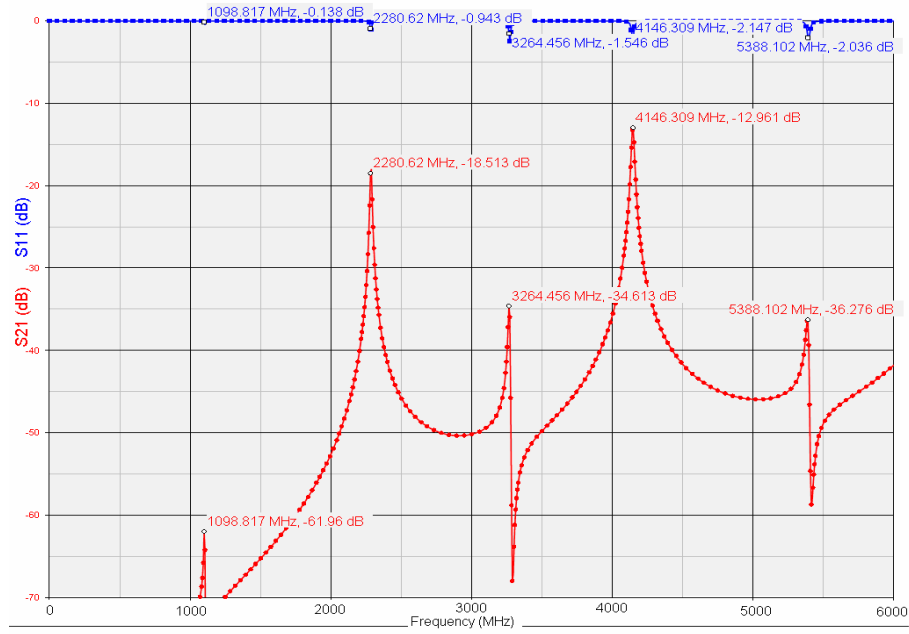
Şekil 3.13 Mikroşerit rezonatörün Genesys [65] benzetim programı ile çizimi

Büküm ve boşluk modelleri ile ABCD matris modellerini çalıştırmak üzere Matlab programı kullanılarak tez kapsamında benzetimler gerçekleştirilmiştir. Yazılan kodlar EK-2'de yer almaktadır. Çift mod bant geçiren filtre çalışmasından yazılan kodun doğruluğu kontrol edilecektir. Bu kontrol için kare yapılı rezonatör ile çalışılacaktır. Genesys [65] ve Matlab sonuçlarını karşılaştırdıktan sonra kare yapılı çift mod rezonatör filtre tasarım adımları anlatılacaktır.

Şekil 3.14'de rezonatör yapısının Matlab ve Genesys sonuçları yer almaktadır. Her iki çözüm büyük oranda benzerlik göstermektedir. Kare rezonatörün her bir kenarı 25 mm, besleme hatları arasındaki boşluk 0.3 mm ve hat kalınlığı 1.2 mm olarak seçilmiştir. Genesys benzetim programı ile 1098 MHz'de -62 dB, 2280 MHz'de -18 dB, 3265 MHz'de -35 dB, 4146 MHz'de -13 dB ve 5390 MHz'de -36 dB olarak salınım frekansları bulunmuştur. Tez kapsamında yazılan Matlab sonucunda ise 1084 MHz'de -66 dB (14 MHz aşağıda), 2252 MHz'de -20 dB (28 MHz aşağıda), 3210 MHz'de -34 dB (55 MHz aşağıda), 4126 MHz'de -15 dB (20 MHz aşağıda) ve 5420 MHz'de -23 dB (30 MHz yukarıda) olarak bulunmuştur. Kullanılan Matlab kodları düşük frekans bölgesinde oldukça yakın sonuçlar verirken bazı frekans bölgelerinde 55MHz kadar aşağı tarafta çıkmaktadır. Literatürdeki büküm ve boşluk modellerine ait yaklaşım, belli frekans aralığında ve belli yakınlık ile sağlanmaktadır. Bu iki yapı arasındaki benzetim sonuçlarının yakınlığını gösterdikten sonra çift mod rezonatör bant geçiren filtre tasarımı da yazılan program ile gerçekleştirilecektir.

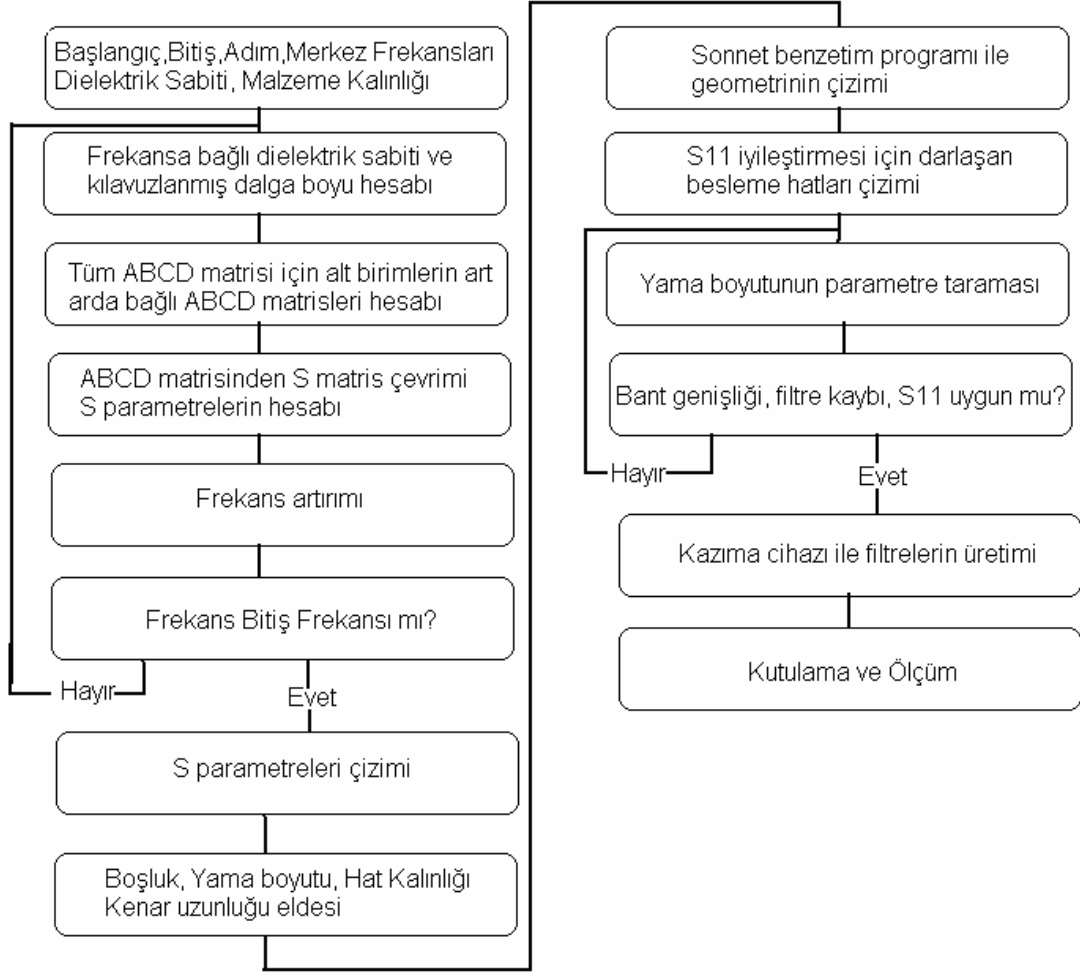


(a)



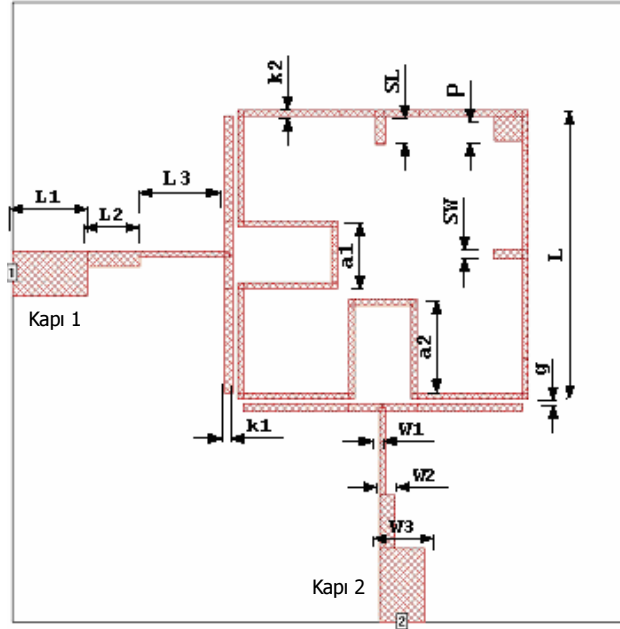
Şekil 3.14 Kare rezonatör filtre(a) Matlab benzetim sonucu (b) Genesys benzetim sonucu

Şekil 3.15'de ise çift mod rezonatör filtre çözümü ve üretimine ait izlenecek adımları özetleyen algoritma şeması yer almaktadır.

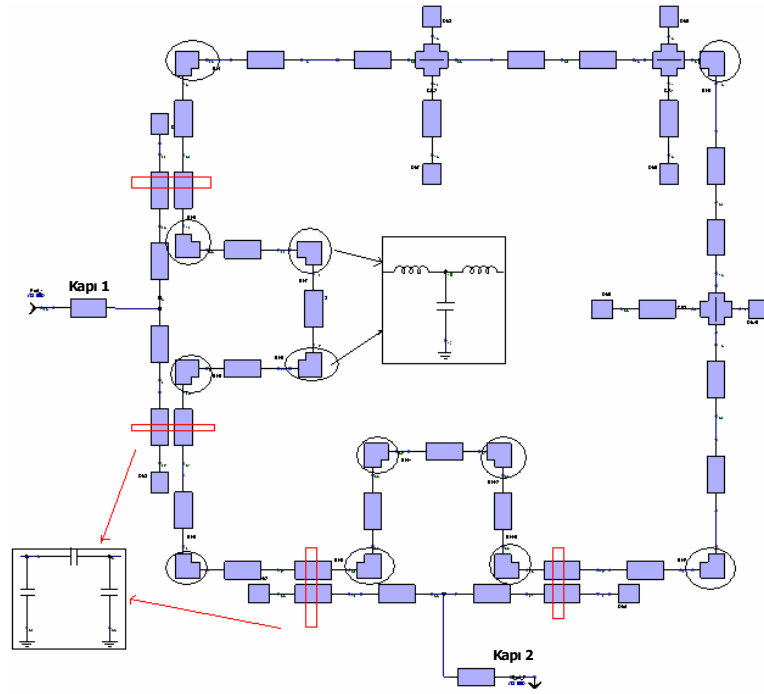


Şekil 3.15 Rezonatör filtre çözümü ve üretimine ait algoritma şeması

3.3.2 Yarı menderes yapılı çift mod rezonatör filtre



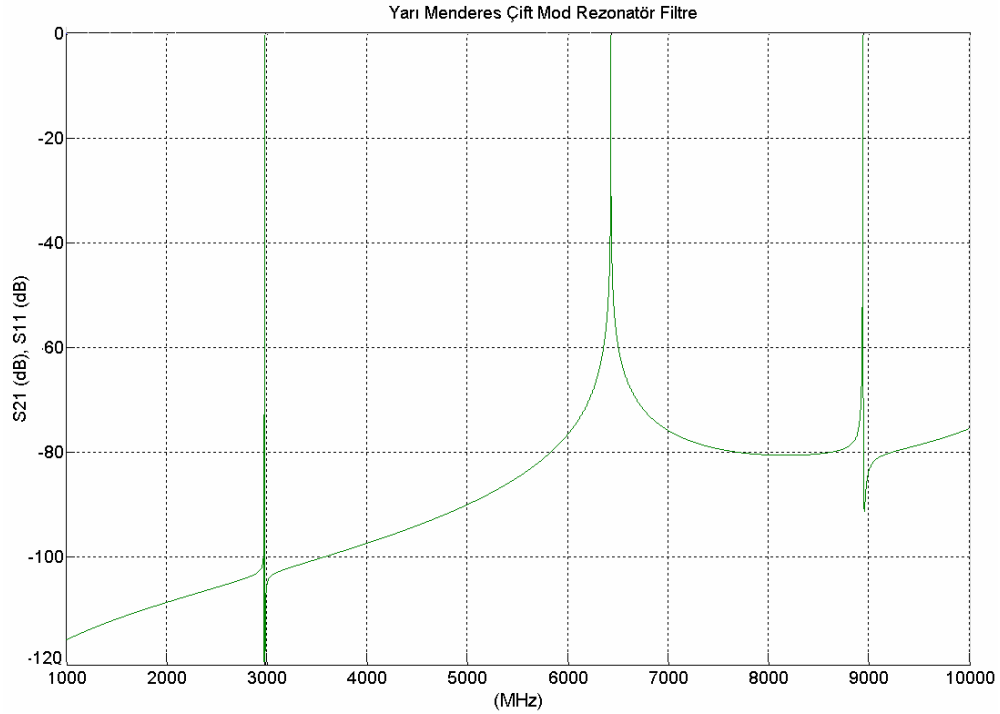
(a)



(b)

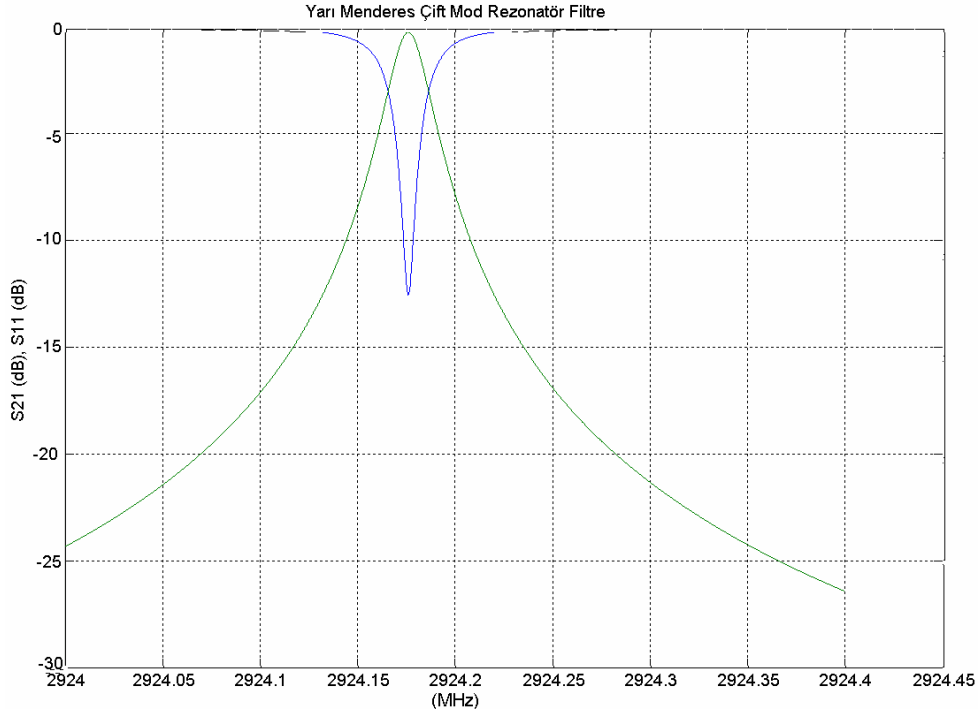
Şekil 3.16 Yarı menderes yapılı mikroşerit rezonatör (a) Filtre serimi
(b) Toplu eleman devre modeli

Şekil 3.16 (a)'da yarı menderes yapıya ait filtre serimi yer almaktadır. Şekil 3.16 (b)'de ise bir yarı menderes yapıli rezonatör ve rezonatöre ait boşluk ve büküm yapılarının toplu eleman devre modeli bulunmaktadır. Dikdörtgen kutu ile gösterilen bağlaşım hatları, sol alt köşede bulunan π -ağ yapısı toplu elemanlar ile modellenecektir. Bükümler ise grafiğin ortasında yer alan T-tipi toplu elemanlar ile çözümlenecektir. Bobin ve kapasitörlerin değerleri ise Bölüm 3.1.1 ve Bölüm 3.1.2'de anlatılan büküm ve boşluk model çözümümü ile elde edilir. Benzetimlerde Arlon firmasına ait DiClad880B [69] adlı malzeme kullanılmıştır. Tasarlanacak olan filtrenin merkez frekansı 3000 MHz olması hedeflenmektedir. Filtrenin merkez frekansı ayarlamasında, yapının çevresi üzerindeki elektromanyetik dalganın etkin dalga boyuna eşitlenir.



