

T.C.
Niğde Üniversitesi
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ÇOK GENİŞ BAND MİKROŞERİT FİLTRELER

DOKTORA TEZİ

Niğde Üniversitesi
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELİF GÜNTÜRKÜN ŞAHİN

Haziran 2016

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

ÇOK GENİŞ BAND MİKROŞERİT FİLTRELER

ELİF GÜNTÜRKÜN ŞAHİN

Doktora Tezi

Danışman

Prof. Dr. Adnan GÖRÜR

Haziran 2016

Elif GÜNTÜRKÜN ŞAHİN tarafından **Prof. Dr. Adnan GÖRÜR** danışmanlığında hazırlanan “**Çok Geniş Band Mikroserit Filtreler**” adlı bu çalışma jürimiz tarafından Niğde Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği** Ana Bilim Dalı’nda Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Prof. Dr. Kerim GÜNEY, Nuh Naci Yazgan Üniversitesi



Üye : Prof. Dr. Celal YILDIZ, Erciyes Üniversitesi



Üye : Prof. Dr. Adnan GÖRÜR, Niğde Üniversitesi



Üye : Prof. Dr. Ceyhun KARPUZ, Pamukkale Üniversitesi



Üye : Yrd. Doç. Dr. Yasemin ALTUNCU, Niğde Üniversitesi



ONAY:

Bu tez, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulunca belirlenmiş olan yukarıdaki jüri üyeleri tarafından/...../20.... tarihinde uygun görülmüş ve Enstitü Yönetim Kurulu’nun/...../20.... tarih ve sayılı kararıyla kabul edilmiştir.

...../...../20...

Doç. Dr. Murat BARUT
MÜDÜR

TEZ BİLDİRİMİ

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

Elif GÜNTÜRKÜN ŞAHİN

ÖZET

ÇOK GENİŞ BAND MİKROŞERİT FİLTRELER

GÜNTÜRKÜN ŞAHİN, Elif

Niğde Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman : Prof. Dr. Adnan GÖRÜR

İkinci Danışman : Prof. Dr. Ceyhun KARPUZ

Haziran 2016, 90 sayfa

Bu tez çalışmasında, çok geniş band ve geniş band band geçiren filtre tasarımları gerçekleştirilmiştir. Açık devre sonlandırmalı yan hatlara sahip bir kare halka beş modlu rezonatör, paralel kuplajlı iletim hatları ile beslenerek yeni bir çok geniş band mikroşerit yedinci dereceden band geçiren filtre tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan filtrede kullanılan kare halka rezonatöre iletken yama şeklinde iki adet perturbasyon elemanı eklenerek, band içi geriye dönme kaybı seviyesinin kontrolü sağlanmıştır. Beş modlu rezonatörün teorik analizi için ABCD matris sentezi metodu kullanılmıştır. Ayrıca bu tez çalışmasında paralel kuplajlı 3 hatlı iletim hatları üçüncü, beşinci ve yedinci dereceden filtre tasarımları yapılmıştır. Paralel kuplajlı yapıların uç uca eklenmesi ile oluşan çeyrek dalga boyu ve yarım dalga boyu rezonatör yapıları ile filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu filtrelerde ayarlama elemanlarının kullanılması ile rezonatörlere uygulanan kuplaj şiddeti kontrol edilmiş ve band içi geriye dönme kaybı seviyelerinin ayarlanması sağlanmıştır. ABCD matris sentezi metodu kullanılarak teorik cevapları elde edilmiştir. Tez çalışması kapsamında dört adet band geçiren filtre imal edilmiş olup, filtrelerin benzetim, teorik ve ölçüm sonuçları birbirleriyle uyum içerisinde.

Anahtar Sözcükler: Çok geniş band, geniş band, band geçiren filtre, beş modlu rezonatör, ABCD matrisi, paralel kuplajlı hatlar.

SUMMARY

ULTRA WIDEBAND MICROSTRIP FILTERS

GÜNTÜRKÜN ŞAHİN, Elif

Nigde University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor : Professor Dr. Adnan GÖRÜR

Co-Advisor : Professor Dr. Ceyhun KARPUZ

June 2016, 90 pages

In this PhD thesis, wideband and ultra wideband microstrip bandpass filters are proposed. A novel ultra wideband seventh degree bandpass filter is designed by using square loop open ended parallel stub loaded quintuple-mod resonator. The proposed ultra wideband filter is coupled to parallel-coupled feed lines which brings two more resonant modes to the filter design. Two conductor patch perturbation elements are used to control the in-band return loss levels. In addition, parallel-coupled three line structures are used to design third, fifth and seventh degree wideband bandpass filter designs. Coupling strengths is controlled by adjusting elements on parallel-coupled lines. Theoretical analysis of quintuple-mode resonator and parallel coupled three line structures are both realized by ABCD synthesis method according to their equivalent circuits. In this work, finally, four bandpass filters are fabricated. Simulation, theoretical and measured results of all filters are presented in good agreement.