Şekil 3.17 1- 10 GHz aralığı filtre karakteristiği (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm, L1=3.8mm, L2=2.74mm, L3=4.3mm, k1=0.4mm, k2=0.3mm, g=0.25mm, w1=0.3mm, w2=0.8mm, w3=2.33mm, a1=2.9mm, a2=4.52mm, SL=1.47mm, SW=0.5mm L=14.3mm, p=1.27mm)

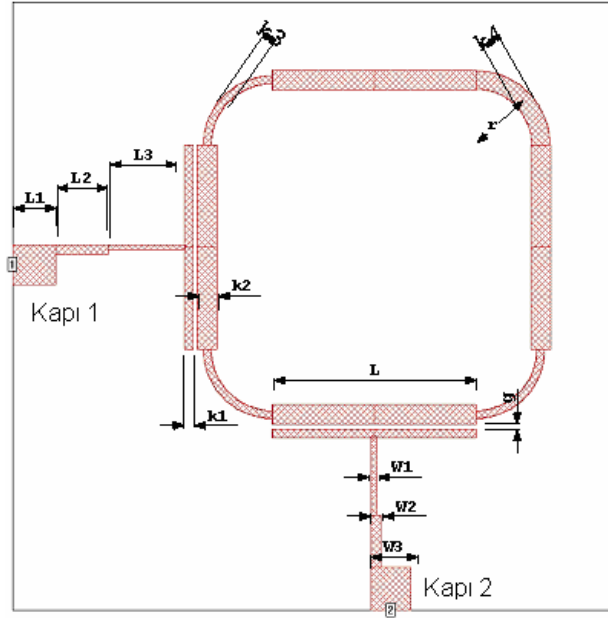
Şekil 3.17’de toplu eleman modeli ile elde edilen filtrenin saçılma parametreleri olan S21 ve S11 çizdirilmiştir. 1 GHz – 10 GHz bölgesinde filtre 2924 MHz, 6400 MHz ve 8940 MHz’de rezonansa girmiştir. Tasarlamayı düşündüğümüz merkez frekans 3000 MHz’den 76 MHz daha aşağı sapmış görünmektedir.



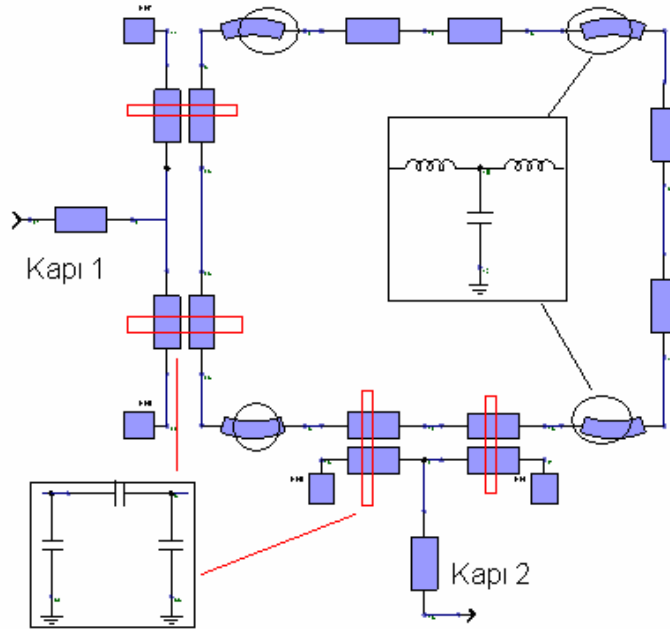
Şekil 3.18 2924-2925 MHz aralığı filtre karakteristiği

Şekil 3.18’de ise 2924-2925 MHz aralığı çizdirilmiştir. Filtre çift mod yapısında bulunmamaktadır. Sonnet benzetim aşamasında bağlaşımı artırmak için yama boyutu ayarlanmalıdır.

3.3.3 Halka yapılı çift mod rezonatör filtre



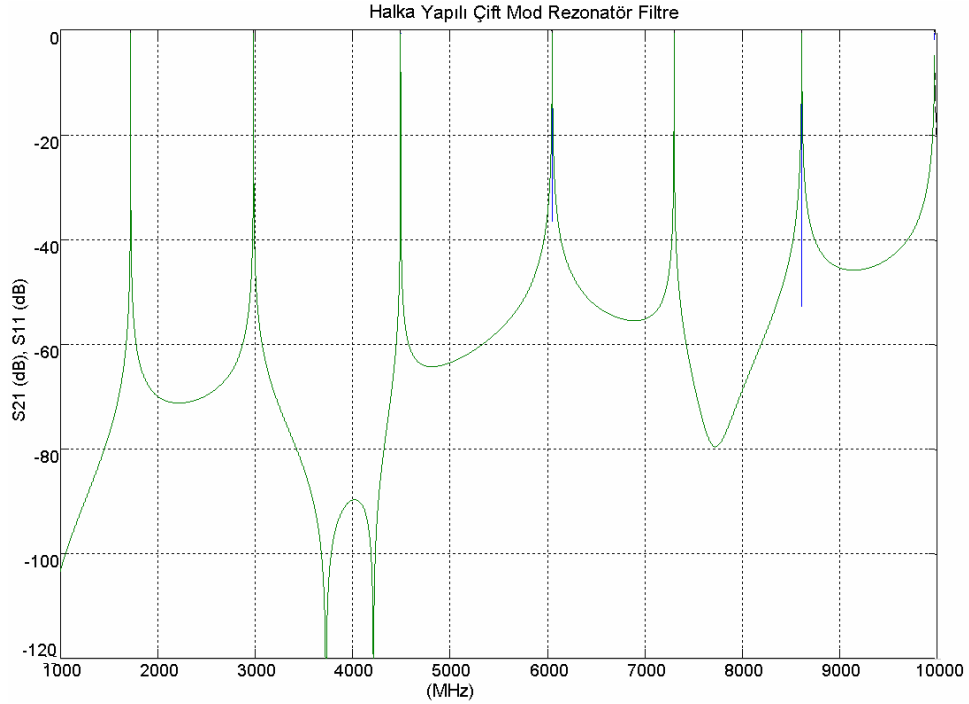
(a)



(b)

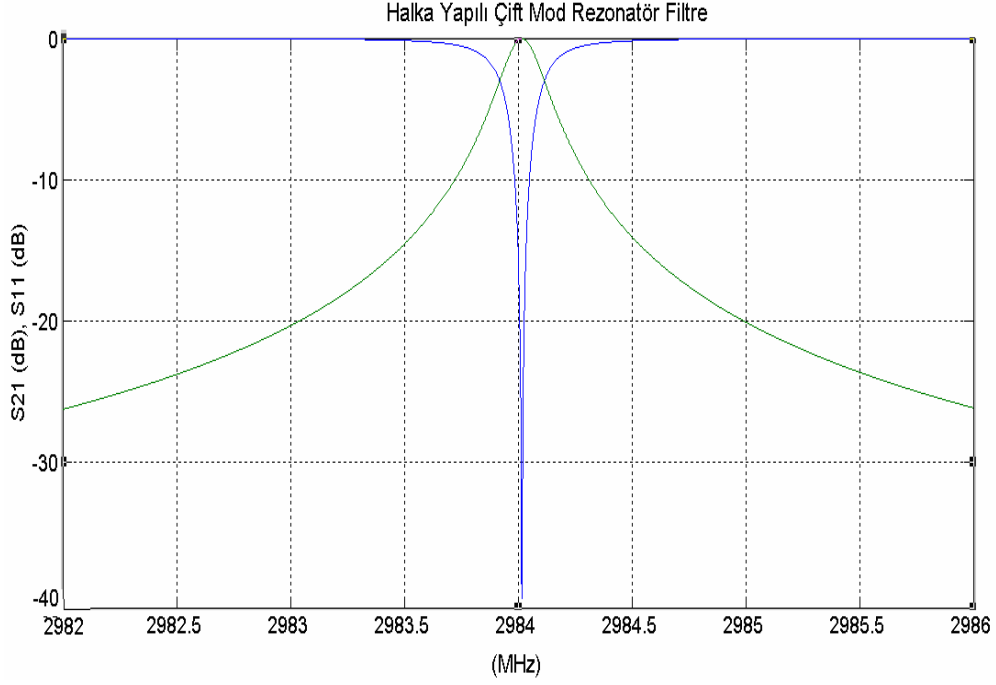
Şekil 3.19 Halka yapılı mikroşerit rezonatör (a) Filtre serimi (b) Toplu eleman devre modeli

Şekil 3.19 (a)'da halka yapıya ait filtre serimi yer almaktadır. Şekil 3.19 (b)'de ise bir halka yapıli rezonatör ve rezonatöre ait boşluk ve büküm yapılarının toplu eleman devre modeli bulunmaktadır. Dikdörtgen kutu ile gösterilen bağlaşım hatları, sol alt köşede bulunan Pi-ağ yapısı toplu elemanlar ile modellenenecektir. Eğimli bükümler ise grafiğın ortasında yer alan T-tipi toplu elemanlar ile çözümlenecektir. Bobin ve kapasitörlerin değeri ise Bölüm 3.1.1 ve Bölüm 3.1.2 anlatılan büküm ve boşluk model çözümlü ile elde edilir. Arlon firmasına ait DiClad880B [69] adlı malzeme değeri ile benzetim yapılmış olup, malzemenin kalınlığı 0.762 mm ve dielektrik sabiti 2.2'dir. Tasarlanacak olan filtrenin merkez frekansı 3000 MHz olması hedeflenmektedir. Filtrenin merkez frekansı ayarlamasında, yapının çevresi üzerindeki elektromanyetik dalğanın etkin dalga boyuna eşitlenir.



Şekil 3.20 1- 10 GHz aralığı filtre karakteristiğı (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm, $L_1=2.54$ mm, $L_2=3.04$ mm, $L_3=4.47$ mm, $k_1=0.5$ mm, $k_2=1.17$ mm, $g=0.25$ mm, $w_1=0.3$ mm, $w_2=0.55$ mm, $w_3=2.33$ mm, $k_3=0.45$ mm, $k_4=1.06$ mm, $r=3.8$ mm, $L=11.9$ mm)

Şekil 3.20’de toplu eleman modeli ile elde edilen filtrenin saçılma parametreleri olan S_{21} ve S_{11} çizdirilmiştir. Yapı, 1 GHz – 10 GHz bölgesinde 1750 MHz, 2984 MHz, 4500 MHz, 6063 MHz, 8625 MHz, ve 9938 MHz’de rezonansa girmiştir. Tasarlamayı düşündüğümüz merkez frekans 3000 MHz’den 16 MHz daha aşağıda çıkmıştır.



Şekil 3.21 2982-2986 MHz aralığı filtre karakteristiği

Şekil 3.21’de ise 2982-2986 MHz aralığı çizdirilmiştir. Filtre çift mod yapısında bulunmamaktadır. Sonnet benzetim aşamasında bağlaşım birimi olan eğimli bükümün kalınlığı artırılmalıdır.

3.4 Çift Mod Rezonatör Filtre Benzetimi Ve Tasarım Adımları

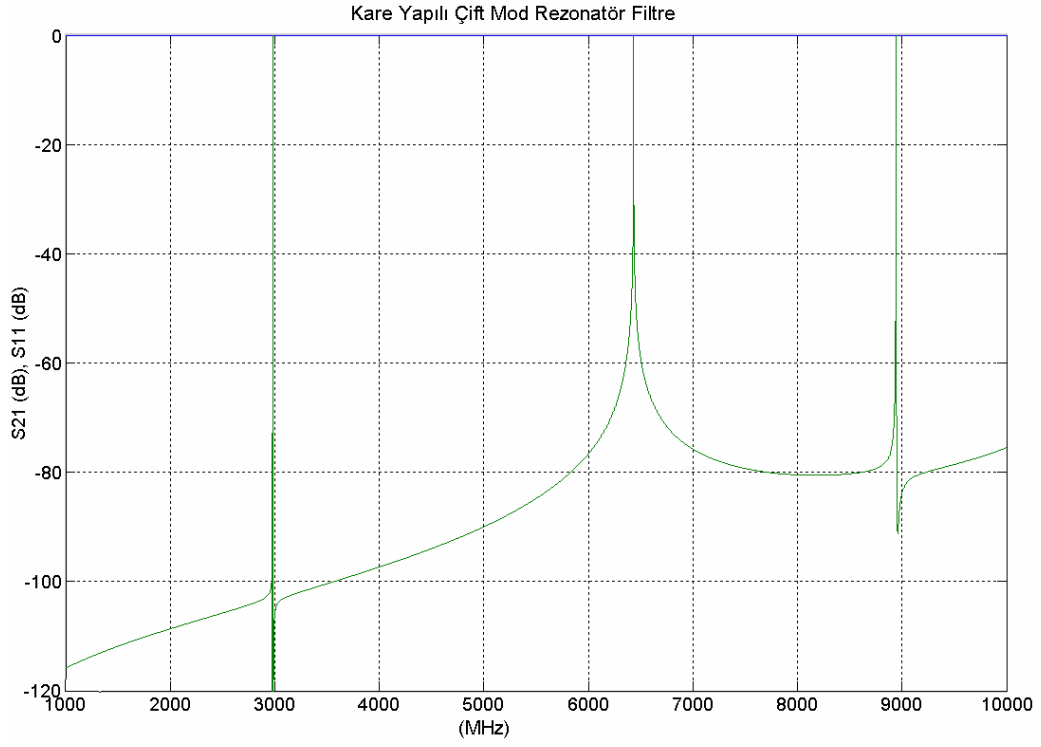
Tez kapsamında beş farklı yapıda çift mod bant geçiren filtre tasarımı yapılmıştır. Kare yapılı, dikdörtgen yapılı, menderes yapılı, yarı menderes yapılı ve halka yapılı çift mod bant geçiren filtreler tasarlanıp, üretilmiştir. Bu başlık altında ise kare yapılı çift mod bant geçiren filtre yapısının tasarımdan üretime kadar olan aşamaları ele alınacaktır.

1. Filtre uzunluk değerlerinin elde edilmesi

Çift mod bant geçiren filtre tasarımında EK-2’de yer alan Matlab kodları kullanılacaktır. Bu tezde dielektrik malzemesi olarak Arlon DiClad880B [69] kullanılmıştır. Malzemenin dielektrik sabiti 2.2, kalınlığı 0.762 mm ve kayıp tanjantı ise 0.0009 dur. Düşük kayıp tanjant değerinden dolayı filtrelerin kayıpları düşük olacaktır. Tasarlanacak filtrenin merkez frekansı 3000 MHz olması hedeflenmektedir.