Keywords: ultra wideband, wideband, bandpass filter, quintuple-mod resonator, ABCD matrix, parallel-coupled lines.

ÖN SÖZ

Bu doktora tez çalışmasında, açık devre sonlandırılmalı yan hatlara sahip olan bir kare halka beş modlu rezonatör kullanılarak yeni bir çok geniş band band geçiren filtre tasarlanmıştır. Tasarlanan filtre çok geniş band frekans sahası içerisinde beş rezonans moduna sahiptir ve giriş/çıkış portları paralel kuplajlı besleme hatları üzerinden filtreye kuple edilmiştir. İlk üç rezonans modu yan hat yüklemeli kare halka rezonatör kullanılarak elde edilmiş ve diğer iki mod ise açık devre sonlandırılmalı paralel yan hatlar ve rezonatör arasındaki kuplajın etkisiyle elde edilmiştir. Tasarlanan çok geniş band filtre, kuplaj hatlarının doğal cevabı olarak oluşan iki mod ve beş modlu rezonatör ile birlikte yedi kutba sahiptir. İki adet yama tipinde perturbasyon elemanı band içi yansıma kaybını kontrol etmekte kullanılır. Bu çalışmaya ek olarak, tez çalışması kapsamında paralel kuplajlı üç hatlı yapılar kullanılarak, üç, beş ve yedinci dereceden mikroserit geniş band band geçiren filtreler tasarlanmıştır. Bu yapılarda ayarlama elemanlarının kullanılmasıyla, filtrelere uygulanan kuplaj şiddeti değiştirilerek, band içi dönme kaybı seviyelerinin kontrol edilmesi sağlanmıştır. Asimetrik kuplaj hatlarının kullanıldığı bu yapıları, teorik cevaplarının elde edilebilmesi için ABCD matris sentezi methodu kullanılmıştır. Tez çalışması kapsamında tasarlanan dört filtre, bağlı dielektrik sabiti 6.15 olan bir RT/Duroid malzeme üzerine gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan filtreye ait benzetim, teorik ve ölçüm sonuçları uyum içerisinde dir.

Doktora tez çalışmamın yürütülmesi esnasında, çalışmalarına yön veren, bilgi ve yardımlarını esirgemeyen ve bana her türlü desteği sağlayan danışman hocam, Sayın Prof. Dr. Adnan GÖRÜR'e, yardımcı danışmanım Prof. Dr. Ceyhun KARPUZ'a en içten teşekkürlerimi sunarım. Bu tezin hazırlanması esnasında sık sık yardımlarına başvurduğum kıymetli meslektaşlarım Arş. Gör. Ali Kürşad GÖRÜR'e ve Arş. Gör. Pınar ÖZTÜRK ÖZDEMİR'e minnet ve şükran duygularımı belirtmek isterim.

Bu tezi, sadece bu çalışmam boyunca değil, tüm öğrenim hayatım boyunca maddi ve manevi koruyuculuğumu üstlenen babam Vedat GÜNTÜRKÜN'e, annem Fadime GÜNTÜRKÜN'e, kardeşim Doğan GÜNTÜRKÜN'e ve eşim İltiş Alp ŞAHİN'e ithaf ediyorum.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
SUMMARY	v
ÖN SÖZ	vi
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	vii
ÇİZELGELER DİZİNİ	x
ŞEKİLLER DİZİNİ	xi
FOTOĞRAFLAR DİZİNİ	xiv
SİMGE VE KISALTMALAR	xv
BÖLÜM I GİRİŞ	1
1.1 Amaç ve Kapsam	3
1.2 Literatür Özeti	3
BÖLÜM II MİKRODALGA DEVRE ANALİZİ	13
2.1 Devre Değişkenleri	13
2.2 Saçılma Parametreleri	15
2.3 Kısa Devre Admittans Parametreleri	18
2.4 Açık Devre Empedans Parametreleri	19
2.5 ABCD Parametreleri	20
2.6 İletim Hattı Devreleri	22
2.7 Devre Bağlantıları	23
2.8 Devre Parametreleri Dönüşümü	25
BÖLÜM III MİKRODALGA FİLTRE TASARIMI	27
3.1 İletim Hatlarının Reaktans Özellikleri	28
3.1.1 Kısa devre sonlandırılmalı $\lambda_g/2$ iletim hattı	28