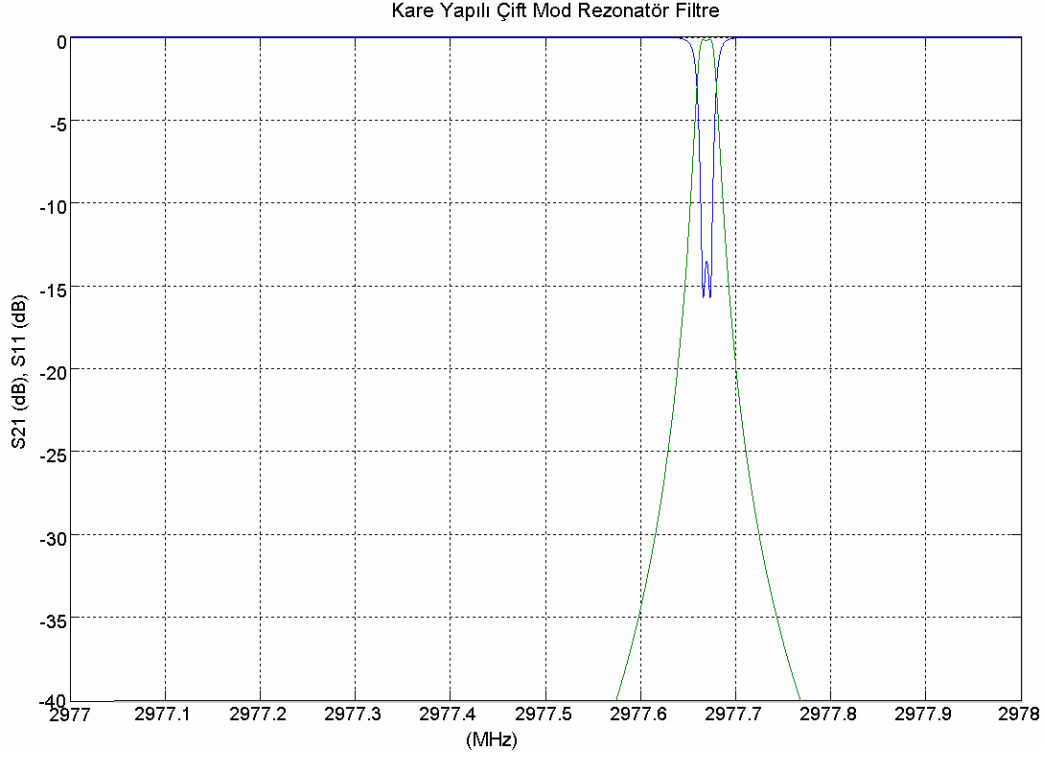
Yazılım, girdi olarak birkaç tasarım parametresi istemektedir. Bunlar malzemenin dielektrik sabiti, malzeme kalınlığı, filtrenin tasarlanması istenen merkez frekansı ve grafik çizimi için başlangıç, bitiş frekans değerleri ile işlem yapılacak nokta sayısıdır. Frekansın birimi MHz ve uzunluklar için kullanılan birim ise mm dir.

Yazılımdan çıktı olarak ise kare, yarı menderes, menderes yapılı filtreler için rezonatörün bir kenar uzunluğu, halka ve dikdörtgen yapılı filtreler için rezonatörün çevresi ile ilgili uzunluk değerini elde etmekteyiz. Ayrıca filtre besleme hatlarının giriş empedans değeri olan 50 ohm hattın kalınlığı, rezonatör hattın kalınlığı, besleme hatları ile rezonatör arası boşluk ve sağ üst köşeye yerleştirilen uyarma ile ilgili birimin kenar uzunluğu (yama kenar uzunluğu) bilgisi verilmektedir.



Şekil 3.22 1- 10 GHz aralığı filtre karakteristiği

Şekil 3.22’de toplu eleman modeli ile hesaplanan filtrenin saçılma parametreleri olan S21 ve S11 çizdirilmiştir. 1 GHz – 10 GHz bölgesinde 2978 MHz, 6436 MHz ve 8939 MHz’de rezonansa girmiştir. Tasarlamayı düşündüğümüz merkez frekans 3000 MHz’den 22 MHz daha aşağı tarafa kaymış görünmektedir.

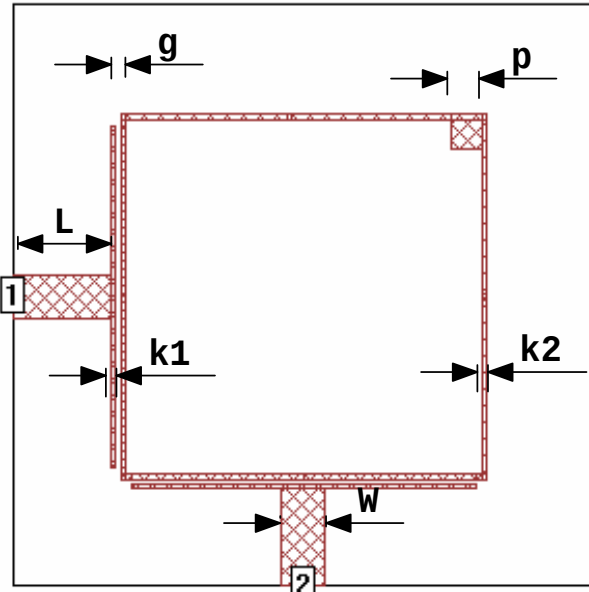


Şekil 3.23 2977-2978 MHz aralığı filtre karakteristiği

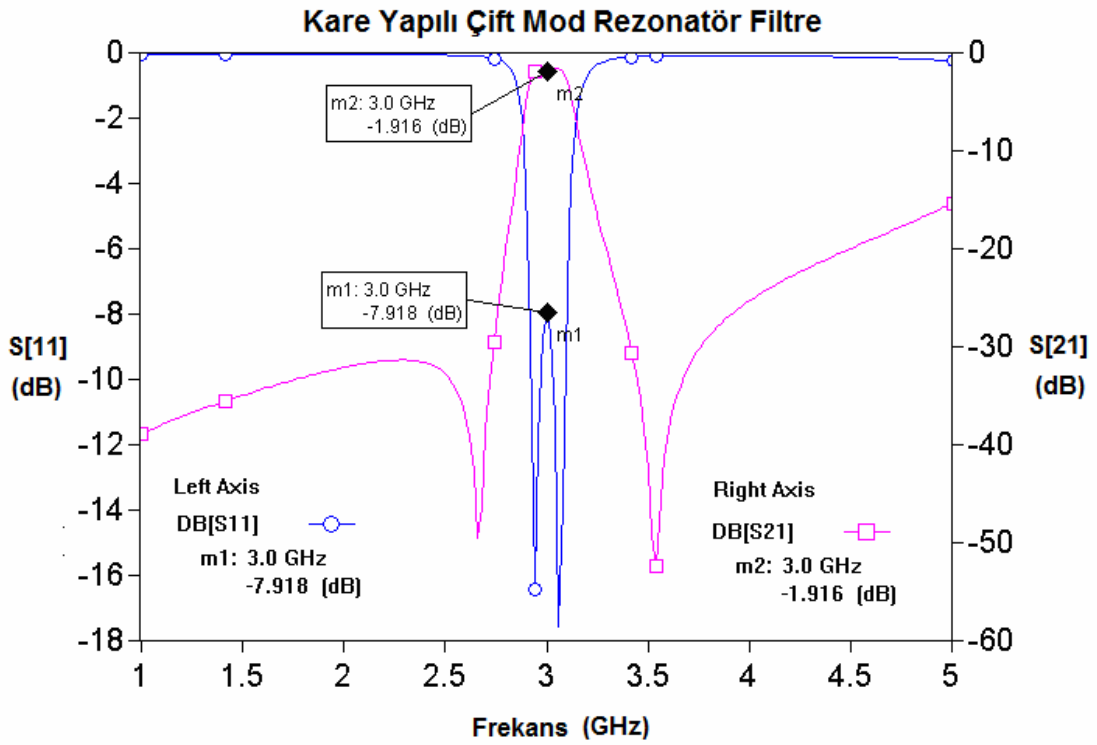
Şekil 3.23’de ise filtre karakteristiği 2977-2978 MHz aralığında çizdirilmiştir. Bu şekilde de görüldüğü gibi filtre çift mod yapısında bulunmaktadır. S11 yansıma katsayısı değeri, bant içerisinde iki zayıflatma kutbu barındırmaktadır. Filtre geometrisinde sağ üst köşede yer alan uyarma yapısı ile birbirine göre 90 derece faz farkı bulunan iki mod, birbirine bağlanmış durumdadır.

2. Elektromanyetik benzetim çalışması

1. Adımda elde edilen uzunluk değerleri kullanılarak rezonatör yapı, elektromanyetik analiz için çizilir. Bu tezde filtrelerin elektromanyetik benzetimleri Sonnet [64] ile yapılmaktadır. Matlab programından elde edilen uzunluk değerlerinin Sonnet EM benzetim programına aktarılan hali ve benzetim sonucu Şekil 3.24’de bulunmaktadır.



(a)



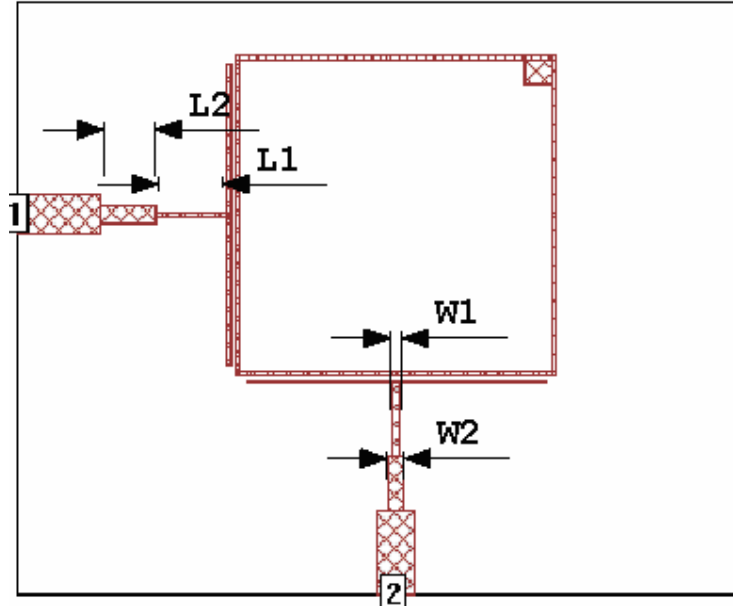
(b)

Şekil 3.24 (a) Sonnet benzetim programında çizilen kare yapılı rezonatör filtre
 (b) Benzetim sonucu (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$,
 kalınlık=0.762mm, $L=5.08$ mm, $k_1=0.25$ mm, $k_2=0.25$ mm, $g=0.25$ mm,
 $W=2.33$ mm, $p=1.57$ mm)

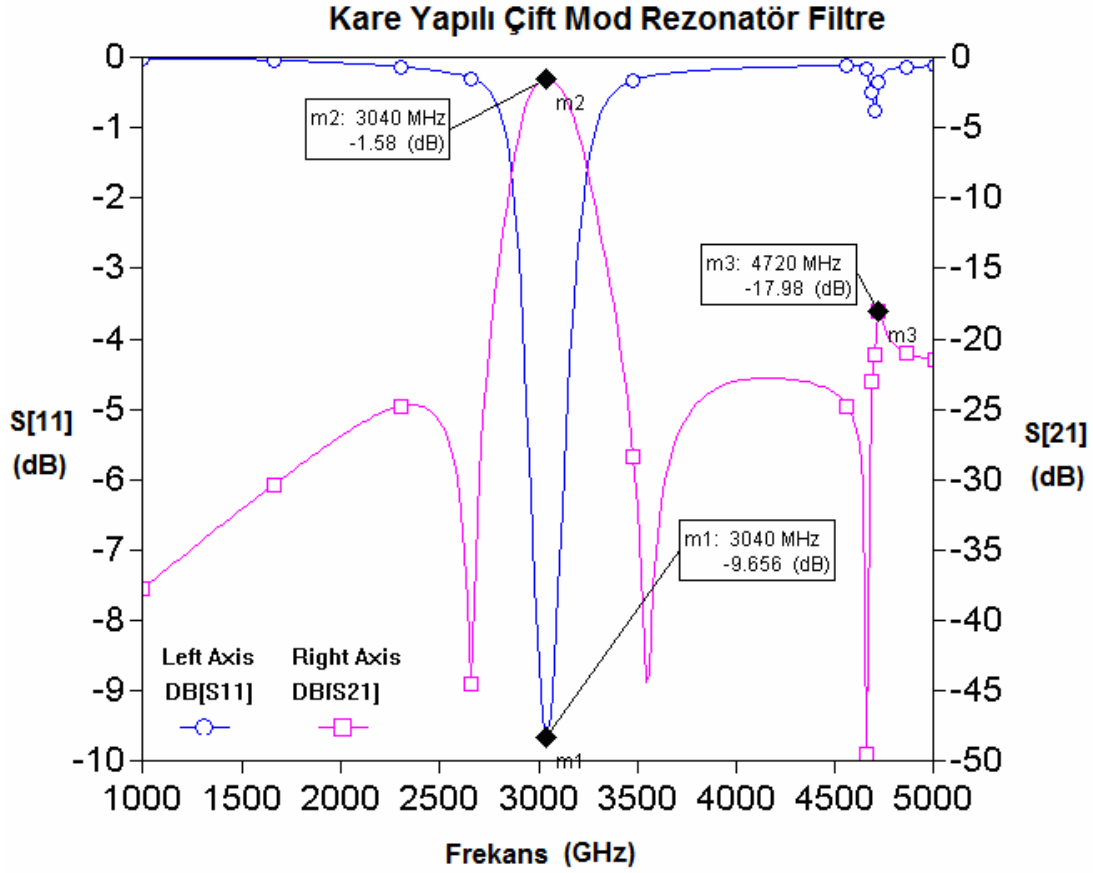
1. Adımda yer alan Şekil 3.23'de filtrede merkez frekansı 22 MHz aşağı tarafta çıktığı görülmektedir. Elektromanyetik benzetimde ise filtrenin kutulanması ve çözüm yöntemi farklılığı nedenleri ile Şekil 3.24 (b)'de filtre, istenilen merkez frekansta bulunmaktadır.

3. Giriş ve çıkış kapılarının ayarlanması

Bu adımda ise filtre üzerinde ek değişiklikler yapılarak filtrenin yansıma parametresi S11'in iyileştirilmesi için çalışılacaktır. Bunun için filtrenin 0.254 mm olan 50 ohm giriş empedans kalınlığından küçük olan, iki daralan (tapered) yapı kullanılacaktır.



(a)

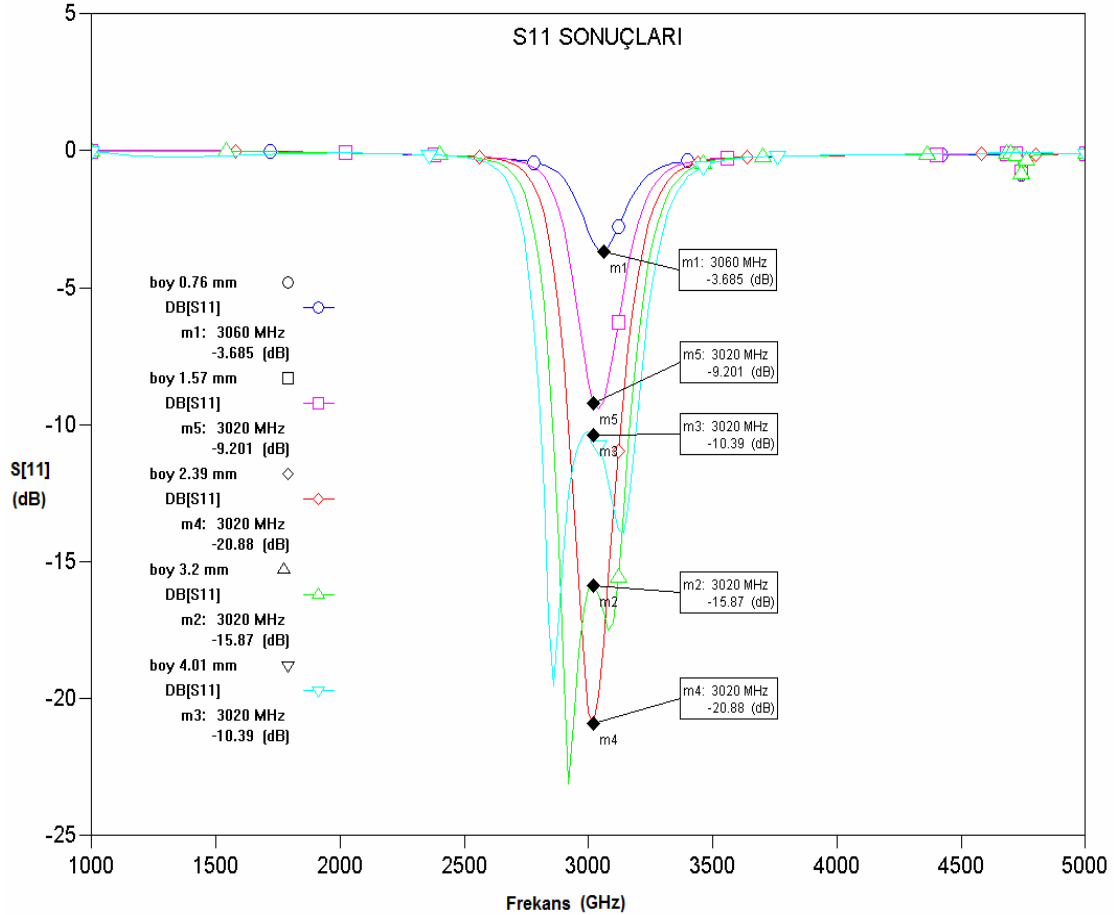


Şekil 3.25 (a) Kare yapılı rezonatör filtre daralan besleme hat şekli
(b) Benzetim sonucu (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$,
kalınlık=0.762mm, $L_1=4.3$ mm, $L_2=3.2$ mm, $w_1=0.35$ mm, $w_2=0.96$ mm)

Yansıma parametresi S11'i iyileştirme çalışmasında eklenen daralan yapı ile 1.7 dB kadar iyileşme görülmektedir. Fakat bu eklemekten sonra filtre çift mod yapısında bulunmamaktadır ve filtre merkez frekansı hedeflenen merkez frekansından 40 MHz yukarı kaymıştır. Ayrıca Sonnet benzetim modelindeki çözüm, kutu içerisinde yapıldığı için 4720 MHz'de kutu rezonansı görülmektedir. Bunun çözümü olarak ise 5. Adım da bir metod önerilmektedir.

4. Yama yapısı ile iyileştirme çalışması

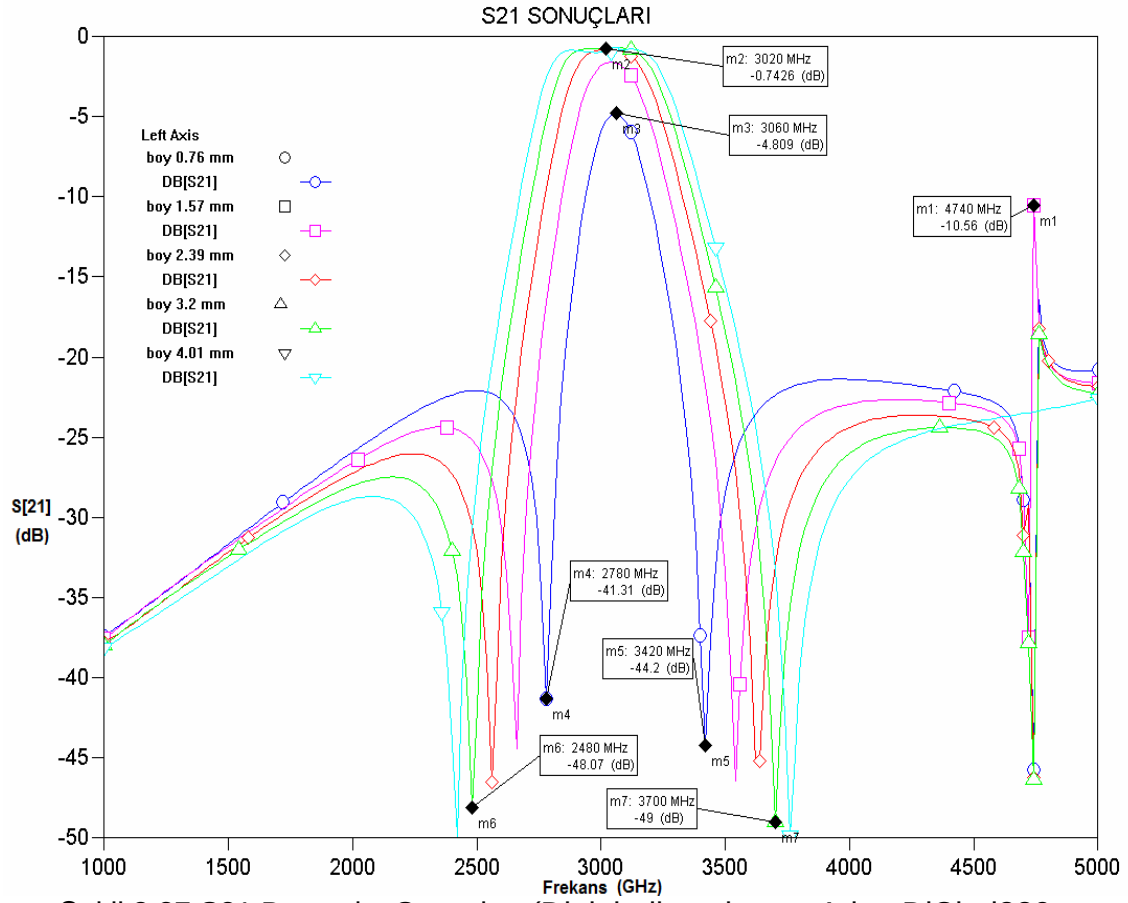
Daralan yapı ile çift mod durumunu gözlemlemek ve S21 ile S11'i daha da iyileştirmek için yapıdaki uyarma biriminin y eksenindeki uzunluğunun parametre taraması yapılacaktır [27,30,31]. 1.57x1.57 lik bir kare olan uyarma biriminin y ekseninde 0.76, 2.39, 2.30 ve 4.01 mm uzunlukları ile olan parametre tarama sonuçları Şekil 3.26 ve Şekil 3.27'de yer almaktadır.



Şekil 3.26 S11 Benzetim Sonuçları (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880

$$\epsilon_r = 2.2, \text{ kalınlık}=0.762\text{mm})$$

Şekil 3.26'da yansıma parametresi S11 in farklı uzunluklarda değişimi görülmektedir. Uzunluk değeri 0.76, 1.57 ve 2.39 mm'de iken çift mod yapısı gözlenmezken, 3.2 ve 4.01 mm'de bağlaşımı sağlamak için yeterince uzun yama boyutuna ulaşılmıştır. 3.2 mm uzunluğu olan filtre daha iyi yansıma değerine sahip olduğu için 5. Adımda bu değer ile devam edilecektir.



Şekil 3.27 S21 Benzetim Sonuçları (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880
 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm)

Şekil 3.27’de iletim parametresi S21 in farklı uzunluklarda değişimi görülmektedir. Kısa uzunluklu yapının iletim kaybı 4.8 dB iken, uzunluğu 3.2 mm olan yapının iletim kaybı 0.7 dB olmaktadır. S11 değerinin azalması ile birlikte S21 değeri de doğrudan iyileşmektedir.

Bu tarama yöntemi ile hem çift mod yapısına giriş noktası gözlemlenmekte hem de filtre kaybı ve bant genişliği gibi parametreler, hedeflenen tasarım değerlerine göre ayarlanmaktadır.

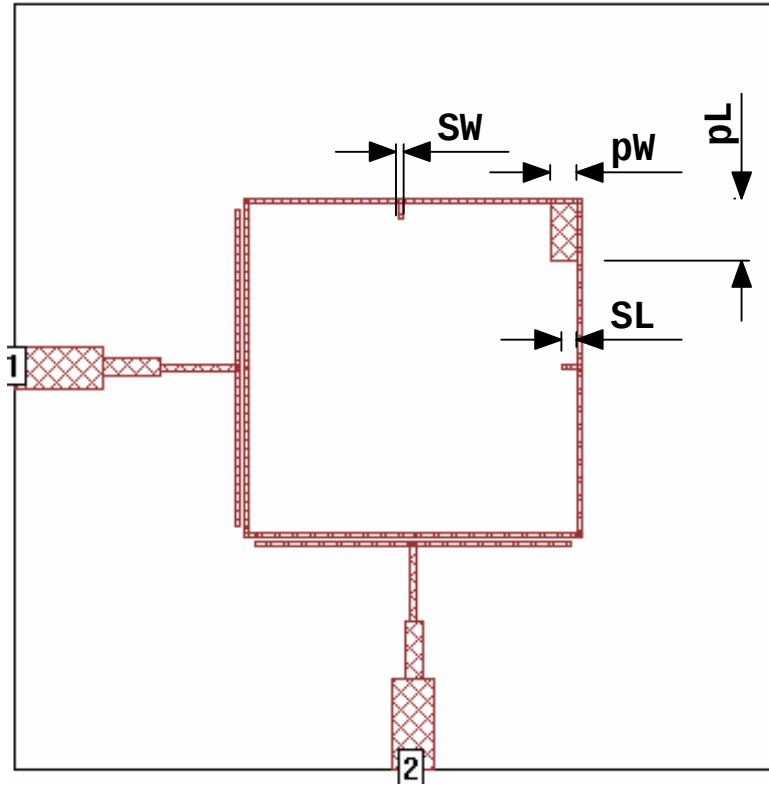
5. Merkez frekans ayarının yapılması

Bu adım, benzetim çalışmalarının son kısmını göstermektedir. Filtrenin merkez frekansını ayarlamak ve kutu rezonansını engellemek için filtre geometrisine saplama (stub) eklenecektir. Şekil 3.28’de bu eklenen geometri ile benzetim sonucu gösterilmektedir. Eklenen saplama filtrenin etkin çevresini

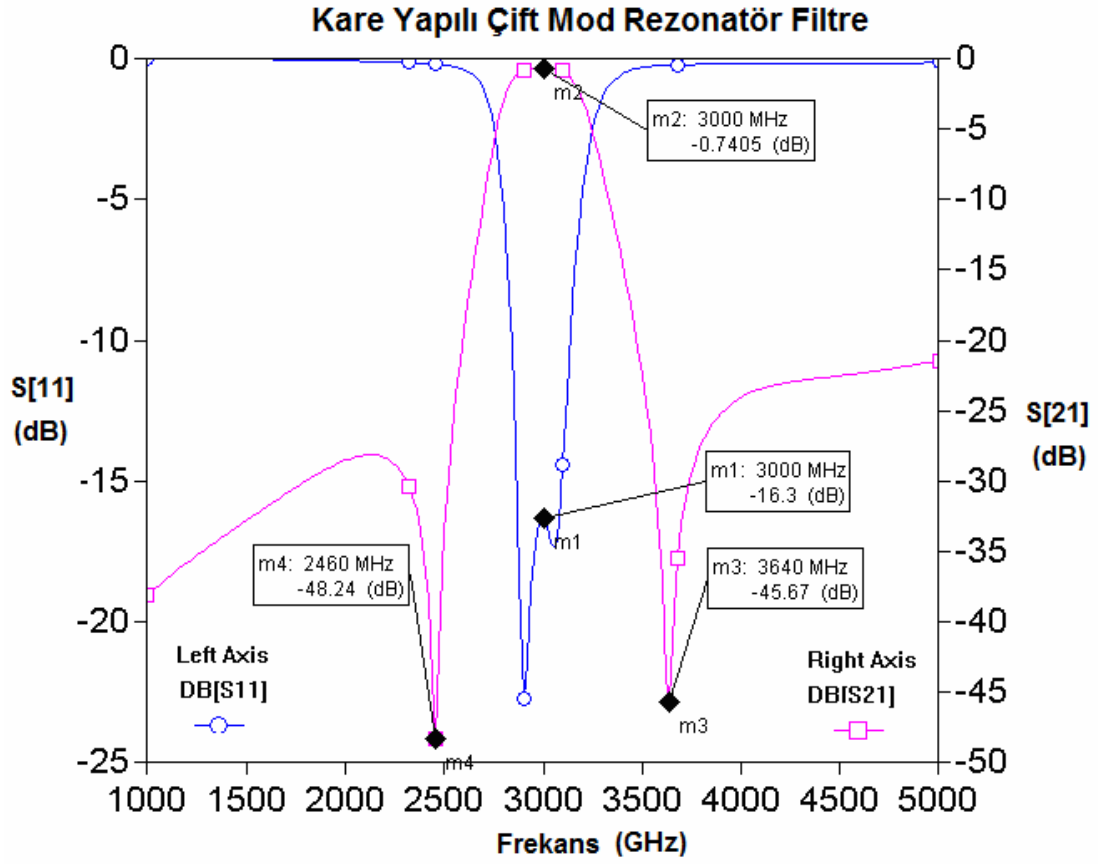
artırmaktadır. Artık yeni yapı, daha büyük dalga boyutlu frekans modlarını barındıracaktır. $f = c/\lambda$ formülünden dalga boyu arttıkça frekans küçülecektir. Böylece yukarı tarafa kayan merkez frekansının bu boyut artışı ile iyileşmesi sağlanacaktır.

Açık uçlu bu iletim hattı, aynı zamanda paralel kondansatör ile de modellenenebilir. Bir devrede paralel kondansatör alçak geçiren filtre yapısı oluşturmaktadır. Eklenen bu yapı ile, tasarlanan aralığı geçiren ve istenmeyen rezonansı ise etkisiz hale getiren bir alçak geçiren filtre eklemiş olmaktadır.

Benzetim çalışmaları ile son şeklini alan filtre artık üretime hazır hale getirilmiştir.



(a)

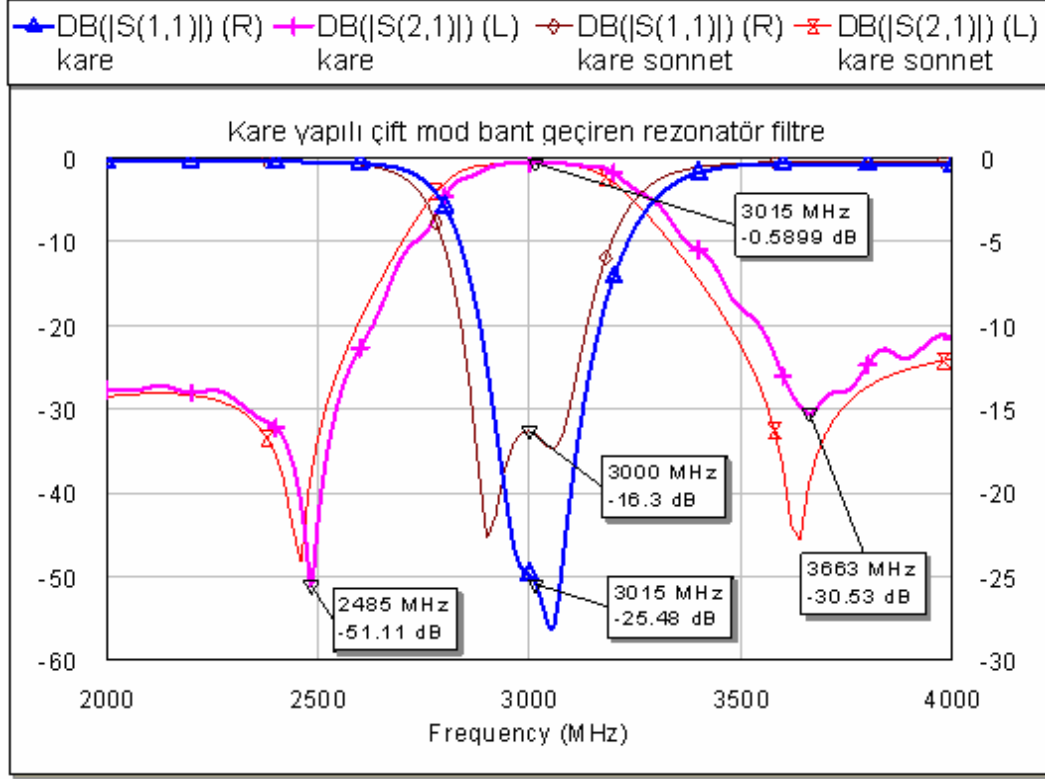


(b)

Şekil 3.28 (a) Saplama ile üretime hazır kare yapılı filtre (b) Moment metodu ile çözümlenen Sonnet benzetim sonucu (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm, SW=0.25mm, SL=0.91mm, pW=1.57mm, pL=3.2mm)

3.5 Üretim Ve Ölçüm Sonuçları

Tasarımı yapılan filtreler LPKF Promat S100 kazıma cihazı [71] ile üretilip, E5071C ENA Network Analizör [72] ile test edilmiştir.