3.1.2 Açık devre sonlandırılmalı $\lambda_g/2$ iletim hattı	30
3.1.3 Kısa devre sonlandırılmalı $\lambda_g/4$ iletim hattı.....	32
3.1.4 Açık devre sonlandırılmalı $\lambda_g/4$ iletim hattı	34
3.2 Paralel Kuplajlı İki Hatlı Yapılar ve Even Odd Mod Empedansları	35
3.2.1 Simetrik yapılar ve tek-çift mod empedansları.....	35
3.2.2 Asimetrik yapılar ve tek-çift mod empedansları	42
3.3 Paralel Kuplajlı Üç Hatlı Yapılar ve ABCD Matrislerinin Sentezi	43
BÖLÜM IV GENİŞ BAND FİLTRE TASARIMI.....	46
4.1 Paralel Kuplajlı Hatlar ile Filtre Tasarımı	46
4.1.1 İkinci dereceden geniş band band geçiren filtre	46
4.1.2 Üçüncü dereceden geniş band band geçiren filtre	50
4.1.3 Beşinci dereceden geniş band band geçiren filtre.....	53
4.1.4 Yedinci dereceden geniş band band geçiren filtre.....	55
4.2 Çok Geniş Bandlı Filtrelerde Kullanılan Çok Modlu Rezonatör Tasarımı	57
4.2.1 Tek modlu rezonatör tasarımı.....	57
4.2.2 Üç modlu rezonatör tasarımı	59
4.2.3 Beş modlu rezonatör tasarımı	62
4.2.4 Açık devre sonlandırılmalı paralel yan hatlar ve eşdeğer iletim hattı modeli ..	66
4.3 Paralel Kuplajlı Hatlar ve Çok Modlu Rezonatör Kullanılarak Çok Geniş Bandlı Filtre Tasarımı.....	69
BÖLÜM V DENEYSEL ÇALIŞMALAR	74
5.1 Paralel Kuplajlı Hatlı Filtreler	74
5.1.1 Üç kutuplu filtre.....	74
5.1.2 Beş kutuplu filtre	76
5.1.3 Yedi kutuplu filtre.....	77
5.2 Çok Geniş Bandlı Filtre	78

BÖLÜM V SONUÇ VE ÖNERİLER	81
KAYNAKLAR	84
EKLER.....	88
ÖZ GEÇMİŞ	89
TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER	90



ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 5.1. Üçüncü dereceden GB filtrenin benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması	75
Çizelge 5.2. Beşinci dereceden GB filtrenin benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması.	77
Çizelge 5.3. Yedinci dereceden GB filtrenin benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması	78
Çizelge 5.4. Yedinci dereceden ÇGB filtrenin benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması	79

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Kısa devre yan hatlar kullanılarak tasarlanmış filtre devresi	4
Şekil 1.2. Shaman ve Hong (2006)'daki çalışmanın konfigürasyonu	4
Şekil 1.3. Uhm vd. (2008)'de tasarlanan yan hatlı ÇGB filtre konfigürasyonu	5
Şekil 1.4. Zhu vd. (2001)'de verilen çalışmanın konfigürasyonu	6
Şekil 1.5. Zhu vd. (2005)'deki ÇMR'ün (a) yapısı (b) frekans cevabı.....	7
Şekil 1.6. Li ve Zhu (2007)'de verilen çalışmanın konfigürasyonu	7
Şekil 1.7. Literatürdeki çift-mod rezonatörler kullanılarak tasarlanan ÇMR rezonatör örnekleri (Wu vd. 2010, Song and Fan, 2009, Namsang vd., 2010, Thirumalaivasan ve Nakkeeran, 2010) (a) kare halka (b) daire (c) üçgen (d) altıgen.....	8
Şekil 1.8. Dual-mod kare halka rezonatör ile elde edilen ÇGB filtre konfigürasyonu.....	9
Şekil 1.9. EBG yapısı kullanılarak oluşturulmuş ÇMR konfigürasyonu.....	10
Şekil 1.10. Chen vd. (2013)'deki çalışmada tasarlanan filtrenin (a) tasarımı (b) frekans cevabı	10
Şekil 1.11. 3'lü kuplajlı hatlar kullanılarak filtre tasarımı.....	11
Şekil 1.12. Zhou vd. (2015)'deki çalışmada verilen ÇGB filtre konfigürasyonu.....	11
Şekil 2.1. İki kapılı bir mikrodalga devresinin devre değişkenleri ile gösterimi.....	13
Şekil 2.2. İki kapılı devre örnekleri ve onların <i>ABCD</i> matrisi	21
Şekil 2.3. Devre bağlantı şekilleri (a) paralel (b) kaskad	24
Şekil 3.1. l uzunluğundaki kısa devre sonlandırılmalı kayıplı iletim hattının rezonans devre modeli (a) iletim hattı devre modeli (b) toplu eleman rezonans devre modeli.....	28
Şekil 3.2. l uzunluğundaki açık devre sonlandırılmalı kayıplı iletim hattının rezonans devre modeli (a) iletim hattı devre modeli (b) toplu eleman rezonans devre modeli	30
Şekil 3.3. $l = (2n - 1)\lambda_g / 4$ uzunluklu kısa devre sonlandırılmalı kayıplı iletim hattının (a) iletim hattı rezonans devresi (b) eşdeğer toplu eleman paralel rezonans devresi	32
Şekil 3.4. $l = (2n - 1)\lambda_g / 4$ uzunluklu açık devre sonlandırılmalı kayıplı iletim hattının (a)	