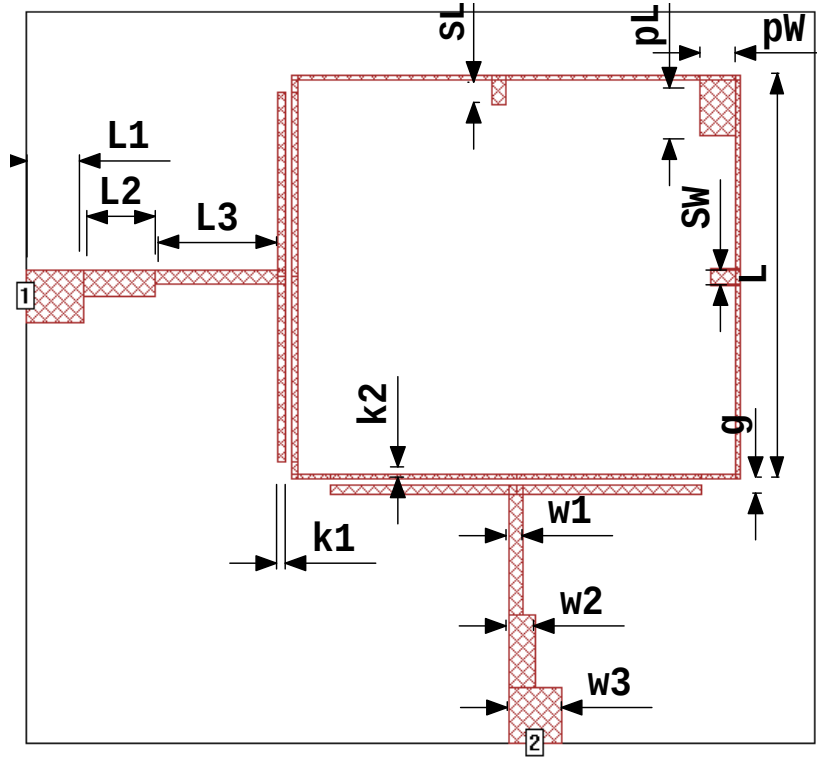
Ş

ekil 3.29 Kare yapıli çift mod bant geçiren filtre benzetim ve ölçüm sonuçları (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm, $h=5.08$ mm, $k_1=0.25$ mm, $k_2=0.25$ mm, $g=0.25$ mm, $W=2.33$ mm, $p=1.57$ mm, $L_1=4.3$ mm, $L_2=3.2$ mm, $w_1=0.35$ mm, $w_2=0.96$ mm, $SW=0.25$ mm, $SL=0.91$ mm, $pW=1.57$ mm, $pL=3.2$ mm dir.)

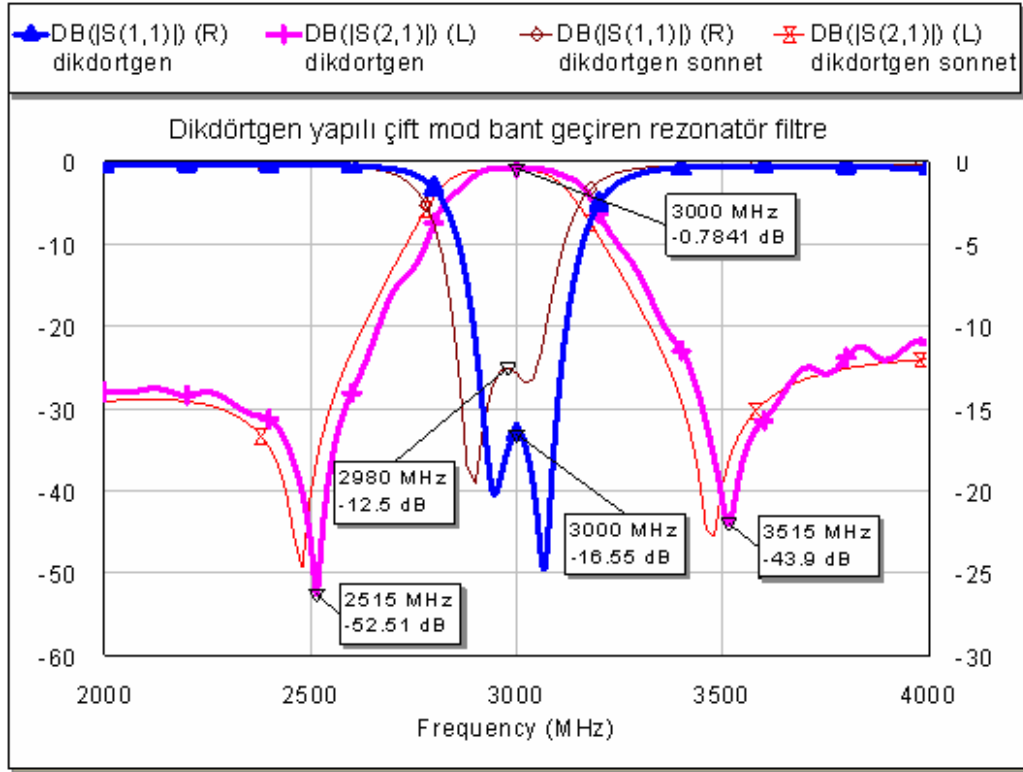
Üretilen kare yapıli filtre şekli ve uzunluk değerleri Bölüm 3.4’de anlatıldığı için burada yer almamıştır. Şekil 3.29’da kare yapıli çift mod filtre ölçüm sonuçları gösterilmektedir. Kalın çizgilerle çizilen şekiller üretim sonuçlarına ait iken, ince çizgili şekiller elektromanyetik benzetim sonuçlarını göstermektedir. Üretilen filtrenin merkez frekansı 15 MHz kadar yukarıda çıkmıştır. Yansıma kaybı 25.48 dB ile tasarlanandan daha iyi bulunmuştur. İletim sıfırları 2485 MHz de -51.11 dB ve 3663 MHz de -30.53 dB olarak ölçülmüştür. İletim kaybı ise 0.59 dB dir. Merkez frekansın 15 MHz yukarıda çıkmasının nedeni

benzetim esnasında 2.2 olarak alınan dielektrik sabitinin gerçekte 2.2 den büyük olmasıdır. $\lambda = c / (f \sqrt{\epsilon_{eff}})$ formülüne göre merkez frekansının daha yukarı kayması, yapının daha küçük dalga boyunu desteklemesi ve küçük dalga boyu ise malzemenin dielektrik sabitinin büyük olması ile ilgilidir.

Şekil 3.30 (b)'de dikdörtgen yapıli çift mod filtre ölçüm sonuçları yer almaktadır. Filtrenin merkez frekansı bahsedilen nedenden dolayı hedeflenenden 20 MHz daha yukarıda ölçülmüştür. Benzetim sonucunda, filtrenin merkez frekansı 2980 MHz'de ayarlanınca ölçüm sonucunda merkez frekans 3000 MHz olarak bulunmuştur. Filtrenin yansıma kaybı 16.55 olup, iletim kaybı 0.78 dB dir. İletim sıfırları ise 2515 MHz de -52.5 dB ve 3515 MHz de -43.9 dB olarak ölçülmüştür.



(a)



(b)

Şekil 3.30 Dikdörtgen yapıları çift mod bant geçiren filtre (a) serimi

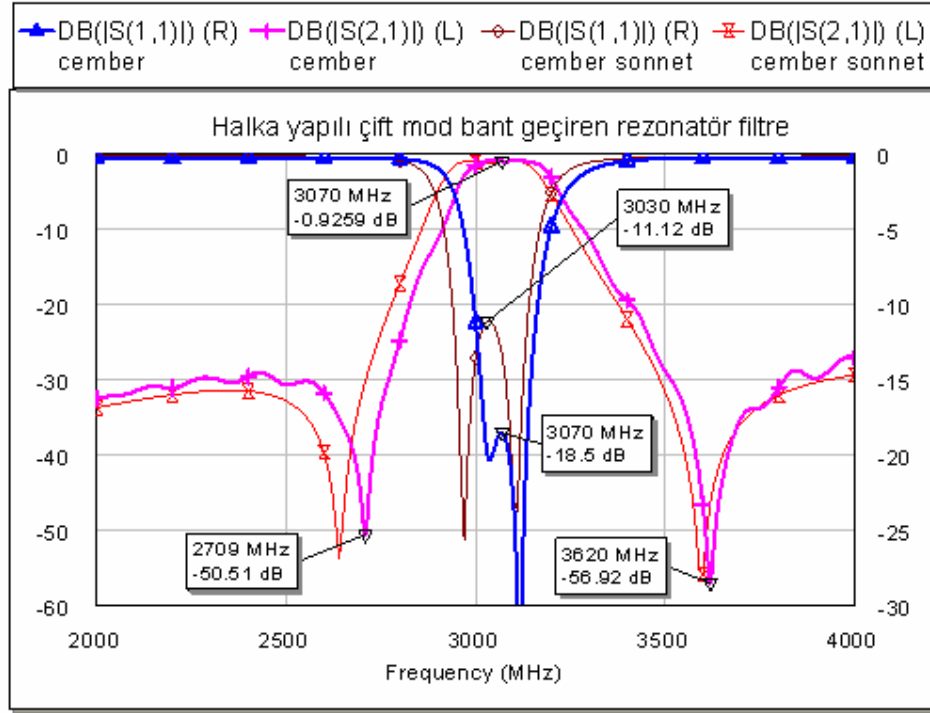
(b) filtre benzetim ve ölçüm sonuçları (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880

$\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm, $L_1=2.54$ mm, $L_2=3.25$ mm, $L_3=5.48$ mm,

$k_1=0.4$ mm, $k_2=0.25$ mm, $g=0.25$ mm, $w_1=0.6$ mm, $w_2=1.16$ mm, $w_3=2.33$ mm, ,

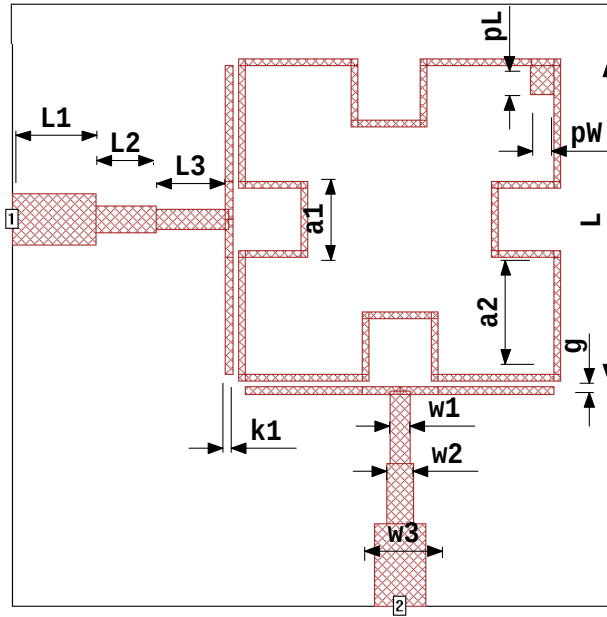
$SL=1.12$ mm, $SW=0.71$ mm $L=18$ mm, $pL=2.5$ mm, $pW=1.57$ mm dir.)

Şekil 3.31'de ise halka yapıları çift mod filtre ölçüm sonuçları gösterilmektedir. Bu yapının şekli ve uzunluk değerleri Bölüm 3.3.3'de yer almaktadır. Filtrenin merkez frekansı benzetim sonucuna göre 40 MHz yukarıda ölçülmüştür. Ölçüm merkez frekansı 3070 MHz dir. Filtrenin yansıma kaybı 18.5 olup, iletim kaybı 0.93 dB dir. İletim sıfırları ise 2709 MHz de -50.51 dB ve 3620 MHz de -56.9 dB olarak ölçülmüştür.

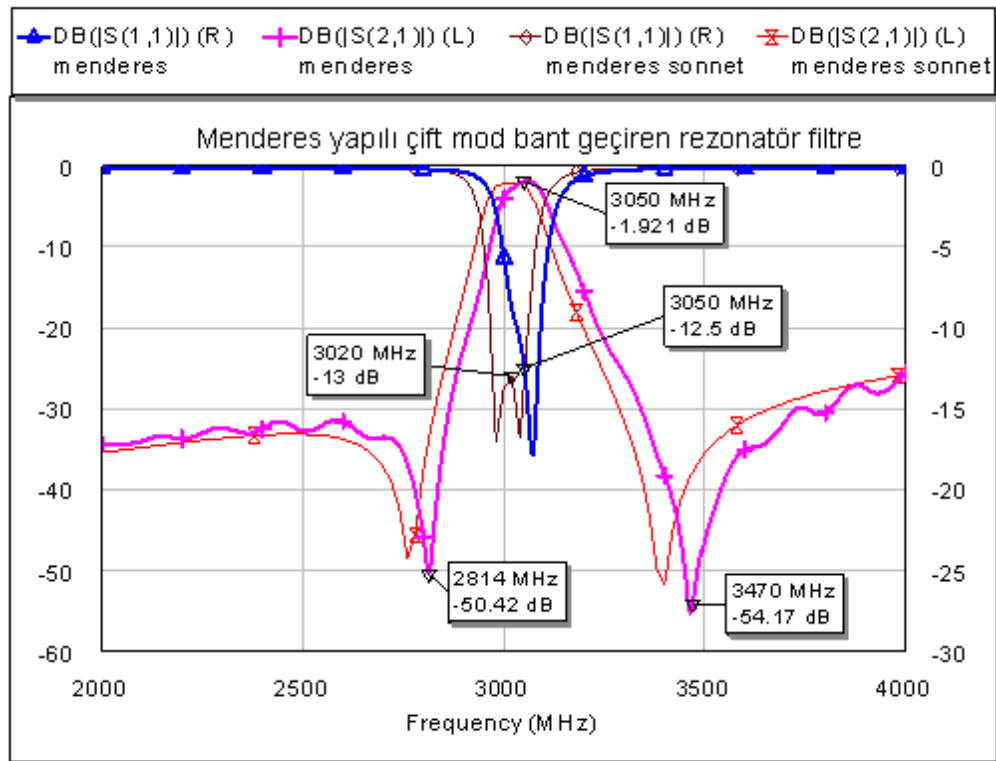


Şekil 3.31 Halka yapılı çift mod bant geçiren filtre benzetim ve ölçüm sonuçları (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm, $L_1=2.54$ mm, $L_2=3.04$ mm, $L_3=4.47$ mm, $k_1=0.5$ mm, $k_2=1.17$ mm, $g=0.25$ mm, $w_1=0.3$ mm, $w_2=0.55$ mm, $w_3=2.33$ mm, $k_3=0.45$ mm, $k_4=1.06$ mm, $r=3.8$ mm, $L=11.9$ mm)

Şekil 3.32 (b)'de menderes yapılı çift mod filtre ölçüm sonuçları gösterilmektedir. Filtrenin bandı benzetim sonucuna göre 30 MHz yukarıda ölçülmüştür. Ölçüm merkez frekansı 3050 MHz dir. Filtrenin yansıma kaybı 12.5 olup, iletim kaybı 1.92 dB dir. İletim sıfırları ise 2814 MHz de -50.42 dB ve 3470 MHz de -54.17 dB olarak ölçülmüştür.



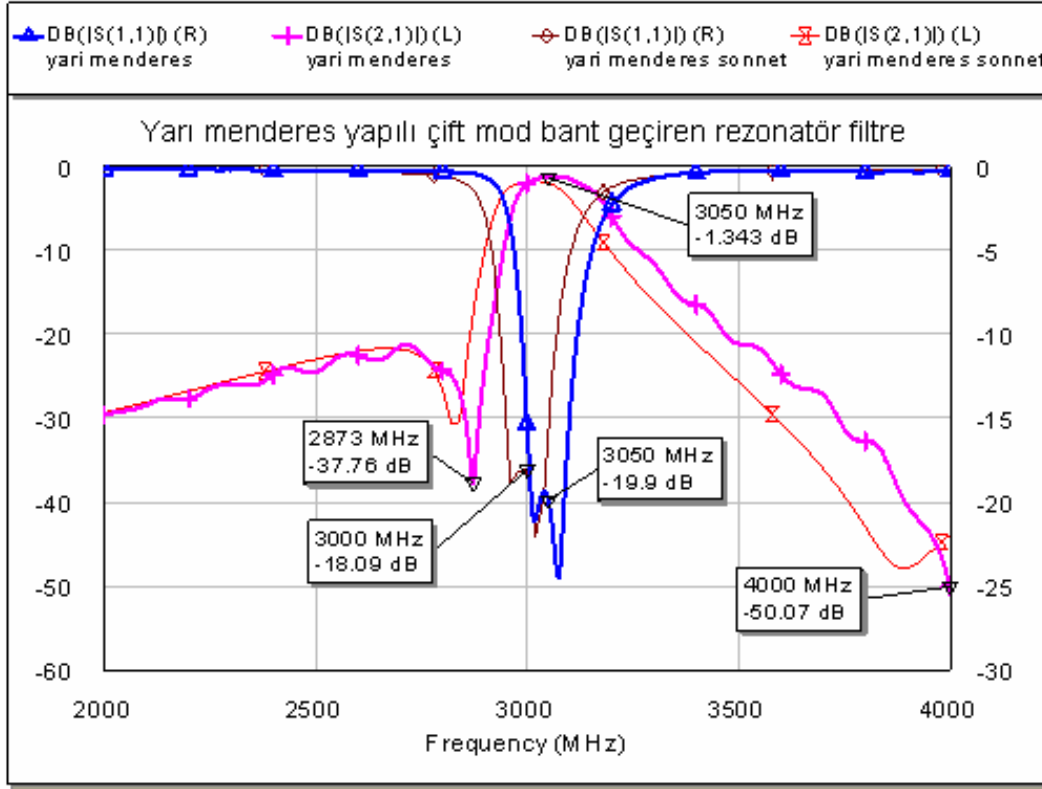
(a)



(b)

Şekil 3.32 Menderes yapılı çift mod bant geçiren filtre (a) serimi (b) filtre benzetim ve ölçüm sonuçları (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm, L1=3.8mm, L2=2.74mm, L3=3.14mm, k1=0.35mm, g=0.25mm, w1=0.91mm, w2=1.21mm, w3=2.33mm, a1=3.45mm, a2=5.33mm, pL=1.32mm, pW=1.06mm L=14.7mm)

Şekil 3.33'de yarı-menderes yapılı çift mod filtre ölçüm sonuçları gösterilmektedir. Bu yapının şekli ve uzunluk değerleri ise Bölüm 3.3.2'de yer almaktadır. Filtrenin bandı, benzetim sonucuna göre 50 MHz yukarıda ölçülmüştür. Ölçüm merkez frekansı 3050 MHz dir. Filtrenin yansıma kaybı 19.9 olup, iletim kaybı 1.34 dB dir. İletim sıfırları ise 2873 MHz de -37.76 dB ve 4000 MHz de -50.07 dB olarak ölçülmüştür.



Şekil 3.33 Yarı-menderes yapılı çift mod bant geçiren filtre benzetim ve ölçüm sonuçları (Dielektrik malzeme Arlon DiClad880 $\epsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762mm, L1=3.8mm, L2=2.74mm, L3=4.3mm, k1=0.4mm, k2=0.3mm, g=0.25mm, w1=0.3mm, w2=0.8mm, w3=2.33mm, a1=2.9mm, a2=4.52mm, SL=1.47mm, SW=0.5mm L=14.3mm, p=1.27mm)

TASARIM SONUÇLARI

	İLETİM SIFIR SOL dB	İLETİM SIFIR SAĞ dB	İLETİM KAYBI dB	YANSIMA KAYBI dB	BANT GENİŞLİĞİ MHz	BOYUT cm x cm
KARE	2460MHz -48.2	3600MHz -45.7	-0.74	-16.3	325	4.2x4.2
DİKDÖRTGEN	2480MHz -49.3	3480MHz -45.5	-1	-12.5	250	4.4x4.2
YARI MENDERES	2830MHz -30.5	3880MHz -47.9	-1.85	-18.1	100	3.8x3.8
MENDERES	2760MHz -48.0	3400MHz -51.7	-2.1	-13	90	3.7x3.7
HALKA	2640MHz -53.7	3600MHz -55.8	-1	-11.12	210	4.1x4.1

(a)

ÜRETİM SONUÇLARI

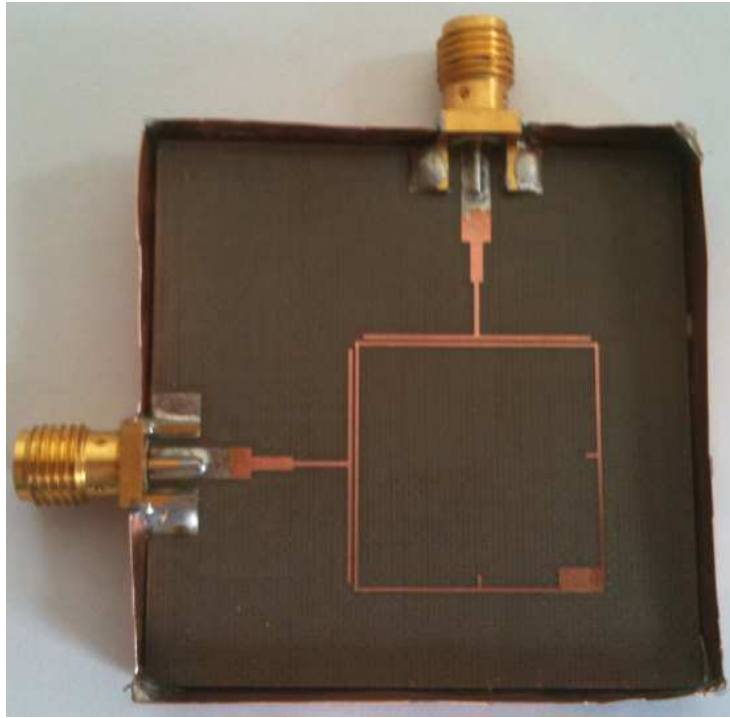
	İLETİM SIFIR SOL dB	İLETİM SIFIR SAĞ dB	İLETİM KAYBI dB	YANSIMA KAYBI dB	BANT GENİŞLİĞİ MHz	BOYUT cm x cm
KARE	2485MHz -51.1	3660MHz -30.5	-0.6	-25.48	310	4.2x4.2
DİKDÖRTGEN	2515MHz -52.5	3515MHz -43.9	-0.78	-16.55	220	4.4x4.2
YARI MENDERES	2780MHz -37.7	4000MHz -50.0	-1.34	-19.9	140	3.8x3.8
MENDERES	2815MHz -50.4	3470MHz -54.2	-1.92	-12.5	70	3.7x3.7
HALKA	2710MHz -50.5	3620MHz -56.9	-0.92	-18.5	200	4.1x4.1

(b)

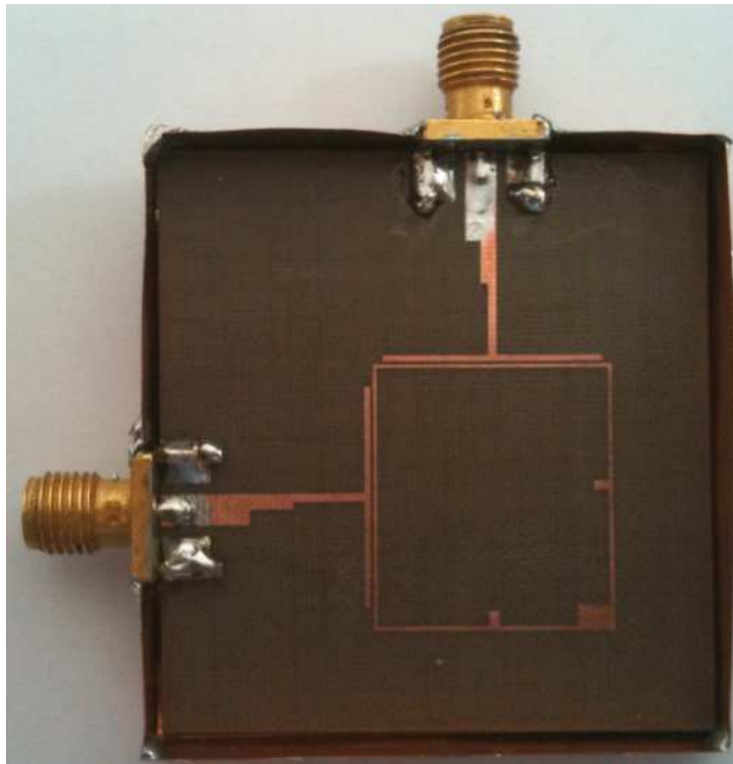
Şekil 3.34 Tasarım ve üretim karşılaştırma verileri

Şekil 3.34’de filtrelerin tasarım ve üretim sonuçları gösterilmektedir. Filtrelerin iletim kayıpları beklenenden daha düşük olarak ölçülmüştür. Yansımaya kayıpları ise tasarım sonuçlarına yakın ya da sonuçlardan daha iyi çıkmıştır. Tasarım bant genişlikleri ile üretim sonuçları benzerlik göstermektedir.

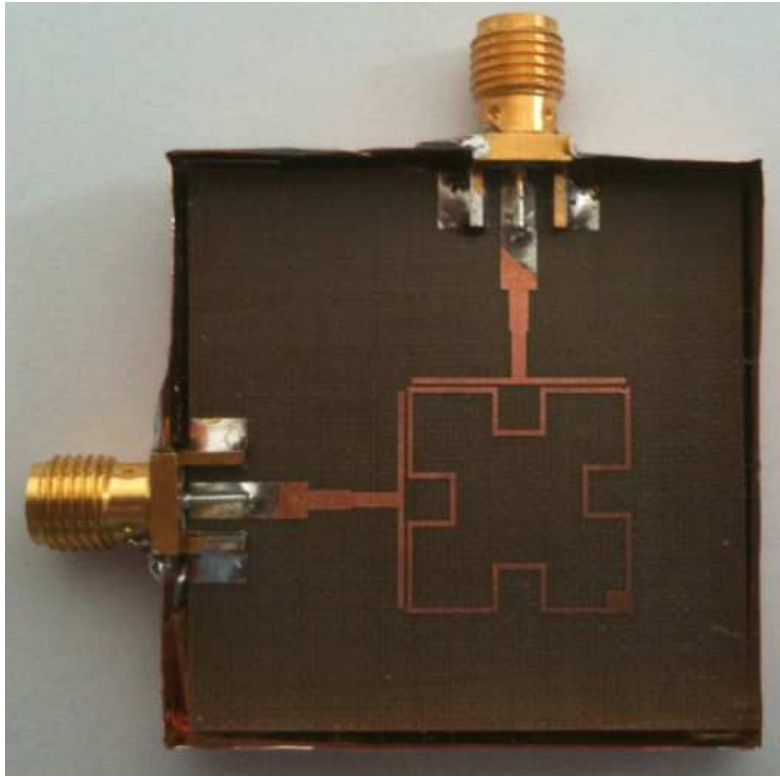
Şekil 3.35’de ise üretilen filtrelerin kutulanmış resimleri yer almaktadır. Benzetim çalışması yapının kutulu hali ile çözümlendiği için ölçümler alınırken filtrelerin üst kısımları bakır levha ile kapatılmıştır. Şekil 3.35 (f)’de menderes ve yarı-menderes yapıların diğerlerine göre daha küçük boyutlu olduğu gözlenmektedir.



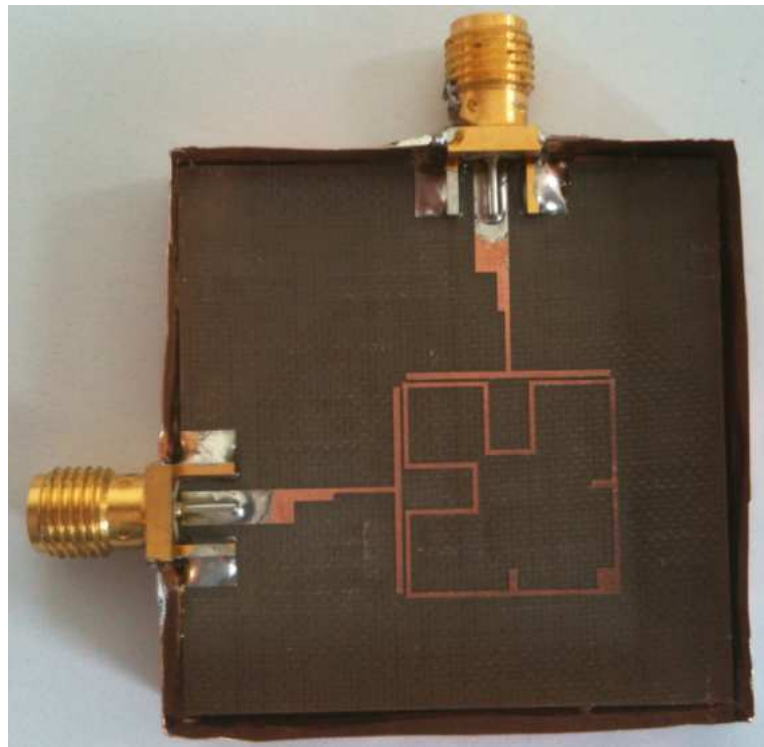
(a)



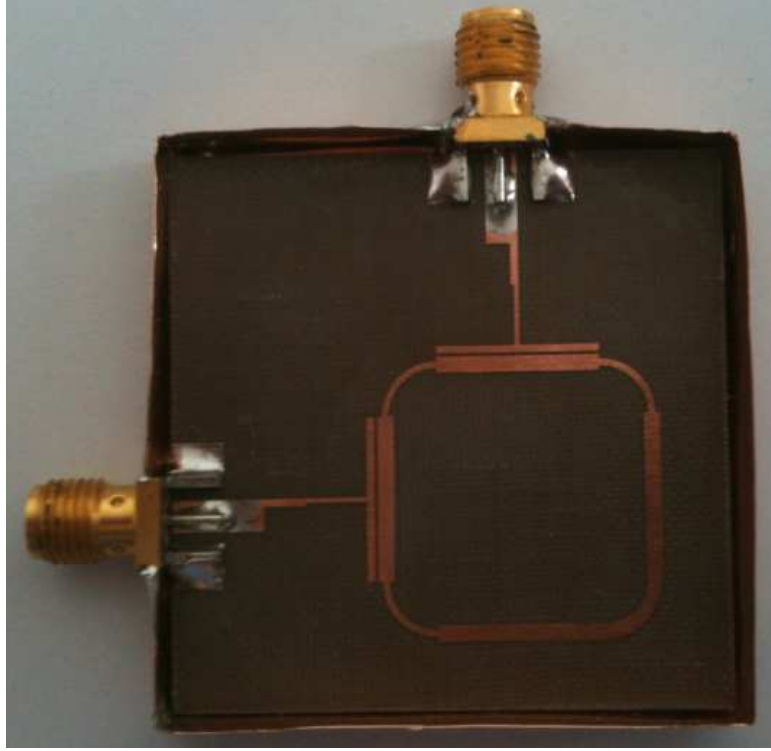
(b)



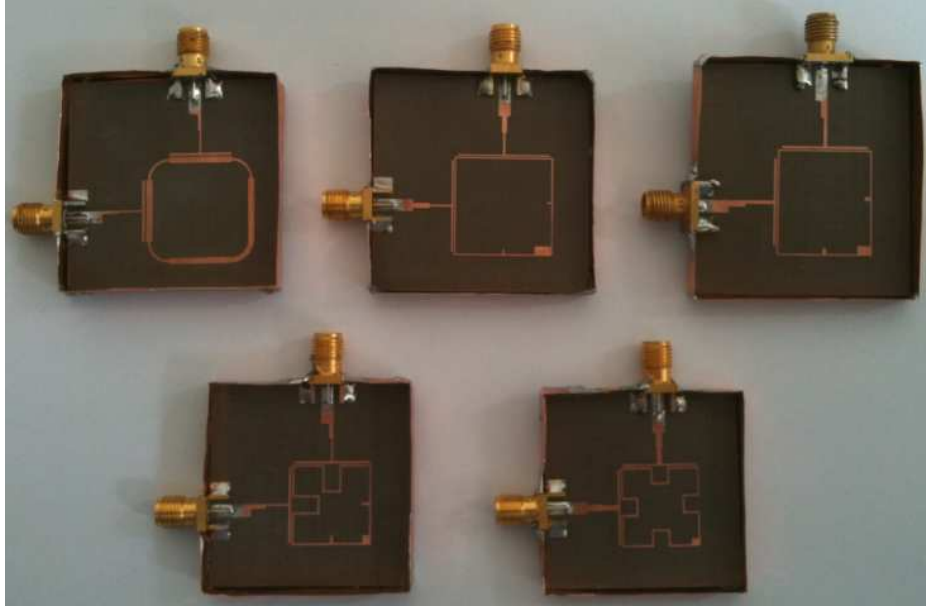
(c)



(d)



(e)



(f)

Şekil 3.35 Filtrelere ait resimler (a) Kare yapılı (b) Dikdörtgen yapılı
(c) Menderes yapılı (d) Yarı-Menderes yapılı
(e) Halka yapılı çift mod bant geçiren rezonatör filtre (f) Toplu görünüm

4 SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu tezde kare, dikdörtgen, yarı-menderes, menderes ve halka çift mod bant geçiren rezonatör filtreler tasarlanıp, üretilmiştir. İki tek mod rezonatörün yapabileceği etkiyi, tek bir rezonatör yapısı ve üzerindeki iki modun elektrik ya da manyetik bağlaşım ile uyarma sonucu gerçekleştirileceği gösterilmiştir. Böylece filtre boyutunda %50 den fazla küçültme sağlanmakla birlikte, seçilen dielektrik malzemeye göre düşük kayıplı filtreler oluşturmak mümkün olmaktadır.