iletim hattı rezonans devresi (b) eşdeğer toplu eleman paralel rezonans devresi	34
Şekil 3.5. Kuplajlı mikroşerit hatların yandan görünüşü	35
Şekil 3.6. Bir çift kuplajlı mikroşerit hattın yarı-TEM modları (a) even mod (b) odd mod.....	35
Şekil 3.7. Kuek vd. (2013)'de verilen 2'li kuplaj hattının şematik gösterimi ve eşdeğer iletim hat modeli.....	42
Şekil 3.8. Paralel kuplajlı üç hatlı yapılar (a) Tip#1 yapısı (b) Tip#2 yapısı.....	44
Şekil 4.1 (a) İkinci dereceden filtre yapısı (b) eşdeğer iletim hat modeli.....	47
Şekil 4.2 İkinci dereceden simetrik paralel kuplajlı hatların benzetim ve teorik cevaplarının karşılaştırılması.....	48
Şekil 4.3. Simetrik durum için paralel kuplajlı hatların uzunluğunun değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi	49
Şekil 4.4. İkinci dereceden asimetrik paralel kuplajlı hatların benzetim ve teorik cevaplarının karşılaştırılması	49
Şekil 4.5. Asimetrik durum için paralel kuplajlı hatların uzunluğunun değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi	50
Şekil 4.6. (a) Üçüncü dereceden filtre yapısı (b) eşdeğer iletim hat modeli	51
Şekil 4.7. Ayarlama elamanının modlar üzerindeki etkisi	52
Şekil 4.8. Üçüncü dereceden GB BGF'nin benzetim ve teorik sonuçlarının karşılaştırılması	52
Şekil 4.9. (a) Beşinci dereceden filtre yapısı (b) eşdeğer iletim hat modeli	53
Şekil 4.10. Ayarlama elamanının modlar üzerindeki etkisi	54
Şekil 4.11. Beşinci dereceden GB BGF'nin benzetim ve teorik sonuçlarının karşılaştırılması	54
Şekil 4.12. (a) Yedinci dereceden filtre yapısı (b) eşdeğer iletim hat modeli	55
Şekil 4.13. Ayarlama elamanının modlar üzerindeki etkisi.....	56
Şekil 4.14. Yedinci dereceden GB BGF'nin benzetim ve teorik sonuçlarının karşılaştırılması	56
Şekil 4.15. Tek modlu rezonatörün (a) yapısı (b) eşdeğer devre modeli.....	57
Şekil 4.16. Tek modlu rezonatörün benzetim ve teorik frekans cevaplarının karşılaştırılması	58
Şekil 4.17. Kare halka rezonatörün L1 parametresi ile (a) saçılma parametrelerinin değişimi (b) rezonans frekansının değişimi	59
Şekil 4.18. Üç modlu rezonatörün (a) yapısı (b) eşdeğer devre modeli	59

Şekil 4.19. Tek modlu rezonatör ile üç modlu rezonatörün frekans cevaplarının karşılaştırılması	60
Şekil 4.20. Üç modlu rezonatörün modlarının L2 uzunluğu ile değişimi.....	61
Şekil 4.21. Üç modlu rezonatörün benzetim ve teorik frekans cevaplarının karşılaştırılması.....	62
Şekil 4.22 Beş modlu rezonatörün (a) yapısı (b) eşdeğer devre modeli	62
Şekil 4.23. (a) Yan hatlarının uzunluğunun frekans cevabı üzerindeki etkisi (b) rezonans frekanslarının değişimi	63
Şekil 4.24. Tek, üç ve beş modlu rezonatörlerin frekans cevapları	64
Şekil 4.25. $L_5=5$ mm için beş modlu rezonatörün teorik ve benzetim cevaplarının karşılaştırılması.....	64
Şekil 4.26. L_5 uzunluğunun frekans cevabına olan etkisi	65
Şekil 4.27. (a) Beş modlu rezonatör yapısı (b) $L_4=3.4$ mm iken L_5 uzunluğu etkisi	66
Şekil 4.28. (a) Yarım dalga boyu rezonatör konfigürasyonu (b) basitleştirilmiş eşdeğer iletim hattı modeli.....	67
Şekil 4.29. (a)Açık devre sonlandırılmalı yan hatların benzetim cevabıyla teorik cevaplarının karşılaştırılması (b) $L_5=2.0$ mm için beş modlu rezonatör ile yan hat cevabının karşılaştırılması.....	68
Şekil 4.30. (a) Yedi kutuplu ÇGB BGF yapısı (b) frekans cevabı	69
Şekil 4.31. Paralel kuplajlı iletim hatlarının (a) yapısı (b) frekans cevabı	70
Şekil 4.32. Paralel kuplajlı besleme hatları ile nihai yedi kutuplu ÇGB filtrenin frekans cevaplarının karşılaştırılması	71
Şekil 4.33. Perturbasyon elemanını frekans cevabı üzerindeki etkisi	71
Şekil 4.34. Kuplaj hatlarının uzunluğunun frekans cevabı üzerindeki etkisi	72
Şekil 4.35. L_6 uzunluğunun yedi kutuplu ÇGB filtrenin modları üzerindeki etkisi	72
Şekil 5.1. Üçüncü dereceden filtrenin benzetim, teorik ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması	75
Şekil 5.2. Beşinci dereceden filtrenin benzetim, teorik ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması.....	76
Şekil 5.3. Yedinci dereceden filtrenin benzetim, teorik ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması.....	77
Şekil 5.4. ÇGB BGF yapısının benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması.....	79