Filtrelerin analiz ve tasarımlarında toplu eleman devre model yönteminden faydalanılmıştır. Bu model çözümlemesiyle elde edilen uzunluk değerleri, üretilecek filtrenin geometrisini büyük oranda belirlemektedir.

Tezde çift mod bant geçiren rezonatör filtre tasarım adımları anlatılmakta ve tasarımda kullanılan Matlab kodları EK-2’de yer almaktadır.

Üretilen merkez frekansları benzetim sonuçlarına göre daha yüksek çıkmaktadır. Bunun nedeni, malzemenin gerçek dielektrik değerinin hesaplarda kullanılan dielektrik sabitinden daha küçük olmasıdır. Önerilen beş farklı filtre topolojisi ile 70-310 MHz aralığında bant genişliğine sahip filtreler üretilmiştir. Menderes yapıli filtre 3.7x3.7 cm ile en düşük boyuta ve 70 MHz ile en düşük bant genişliğine sahiptir. Düşük iletim kaybı ve yüksek yansıma kaybı kare yapıli filtre ile sağlanmaktadır. Bant dışı bastırmada en yüksek değer 55 dB mertebesindeir.

Tezde anlatılan tasarım aşamalarından faydalanarak birçok değişik geometrili rezonatör yapıları oluşturmak mümkündür. Bahsedilen tasarım adımları ile son ürüne yönelik çalışmalar daha kısa zamanda tamamlanabilmektedir. Çift mod yapısını kullanarak yeniden ayarlanabilir (reconfigurable) filtreler, osilatörler ve frekans metreler tasarlanabilir.

5 EKLER

EK-1 S, Y, Z ve ABCD Parametre Çevrimleri

	<i>ABCD</i>	<i>Y</i>	<i>Z</i>
S_{11}	$\frac{A + B/Z_0 - CZ_0 - D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
S_{12}	$\frac{2(AD - BC)}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{-2Y_{12}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{2Z_{12}Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
S_{21}	$\frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{-2Y_{21}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{2Z_{21}Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
S_{22}	$\frac{-A + B/Z_0 - CZ_0 + D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$

	<i>S</i>	<i>Y</i>	<i>Z</i>
A	$\frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{-Y_{22}}{Y_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$
B	$Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{-1}{Y_{21}}$	$\frac{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}{Z_{21}}$
C	$\frac{1}{Z_0} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{-(Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21})}{Y_{21}}$	$\frac{1}{Z_{21}}$
D	$\frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{-Y_{11}}{Y_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$

	<i>S</i>	<i>ABCD</i>	<i>Z</i>
Y_{11}	$Y_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{D}{B}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}$
Y_{12}	$Y_0 \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{-(AD - BC)}{B}$	$\frac{-Z_{12}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}$
Y_{21}	$Y_0 \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{-1}{B}$	$\frac{-Z_{21}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}$
Y_{22}	$Y_0 \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{A}{B}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}$

	<i>S</i>	<i>ABCD</i>	<i>Y</i>
Z_{11}	$Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{A}{C}$	$\frac{Y_{22}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}$
Z_{12}	$Z_0 \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{(AD - BD)}{C}$	$\frac{-Y_{12}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}$
Z_{21}	$Z_0 \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{1}{C}$	$\frac{-Y_{21}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}$
Z_{22}	$Z_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{D}{C}$	$\frac{Y_{11}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}$

EK-2 MATLAB KODLARI

[l_4, z50ohm, resonator_width, gap, patch] = dualmode(1000,10000,400001,2.2,0.762) komutunun çalıştırılması ile Kare yapılı çift mod rezonatör filtrenin boyutları ile ilgili veriler elde edilmektedir.

```
function [ l_4, z50ohm, resonator_width, gap, patch ] = dualmode ( f_start, f_stop, point, fcenter, eps, height ) %f in MHz width,height in mm
```

```
step= ((f_stop-f_start)/(point-1));
```

```
for i= 0:point-1
```

```
    f= f_start+i*step;
```

```
    width= 0.254; %mm
```

```
    eps_F= eps_f(eps,f/1000,width,height);
```

```
    Lin= 10; %mm
```

```
    Lout= Lin; %mm
```

```
    gap= 0.254; %mm
```

```
    c=3*power(10,8);
```

```
    freq=fcenter*power(10,6); %Hz
```

```
    lamda=c/(freq*sqrt(eps_F))*power(10,3); %in mm
```

```
    l_4=lamda/4;
```

```
    Lshort= l_4/2;
```

```
    Llong= l_4;
```

```
    [A_1,B_1,C_1,D_1]= Part1(Lin,f,eps_F,eps,width,height,gap);
```

```
    [A_4,B_4,C_4,D_4]= Part4_dualmode(Lshort,Llong,f,eps_F,eps,width,height);
```

```
    [A_5,B_5,C_5,D_5]= Part5(Lout,f,eps_F,eps,width,height,gap);
```

```
    L1=[A_1 B_1; C_1 D_1];
```

```
    L2=[A_4 B_4; C_4 D_4];
```

```
    L3=[A_5 B_5; C_5 D_5];
```

```
    L=L1*L2*L3;
```

```
    [A_res,B_res,C_res,D_res]= seperate(L);
```

```
    [S11,S21,S22,S12]= Sparam(A_res,B_res,C_res,D_res);
```

```
    Reflection(i+1)=S11;
```

```
    Transmission(i+1)=S21;
```

```
    z50ohm= Empedans2(height,eps,50);
```

```

    resonator_width= 0.254;
    gap= 0.254;
    patch= 1.57;
end
x=f_start:((f_stop-f_start)/(point-1)):f_stop;
plot(x,20*log10(abs(Reflection)),x,20*log10(abs(Transmission)))
grid;
%-----
function [Y11,Y21,Y22,Y12]= ABCD_to_Y(A,B,C,D)
Y11=D/B;
Y21=-1/B;
Y22=A/B;
Y12=(B*C-A*D)/B;
%-----
function [A,B,C,D] = Admittance_Cparallel(f,C) % frequency MHz, capacitor
A=1;
B=0;
C=1i*2*pi*f*power(10,6)*C;
D=1;
%-----
function [A,B,C,D] = Admittance_Lparallel(f,L) % frequency MHz, inductor
A=1;
B=0;
C=1/(1i*2*pi*f*power(10,6)*L);
D=1;
%-----
function [Bend_Lseri,Bend_Cparallel]=bend(W,h,eps)
width=W; %in mm
height=h;
if ((width/height)<1)
    Bend_Cparallel=(width*(1/1000)*((14*eps+12.5)*(width/height)-(1.83*eps-2.25))
    /sqrt(width/height)+0.02*eps/(width/height))*power(10,-12);
end
if ((width/height)>=1)

```

```

Bend_Cparallel=(width*(1/1000)*(9.5*eps+1.25)*(width/height)+5.2*eps+7)*
power(10,-12);
end
Bend_Lseri=(height*(1/1000)*100*((4*sqrt(width/height))-4.21))*power(10,-9);
%-----
function [K]= cascade_bend(f,W,h,eps)
[Bend_Lseri,Bend_Cparallel]= bend(W,h,eps);
[A1,B1,C1,D1] = Impedance_Lseri(f,Bend_Lseri);
K1=[A1 B1; C1 D1];
[A2,B2,C2,D2] = Admittance_Cparallel(f,Bend_Cparallel);
K2=[A2 B2; C2 D2];
[A3,B3,C3,D3] = Impedance_Lseri(f,Bend_Lseri);
K3=[A3 B3; C3 D3];
K=K1*K2*K3;
%-----
function [K]= cascade_gap(f,s,W,h,eps)
[Gap_Cparallel,Gap_Cseri]=gap(s,W,h,eps);
[A1,B1,C1,D1] = Admittance_Cparallel(f,Gap_Cparallel);
K1=[A1 B1; C1 D1];
[A2,B2,C2,D2] = Impedance_Cseri(f,Gap_Cseri);
K2=[A2 B2; C2 D2];
[A3,B3,C3,D3] = Admittance_Cparallel(f,Gap_Cparallel);
K3=[A3 B3; C3 D3];
K=K1*K2*K3;
%-----
function [Z_50ohm]=Empedans2(h,eps,Z0)
A= Z0/60*sqrt((eps+1)/2)+(eps-1)/(eps+1)*(0.23+0.11/eps);
B=(60*power(pi,2))/(Z0*sqrt(eps));
T1= (8*exp(A))/(exp(2*A)-2);
T2= (2/pi)*((B-1)-log(2*B-1)+(eps-1)/(2*eps)*(log(B-1)+0.39-0.61/eps));
if T1 <= 2
Z_50ohm= T1*h;
else
Z_50ohm= T2*h;

```

```

end
%-----
function [eps_F]=eps_f(eps,f,W,h) %f in GHz h,W in mm
P1=0.27488+(0.6315+0.525/power((1+0.157*f*h),20))*(W/h)-0.065683*
exp(-8.7513*W/h);
P2= 0.33622*(1-exp(-0.03442*eps));
P3= 0.0363*exp(-4.6*W/h)*(1-exp(-power(f*h/3.87,4.97)));
P4= 1+2.751*(1-exp(-power(eps/15.916,8)));
PP=(0.1844+P3*P4)*10*f*h;
P=P1*P2*power(PP,1.5763);
eps_0=eps_static(eps,W,h);
eps_F= eps- ((eps-eps_0)/(1+P));
%-----
function [Gap_Cparallel,Gap_Cseri]=gap(s,W,h,eps)
gap=s; %in mm
width=W;
height=h;
eps=eps;
mo=0;
ko=0;
me=0;
ke=0;
if ((gap/width)>=0.1) && ((gap/width)<=1)
mo=(width/height)*(0.619*log10(width/height)-0.3853);
ko=4.26-1.453*log10(width/height);
end
if ((gap/width)>=0.1) && ((gap/width)<=0.3)
me=0.8675;
ke=2.043*power((width/height),0.12);
end
if ((gap/width)>0.3) && ((gap/width)<=1)
me=(1.565/(power((width/height),0.16)))-1;
ke=1.97-(0.03/(width/height));

```

```

end
Codd=width*power((gap/width),mo)*exp(ko)*power((eps/9.6),0.8)/1000;
Ceven=width*12*power((gap/width),me)*exp(ke)*power((eps/9.6),0.9)/1000;    %
width metre cinsinden olduğu için mm den metre çevrimi yapılmaktadır.
Gap_Cparallel=Ceven/2*power(10,-12);    %pF
Gap_Cseri=(Codd/2-Ceven/4)*power(10,-12);    %pF
%-----
function [A,B,C,D] = Impedance_Cseri(f,C)    % frequency (MHz), capacitor
A=1;
B=1/(1i*2*pi*f*power(10,6)*C);
C=0;
D=1;
%-----
function [A,B,C,D] = Impedance_Lseri(f,L)    % frequency MHz, inductor
A=1;
B=1i*2*pi*f*power(10,6)*L;
C=0;
D=1;
%-----
function [A,B,C,D] = line (length,frequency,eps_F)    % length in mm frequency in
MHz
eps_eff=eps_F;
c=3*power(10,8);
freq=frequency*power(10,6);    %MHz
lamda=c/(freq*sqrt(eps_eff))*power(10,3);    %in mm
Z0=50;    % ohm
Y0=1/Z0;
beta=2*pi/lamda;
A=cos(beta*length);
B=1i*Z0*sin(beta*length);
C=1i*Y0*sin(beta*length);
D=cos(beta*length);
%-----
function [A_1,B_1,C_1,D_1] = Part1(L,f,eps_F,eps,W,h,s)

```

```

[A1,B1,C1,D1]= line(L,f,eps_F);
[K]= cascade_gap(f,s,W,h,eps);
[A2,B2,C2,D2]= seperate(K);
M1=[A1 B1; C1 D1];
M2=[A2 B2; C2 D2];
M=M1*M2;
[A_1,B_1,C_1,D_1]= seperate(M);
%-----
function [A_2,B_2,C_2,D_2] = Part2_dualmode(Lshort,Llong,f,eps_F,eps,W,h)
Perturbation_Cap= 0.005e-014; %0.005e-014;
[stublength] = stub(eps_F,eps,W,h);
[A1,B1,C1,D1]= line(Lshort,f,eps_F);
[K1]= cascade_bend(f,W,h,eps);
[A2,B2,C2,D2]= seperate(K1);
 %[A3,B3,C3,D3]= line(Llong+stublength,f,eps_F);
[A3,B3,C3,D3]= line(Llong,f,eps_F);
[Aa,Ba,Ca,Da] = Admittance_Cparallel(f,Perturbation_Cap);
[K2]= cascade_bend(f,W,h,eps);
[A4,B4,C4,D4]= seperate(K2);
 %[Ab,Bb,Cb,Db] = Admittance_Cparallel(f,Perturbation_Cap);
 %[A5,B5,C5,D5]= line(Llong+stublength,f,eps_F);
[A5,B5,C5,D5]= line(Llong,f,eps_F);
[K3]= cascade_bend(f,W,h,eps);
[A6,B6,C6,D6]= seperate(K3);
[A7,B7,C7,D7]= line(Lshort,f,eps_F);
M1=[A1 B1; C1 D1];
M2=[A2 B2; C2 D2];
M3=[A3 B3; C3 D3];
Ma=[Aa Ba; Ca Da];
M4=[A4 B4; C4 D4];
%Mb=[Ab Bb; Cb Db];
M5=[A5 B5; C5 D5];
M6=[A6 B6; C6 D6];