FOTOĞRAFLAR DİZİNİ

Fotoğraf 5.1. İmal edilen üçüncü dereceden GB BGF ve frekans cevabı.....	75
Fotoğraf 5.2. İmal edilen beşinci dereceden GB BGF ve frekans cevabı.....	77
Fotoğraf 5.3. İmal edilen yedinci dereceden GB BGF ve frekans cevabı.....	78
Fotoğraf 5.4. İmal edilen yedinci dereceden ÇGB BGF	80



SİMGE VE KISALTMALAR

Simgeler	Açıklama
Z_o	Karakteristik empedans
β	Faz sabiti
ε	Dalgacık faktörü (ripple factor)
γ	Yayıma sabiti
C_g	Boşluk kapasitesi (seri)
C_p	Boşluk kapasitesi (paralel)
S_{11}	Yansıma katsayısı
S_{21}	İletim katsayısı
ε_r	Etkin dielektrik sabiti

Kısaltmalar	Açıklama
GB	Geniş band
ÇGB	Çok geniş band
BGF	Band geçiren filtre
FBW	Kısmi band genişliği
RL	Yansıma kaybı
IL	Araya girme kaybı

BÖLÜM I

GİRİŞ

Mikrodalga filtreler, sinyallerin arzu edilen frekans sahalarında geçmesini veya bastırılmasını sağlayan devre elemanları olduğundan modern haberleşme sistemlerinin önemli bir yapıtaşdır. Günümüzde kablosuz veri aktarımı konusundaki hızlı gelişmelerle birlikte yakın mesafede yüksek oranlı veri iletimi başlıca önem verilen konulardan biri haline gelmiştir. Bu ihtiyaçların giderilmesine yönelik olarak dar band filtre yaklaşımlarının yanı sıra geniş band (GB) filtre tasarımları ön plana çıkmaktadır (Zhu vd. 2012).

Mikrodalga mühendisliğinde geniş band terimi geniş bir frekans bandı içerisinde çalışılması anlamına gelmektedir ve ilk olarak askeri uygulamalar için geliştirilmeye başlanmıştır. 2002 yılında Amerikan Federal İletişim Komisyonu (FCC), 3.1 GHz ile 10.6 GHz frekansları arasındaki bölgeyi dar band iletişim sistemlerine ek olarak çok geniş band (ÇGB) frekans sahası olarak belirlenmiş ve lisanssız kullanımına izin vermiştir. Bu durum, GB ve ÇGB sistemler için yapılan mikrodalga devre tasarımı çalışmalarında önemli bir artışa neden olmuştur. Bu sistemlerde hedeflenen amaç, 7.5 GHz'lik bir band genişliğinde 40 dB'lik düşük güç seviyesinde çalışarak diğer haberleşme sistemlerine etki etmeden, yakın mesafede yüksek hızlı bilgi işareti aktarımını sağlayabilmektir. Ayrıca ÇGB sistemleri, yüksek çözünürlüklü radarlar, hedef sensörler ile veri toplama, hassas yer tespiti ve hedef takibi uygulamalarında da kullanılmaktadır (Zhu vd. 2012).

ÇGB kablosuz haberleşmesi yeni bir terim olmamakla birlikte geçmişte farklı amaçlar için de kullanılmıştır. 1910 yıllarına kadar dar band yaklaşımı, bir boşluk kıvılcımı üretici (spark gap transmitter) tarafından oluşturulan çok geniş band sinyallerinin düşük spektral etkilerinin olmasından dolayı daha çok tercih ediliyordu. 1960'lı yıllara kadar bu durum devam etti. 1960 ile 1990 yılları arasında ÇGB filtreler, savunma ve askeri uygulamalarda yüksek güvenli iletişim için kullanılıyordu. Her ne kadar bu sistemler düşük spektral etkilere sahip olmuş olsa da radar izleme sistemlerinde sağladığı yüksek doğruluk nedeniyle çok büyük avantajlar sağlamaktaydı. Bu tarihten sonra 2002 yılında, FCC gerekli düzenlemeyi yaparak ÇGB sistemlerini sivil kullanım

için sunmuştur. Bu nedenle yüksek hızlı, düşük maliyetli, yüksek performanslı ve küçük boyuttaki filtreler haberleşme sistemlerinde oldukça önemli konuma gelmiştir (Zhu vd. 2012).

Frekans sahasının kullanımı açısından ÇGB sistemler büyük bir alan kapladığından, bu sistemlerin diğer iletişim sistemleriyle olan etkileşimini önlemek (Bluetooth, Wi-Fi, vb.), istenmeyen sinyallerin ve parazitlerin bu sistemlere olan olumsuz etkisini yok etmek için bant tutan filtre (BDF) ya da bant geçiren filtrelerin (BGF) tasarlanması ihtiyacı doğmuştur.

ÇGB sistemlerinin kilit elemanı olan yüksek performanslı ÇGB BGF'nin, geçme bandında düşük araya girme kaybına ve düz bir grup gecikmesine sahip, geçme bandının yakınında ise keskin ve büyük bir zayıflamaya sahip olması arzu edilen filtre özelliklerindedir. Bununla birlikte ÇGB BGF'ler geniş tutma bandında ÇGB sinyallerinin spektrumlarını kontrol etmekte de kullanılır. Ayrıca yine dar band yaklaşımında olduğu gibi istenmeyen sinyallerin bastırılması ihtiyacı nedeniyle de BDF tasarımları ÇGB sistemleri için gerekli olan filtre çeşitlerinden biridir. Günümüze kadar yapılmış olan çalışmaların bu iki filtre üzerinde yoğunluk kazandığı görülmektedir. Ayrıca bu yeni frekans bölgesi üzerinde çalışan filtre tasarımları için düzlemsel (planar) filtre yapılarından mikroşerit hatların sıklıkla kullanıldığı görülmektedir. Bilindiği gibi mikroşerit hatlar kullanılarak gerçekleştirilen filtre yapıları küçük boyut, yüksek kalite faktörü, düşük araya girme kaybı gibi avantajlara sahiptir.

Literatürde mikroşerit devre elemanlarıyla gerçekleştirilen ÇGB filtre yapılarına örnek olarak, Çoklu-Mod Rezonatör yapıları (ÇMR), kısa devre veya açık devre yan hatlarla gerçekleştirilen filtreler, Elektromanyetik Bant Boşluk yapıları (EBG-Electromagnetic Bant Gap), Bozulmuş Toprak Düzlemsel yapılar (DGS- defected ground structure), Basamak Empedans Rezonatör yapıları (SIR-stepped impedance) ve paralel kuplajlı iletim hatlarıyla oluşturulmuş yapılar verilebilir.

1.1 Amaç ve Kapsam

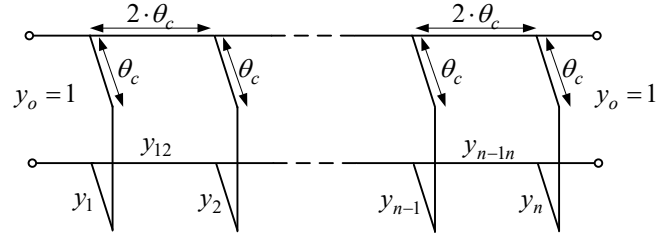
Bu tezin temel amacı, 3.1-10.6 GHz frekans bandları arasında çalışan ÇGB sistemleri için hafif kütleli, yüksek performans ve seçiciliğe sahip mikroşerit filtre tasarımlarının gerçekleştirilmesidir. Bu amaç doğrultusunda yedi kutuplu mikroşerit ÇGB filtre ile üçüncü, beşinci ve yedinci dereceden geniş bantlı filtreler tasarlanmaktadır. ÇGB filtre tasarımında açık devre sonlandırılmalı yan hatlara sahip kare halka rezonatörün giriş-çıkış portlarına kapasitif bir şekilde kuplajlanmasıyla hedefe ulaşılması planlanmıştır. Önerilen rezonatörün literatürdeki ÇGB filtre tasarımlarında kullanılan rezonatörlere göre daha fazla moda sahip olması arzu edilmiş, böylece tez kapsamında tasarlanan ÇGB filtrenin seçiciliğinin artırılması hedeflenmiştir. Diğer GB filtre tasarımlarında ise paralel kuplajlı hatların kullanılması amaçlanmıştır. Yedi kutuplu ÇGB filtre tasarımında kullanılan çoklu mod rezonatörün karakteristiği ve kuplajlı hatlar kullanılarak elde edilen geniş band (GB) filtrelerin teorik incelemesi ABCD matris sentezi yoluyla gerçekleştirilmektedir. Tez kapsamında geliştirilecek tüm tasarımların imal edilmesi ve imal edilen devrelerin ölçüm sonuçlarının teorik ve benzetim sonuçlarının desteklemesi projenin bir diğer önemli amacıdır.

1.2 Literatür Özeti

Gelişen teknolojiyle birlikte yüksek hızlı veri iletimine verilen önem gün geçtikçe artmaktadır. Özellikle yakın mesafede yüksek hızlı veri aktarımı genel bir ihtiyaç haline almaktadır. Bu nedenle araştırmacıların ÇGB teknolojisine olan ilgisi gün geçtikçe artmaktadır. Literatürde ÇGB filtreler için mikroşerit kullanımı düşük maliyet, hafif kütle, yüksek performans gibi özellikleri beraberinde getirdiğinden oldukça yaygındır.