```

```

M7=[A7 B7; C7 D7];
M=M1*M2*M3*Ma*M4*M5*M6*M7;
[A_2,B_2,C_2,D_2]= seperate(M);
%-----
function [A_3,B_3,C_3,D_3] = Part3(Lshort,f,eps_F,eps,W,h)
[A1,B1,C1,D1]= line(Lshort,f,eps_F);
[K1]= cascade_bend(f,W,h,eps);
[A2,B2,C2,D2]= seperate(K1);
[A3,B3,C3,D3]= line(Lshort,f,eps_F);
M1=[A1 B1; C1 D1];
M2=[A2 B2; C2 D2];
M3=[A3 B3; C3 D3];
M=M1*M2*M3;
[A_3,B_3,C_3,D_3]= seperate(M);
%-----
function [A_4,B_4,C_4,D_4] = Part4_dualmode(Lshort,Llong,f,eps_F,eps,W,h)
[A_2,B_2,C_2,D_2] = Part2_dualmode(Lshort,Llong,f,eps_F,eps,W,h);
[A_3,B_3,C_3,D_3] = Part3(Lshort,f,eps_F,eps,W,h);
[Y11_1,Y21_1,Y22_1,Y12_1]= ABCD_to_Y(A_2,B_2,C_2,D_2);
[Y11_2,Y21_2,Y22_2,Y12_2]= ABCD_to_Y(A_3,B_3,C_3,D_3);
Y11=Y11_1+Y11_2;
Y21=Y21_1+Y21_2;
Y12=Y12_1+Y12_2;
Y22=Y22_1+Y22_2;
[A_4,B_4,C_4,D_4]= Y_to_ABCD(Y11,Y21,Y22,Y12);
%-----
function [A_5,B_5,C_5,D_5] = Part5(Lout,f,eps_F,eps,width,height,gap)
[K]= cascade_gap(f,gap,width,height,eps);
[A1,B1,C1,D1]= seperate(K);
[A2,B2,C2,D2]= line(Lout,f,eps_F);
M1=[A1 B1; C1 D1];
M2=[A2 B2; C2 D2];
M=M1*M2;

```

```

[A_5,B_5,C_5,D_5]= seperate(M);

%-----
function [a,b,c,d]= seperate(matrix) %2x2 matrix
a=matrix(1,1);
b=matrix(1,2);
c=matrix(2,1);
d=matrix(2,2);
%-----

function [S11,S21,S22,S12]= Sparam(A,B,C,D)
Z0=50;
S11=(A+B/Z0-C*Z0-D)/(A+B/Z0+C*Z0+D);
S21=2/(A+B/Z0+C*Z0+D);
S22=(-A+B/Z0-C*Z0+D)/(A+B/Z0+C*Z0+D);
S12=2*(A*D-B*C)/(A+B/Z0+C*Z0+D);
%-----

function [A,B,C,D]= Y_to_ABCD(Y11,Y21,Y22,Y12)
A=-1*(Y22/Y21);
B=-1/(Y21);
C=(-1*(Y11*Y22-Y12*Y21))/Y21;
D=-1*(Y11/Y21);
%-----

function [Z_50ohm]=Empedans(h,eps,Z0)
H_prime = Z0*sqrt(2*(eps+1))/119.9+0.5*(eps-1)
/(eps+1)*(log(pi/2)+(1/pi)*log(4/pi));
d_eps=(59.95.power(pi,2))/(Z0*sqrt(eps));
if Z0>(44-2*eps)
ZZ=exp(H_prime)/8-(1/(4*exp(H_prime)));
Z_50ohm=h*power(ZZ,-1);
else
Z_50ohm=h*((2/pi)*(d_eps-log(2*d_eps+1))+((eps-1)/(pi*eps))*(log(d_eps)+0.293-0.517/eps));
end
%-----

```

KAYNAKLAR

- [1] Troughton P., 1969, Measurement technique in microstrip,. Electron. Lett., vol. 5, pp. 25-26, January
- [2] Wolff I. and Knoppik N.,1971, Microstrip resonator and dispersion measurements on microstrip lines,. Electron. Lett., vol. 7, pp. 779-781, December
- [3] Hoefer W. and Chattopadhyay A., 1975, Evaluation of the equivalent circuit parameters of microstrip discontinuities through perturbation of a resonant ring,. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 23, pp. 1067-1071, December
- [4] Hsieh L. H., 2004, Microwave Ring Circuits and Related Structures, John Wiley and Sons. Inc.,N.Y.
- [5] Wu Y. S. and Rosenbaum F. J.,1973, Mode chart for microstrip resonators,. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 21, pp. 487-489, July
- [6] Gopalakrishnan G. K. and Chang K., 1990, Bandpass characteristics of split- modes in asymmetric ring resonators,. Electron. Lett., vol. 26, pp. 774-775, June
- [7] Wolff I., 1972, Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a microstrip ring resonator,. Electron. Lett., vol. 8, pp. 163-164, June
- [8] Sheta A.F., Dib A.F. and Mohra A.,2006, Investigation of new nondegenerate dual-mode microstrip patch filter", IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Vol. 153, No. 1, February
- [9] Eryilmaz G.M., Karpuz C., and GÖRÜR A., 2008, Asymmetric dual-mode microstrip filters with adjustable transmission zero, IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol.2, No.8 pp.839-847
- [10] Hong J. S., Lancaster M. J., 1999, Aperture-Coupled Microstrip Open-Loop Resonators and Their Applications to the Design of Novel Microstrip Bandpass Filters, IEEE Transaction on microwave theory and tech, Vol. 47, No. 9, September
- [11] Phaebua, K. Phongcharoenpanich, C., 2008, Characteristics of a Microstrip Semi-Circular Patch Resonator Filter, ECTI-CON 2008. 5th International Conference, VOL. 1, PAGE 273-276, MAY
- [12] Wolff I., Knoppik N., 1971, Microstrip ring resonator and dispersion measurement on microstrip lines, electronics letters Vol. 7 No. 26 Dec
- [13] Wu Y. S., Rosenbaum, 1973, Mode Chart for Microstrip Ring Resonators, IEEE transactions on microwave theory and techniques, July

- [14] Paul D. K., Gardner P., Tan K. P., 1994, Suppression of even modes in microstrip ring resonators, electronics letters vol. 30 no. 2, dec
- [15] Guglielmi M., Gatti G., 1990, experimental investigation of dual-mode microstrip ring resonators, european microwave conference
- [16] Curtis J.A. and Fiedziuszko S.J., 1991, miniature dual mode microstrip filters Microwave Symposium Digest, 1991., IEEE MTT-S International Vol:2 pp.443-446, July
- [17] Karacaoglu U., Robertson I. D., Guglielmi M., 1993, A Dual-Mode Microstrip Ring Resonator Filter with Active Devices for Loss Compensation., IEEE MTT-S Digest
- [18] Raafat R. Mansour R. R., 1994, Design of Superconductive Multiplexers Using Single-Mode and Dual Mode Filters, ieee transactions on microwave theory and techniques, vol. 42, NO. 7, July
- [19] Hong J. S. and Lancaster M.J., 1995, Bandpass characteristics of new dual-mode microstrip square loop resonators, IEEE Electronics Letters Online No: 199SOS79
- [20] Hong J. S. and Lancaster M. J., 1995, Microstrip Bandpass Filter Using Degenerate Modes of a Novel Meander Loop Resonator, ieee microwave and guided wave letters, vol. 5, no. 11, Nov
- [21] Mao R. J., Tang X. H., 2006, Novel Dual-Mode Bandpass Filters Using Hexagonal Loop Resonators, ieee transactions on microwave theory and techniques, vol. 54, NO. 9, Sep
- [22] Mansour R. R., Ye S., Pea S., D o h V. and Fitzpatrick B., 2000, Quasi Dual- Mode Resonators, IEEE MTT-S Digest
- [23] Hsieh L. H., Chang K., 2003, Compact, Low Insertion-Loss, Sharp-Rejection, and Wide-Band Microstrip Bandpass Filters, ieee transactions on microwave theory and techniques, vol. 51, NO. 4, April
- [24] Görür A., Çalışkan Ş, and Karpuz C., 2004, A dual-mode uniplanar bandpass filter using an inset-coupling structure, Microwave and Optical Tech. Lett., Vol.41, No.6, pp.481-483, June
- [25] Görür A., 2002, A novel dual-mode bandpass filter with wide stopband using the properties of microstrip open-loop resonator, IEEE Microwave and Wireless Compon. Letts., vol.12, No.10, pp.386-388, Oct.
- [26] Görür A., Karpuz C., and Akpınar M., 2003 A Reduced-Size Dual- Mode Bandpass Filter with Capacitively Loaded Open-Loop Arms, IEEE Microwave and Wireless Compon. Letts., vol.13, No.9, pp.385-387, Sep

- [27] Eryilmaz G.M., Karpuz C., and GÖRÜR A., 2008, Asymmetric dual-mode microstrip filters with adjustable transmission zero, IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol.2, No.8 pp.839-847
- [28] Görür A., Karpuz C., 2007, Compact Dual-Band Bandpass Filters Using Dual-Mode Resonators, Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International pp 905-908, Jun
- [29] Helvacı A. K., Karpuz C., and GÖRÜR A, 2005, Compact dual-mode microstrip resonator for 900 MHz bandpass filter applications, Microwave and Optical Tech. Lett., Vol.45, No.5, pp.376-377, June
- [30] Görür A., 2004, Description of coupling between degenerate modes of a dual-mode microstrip loop resonator using a novel perturbation arrangement and its dual-mode bandpass filter applications, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol.52, no.2, pp.671-677, Feb.
- [31] Görür A. and Karpuz C., 2007, Miniature dual-mode microstrip filter, IEEE Microwave and Wireless Compon. Letts., vol.17, No.1, pp.37-39, Jan
- [32] Görür A., 2004, Realization of a dual-mode bandpass filter exhibiting either a Chebyshev or an elliptic characteristic by changing perturbation's size, IEEE Microwave and Wireless Compon. Letts., vol.14, No.3, pp.118-120, Mar.
- [33] Banciu, Lojewski M.G., Ioachim G., Nedelcu A., 2004, new planar compact dual mode filters for mobile communications, Semiconductor Conference, Vol:1 Oct
- [34] Huang T. H., Chen H. J., Chang C. S., 2006, A Novel Compact Ring Dual-Mode Filter With Adjustable Second-Passband for Dual-Band Applications, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, VOL. 16, NO. 6, Jun
- [35] Huang X. D., Cheng C. H., 2006, A novel microstrip bandpass filter using a dual-mode square-ring resonator, Microwave and Optical Technology Letters Volume 48 Issue 4, Pages 667 – 669, Feb.
- [36] Sheta A. F., 2008, A small size dual-mode patch filter , International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, Volume 28, Number 1-2 / 2008, pp 117-122, Sep
- [37] Sung Y., 2008, compact and low insertion loss dual-mode bandpass filter, doi 10.1002/mop microwave and optical technology letters / Vol. 50, No. 12, December
- [38] Wang Y. X., Wang B. Z., and Wang J. P., 2007, A compact square loop dual-mode bandpass filter with wide stop-band, Progress In Electromagnetics Research, PIER 77, 67–73

- [39] Sheta A.F., Dib N. and Mohra A., 2006, Investigation of new nondegenerate dual-mode microstrip patch filter, IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Vol. 153, No. 1, February
- [40] Hong J. S., Lancaster M. J., 1995, Microstrip Bandpass Filter Using Degenerate Modes of a Novel Meander Loop Resonator, IEEE microwave and guided wave letters, vol. 5, no. 11, november
- [41] Wang Y.-Z. and Her M.-L., 2007, Miniaturised dual-mode microstrip bandpass filters with wide upper stopband, IET Microw. Antennas Propag., 1, (4), pp. 904–910
- [42] Chen C. H., Chen H. M., Lin Y.F. and Yangs C. F., 2008, miniaturized dual-modebandpass filter using meander square-ring resonator, doi 10.1002/mop microwave and optical technology letters / Vol. 50, No. 8, August
- [43] Chen H. J., Huang T. H., chen L. S., Hounq M. P., 2006, new design concept of dualmode bandpass filter by using nonorthogonal input and output ports for wireless application, doi 10.1002/mop microwave and optical technology letters / Vol. 48, No. 4, April
- [44] Hettstedt, Lehmann F., Knoechel T, 2009, Novel dual mode microstrip bandpass-filter, Microwave Magazine, IEEE Vol: 10 pp 155-157 Feb
- [45] Kang W., Hong W. and Zhou J.Y., 2008, Performance improvement and size reduction of microstrip dual-mode bandpass filter, electronics letters Vol. 44 No. 6 March
- [46] Hong J. S., Li S., 2004, Theory and Experiment of Dual-Mode Microstrip Triangular Patch Resonators and Filters, IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 52, NO. 4, April
- [47] Matthaei G. L., Young L. And Jones E. M. T., 1980, Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures, Artech House, Dedham, Mass
- [48] Wolff I., 1972, Microstrip Bandpass Filter Using Degenerate Modes Of A Microstrip Resonator, Electronic Letters, 8, 12, June, 302-303.
- [49] Hsieh L. H., Chang K., 2002, Equivalent Lumped Elements G, L, C And Unloaded Q's Of Closed And Open-Loop Ring Resonators, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 50, pp 453-460, February.
- [50] Wolff I., Knoppik N., 1971, Microwave Ring Resonator And Dispersion Measurements On Microstrip Lines, Electron Lett., Vol 7 No. 26, pp. 779-781, December 30.
- [51] Wu Y. S. And Rosenbaum F. J., 1973, Mode Chart For Microstrip Ring Resonator, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol MTT-21 pp. 487-489, July

- [52] Watkins J., 1969, Circular Resonant Structures In Microstrip, Electronic Letters, Vol 5 pp 524-525 October 16
- [53] Chang K., Hsieh L. H., 2004, Microwave Ring Circuits And Related Structures, John Wiley & Sons, Inc.
- [54] Sabban A and Gupta K.C., 1992, A planar-lumped model for coupled microstrip line discontinuities, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Vol 40 pp 245-252 Feb
- [55] Maeda M., 1972, An Analysis of Gap in Microstrip Transmission Lines, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Vol 20 pp 390-396 Jun
- [56] Gopinath A., Gupta C., 1978, Capacitance Parameters of Discontinuities in Microstriplines, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Vol 26 pp 831-836 Oct
- [57] Newham P., 1978, Coupling across gap in thick microstrip line, Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H Vol 136 pp 64-66 Feb
- [58] Bedenek P., Silvester P., 1972, Equivalent Capacitances for Microstrip Gaps and Steps, IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-20, NO. 11, Nov
- [59] Bedenek P., Silvester P., 1972, Equivalent Capacitances of Microstrip Open Circuits, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT 20, No. 8, Aug
- [60] Easter B., 1975, The Equivalent Circuit of Some Microstrip Discontinuities, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol 23 pp 655-660, Aug
- [61] Gupta K.C., Garg R., Bahl I. Bahartis P., 1996, Microstrip Lines and Slotlines, Second Edition, Artech House, Boston
- [62] Kirschning M., Jansen R.H., Koster N.H.L., 1983, measurement and computer-aided modeling of microstrip discontinuities by an improved resonator method, Microwave Symposium Digest, MTT-S International, vol 83 pp 495-497, May
- [63] Hong J. S., Lancaster M. J., 2001, Microstrip Filters for RF and Microwave Applications, John Wiley and Sons. Inc., N. Y.
- [64] EM User's Manual, 2007, Version 11.54, Sonnet Software, Inc., Liver., NY
- [65] Genesys 2007.08 program
- [66] Matlab 2008b

- [67] A. Rabeea, 2006, Design Methodology For Microstrip Dual-Mode Filters
Arkansas University, May
- [68] <http://www.rogerscorp.com/acm/products/12/RT-duroid-6002-6202-6006-6010-PTFE-Ceramic-Laminates.aspx>
- [69] <http://www.arlon-med.com/Diclad.pdf>
- [70] B. Wadell, 1991, Transmissionline Design Handbook, Artech House
- [71] <http://www.lpkf.com/>
- [72] <http://www.home.agilent.com/agilent/product.jsp?pn=E5071C>

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : AHMET ÖZDEMİR

Doğum Yeri : Isparta

Doğum Yılı : 1984

Medeni Hali : Evli

Eğitim ve Akademik Durumu:

Yüksek Lisans 2007 - 2010 : Hacettepe Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği,
ANKARA

Lisans 2002 – 2007 : Hacettepe Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği,
ANKARA

Lise 1998 – 2002 : Mürşide Ermumcu Anadolu Öğretmen Lisesi
ISPARTA

Yabancı Dil : İngilizce

İş Tecrübesi:

2007 - ... : Meteksan Savunma Sanayi A.Ş.
ANKARA
Mühendis