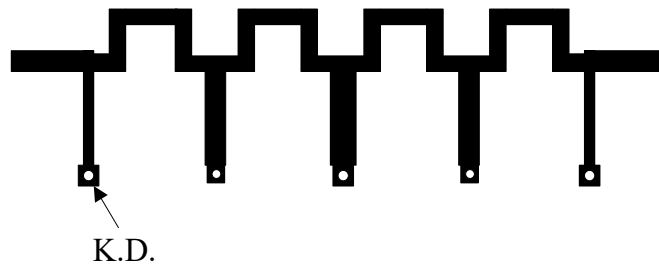
FCC'nin 2002'de ÇGB frekans sahasını belirlemesiyle birlikte, araştırmacılar bu sistemler için tasarlanan filtre yapılarına ağırlık vermişlerdir. Bu sistemler için farklı filtre tasarım yapıları mevcut olmakla birlikte Levy'nin 1972 ve 1974 yıllarında yapmış olduğu çalışmalar ÇGB uygulamalarının temeli olarak görülmektedir (Levy, 1972 ve 1974). Bu çalışmalarda Levy, θ_c (f_c -kesim frekansındaki elektriksel uzunluk) elektriksel uzunluğuna sahip kısa devre yan hatların $2\theta_c$ uzunluklu iletim hatlarıyla birleştirilmesi sonucu oluşan yeni bir filtre yapısını tasarlamıştır. Şekil 1.1.'de bu filtre görülmektedir.

Bu filtrelerin en ilgi çekici özelliklerinden bir tanesi n adet yan hat kullanılarak $2n-1$. dereceden filtrelerin elde edilebilmesidir. Eğer kullanılan yan hatlar kısa devre ise çok geniş bandlara sahip band geçiren filtrelerin tasarımında bu filtreler kullanılabilir. Bu filtreler geçme bandı içerisinde iyi bir karakteristiğe sahip olmalarının yanı sıra sabit bir grup gecikmesine de sahiptirler.

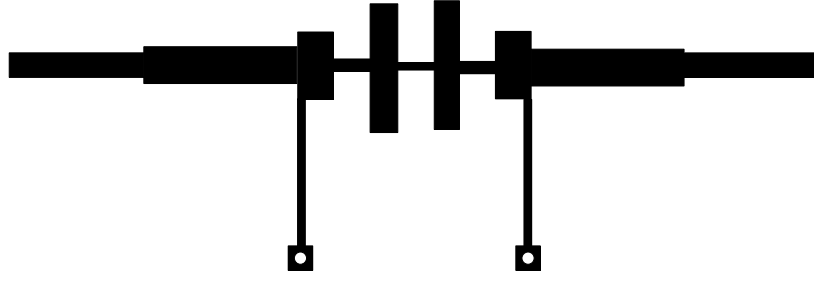


Şekil 1.1. Kısa devre yan hatlar kullanılarak tasarlanmış filtre devresi

Benzer şekilde kısa veya açık devre yan hatların kullanımıyla elde edilen filtre yapılarına ait bir örnek Shaman ve Hong (2006)'daki çalışmada verilmiştir. Bu yapıda beş adet kısa devre yan hat kullanılmış ve dokuzuncu dereceden bir mikroşerit BDF elde edilmiştir. Filtrenin kutup sayısı yan hatlar yardımıyla artırılmış ve böylece seçiciliği yüksek bir filtre elde edilmiştir. Aynı zamanda bu çalışmada tasarlanan filtrenin 3 boyutlu geometrik yapısı Şekil 1.2.'de verilmiştir. Bu filtrenin band içi yansıma kaybı her ne kadar düşük olsa da, tutma bandında çok sayıda harmoniğe sahiptir. Ayrıca filtre boyut olarak diğer tasarım yapılarına göre oldukça büyüktür.



Şekil 1.2. Shaman ve Hong (2006)'daki çalışmanın konfigürasyonu

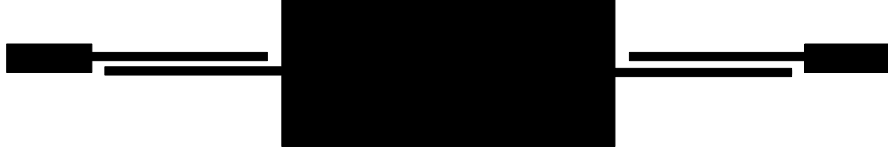


Şekil 1.3. Uhm vd. (2008)'de tasarlanan yan hatlı ÇGB filtre konfigürasyonu

Gong vd. (2007)'nin yapmış oldukları çalışmada Piecewise-frekans yaklaşım metodu kullanılarak kompleks dağılmış parametrelili bir ÇGB filtre yapısı yan hatların kullanımıyla elde edilmiştir. Bu yaklaşım metoduna göre ÇGB filtre tasarımında daha büyük bir esneklik sağlanabilmektedir. Üç adet açık devre yan hat kullanarak mikroşerit ÇGB BGF, sözü edilen yaklaşım metoduna göre elde edilmiş ve filtre yüksek seçicilik, küçük boyut, düşük araya girme kaybı gibi özelliklerinden dolayı ÇGB sistemler ve radar sistemleri için uygun olarak tasarlanmıştır.

Uhm vd. (2008)'de çalışmada kısa devre sonlandırmalı yan hatlar kullanılarak ÇGB bir filtre elde edilmiştir. Levy'nin (Levy, 1972 ve 1974)'deki çalışmalarına benzer şekilde burada kısa devre sonlandırmalı yan hatlar ile filtre tasarımı yapılmıştır. Buradaki filtre tasarımı Şekil 1.3.'de verilmektedir. Tutma bandındaki harmoniklerin yok edilmesi için basamak tipi rezonatör şeklinde alçak geçiren filtre tasarlanmış ve tutma bandında daha temiz bir cevap elde edilmesi sağlanmıştır. Bu çalışmada tasarlanan filtre hem boyut hem de filtre derecesi bakımından oldukça yetersiz kalmaktadır.

Literatürde paralel kısa ve açık devre yan hatlar kullanılarak oluşturulmuş çeşitli filtre örnekleri Cai vd. (2005, Wong vd. (2005), He ve Dong (2010)'daki çalışmalarda verilebilir. Bu yapılarda da genel olarak sağlanmak istenen başlıca özellik ÇGB frekans sahası içerisinde çalışması ve küçük boyuta, düşük maliyete ve yüksek performansa sahip olmasıdır. Bu tasarımlar her ne kadar düz bir grup gecikmesine sahip ve geçme bandında frekans cevapları iyi olsa da boyut bakımından diğer çalışmalara göre yetersiz kalmaktadır.



Şekil 1.4. Zhu vd. (2001)'de verilen çalışmanın konfigürasyonu

Kısa veya açık devre sonlandırmalı yan hatların kullanılmasıyla elde edilen GB ve ÇGB filtre uygulamalarının yanı sıra araştırmacıların bu filtre tasarımları için sıklıkla çalıştığı konulardan bir tanesi de Çoklu Mod Rezonatör (ÇMR) yapılarıdır. İlgili frekans sahası içerisinde filtre derecesinin artırılması, uygun kuplaj şiddetinin yüksek empedans bölmeli ince hat parçaları kullanılarak sağlanması, araya girme kaybının düşürülmesi, boyut küçültülmesine olanak sağlanması, halka ya da yama tipinde rezonatörlerin de bu yapılarda kullanılması gibi avantajları nedeniyle ÇMR yapıları araştırmacıların yoğun ilgisini çekmektedir. Zhu ve ekibinin Zhu vd. (2001)'de yapmış olduğu çalışma ÇMR yapılarının ilk örneklerinden sayılabilir.

Düşük empedans bölmeli bir dikdörtgen yama $\lambda/2$ rezonatöre, yüksek empedanslı $\lambda/4$ açık devre sonlandırmalı yan hatlar Şekil 1.5.'deki gibi tam ortasından eklendiğinde ilgililenilen frekans sahası içerisinde üç mod elde edilmiş ve bir ÇMR yapısı sağlanmıştır. Bu yapı yine $\lambda/4$ çeyrek dalga boyu yüksek empedanslı indüktif hat parçalarıyla kuplajlanmıştır. ÇMR'ün ilk üç moduna ek olarak elde edilen dördüncü ve beşinci modlar çeyrek dalga boyu kuplaj hatlarının oluşturduğu modlardır. Bu hatlar kullanılarak ÇMR kuplajlanmış ve ilave iki mod daha elde edilmiştir. Buradaki çalışma da GB BGF yapılarına örnek olarak verilebilir.

Zhu vd. (2001)'deki çalışmaya benzer şekilde Zhu ve ekibinin Zhu vd.(2005)'de yapmış olduğu çalışma Şekil 1.5.'de görülmektedir. Bu filtrenin çalışma frekansı ÇGB frekans sahasına göre tasarlanmış olup, band içi yansıma kaybı seviyesi benzetim ve ölçümde oldukça iyidir.



Şekil 1.5. Zhu vd. (2005)'deki ÇMR konfigürasyonu

Li ve Zhu (2007)'daki çalışmalarında Zhu vd. (2005)'deki yapıya ek olarak yan hatlarla yüklenmiş ÇMR yapısı üzerinde çalışılmıştır. Burada açık devre sonlandırmalı yan hatlar kullanılarak ÇGB frekans sahası içerisine dört modun oluşması sağlanmıştır. Şekil 1.6.'da filtre yapısında kullanılan ÇMR görülmektedir.



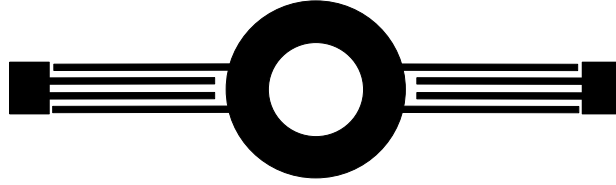
Şekil 1.6. Li ve Zhu (2007)'da verilen çalışmanın konfigürasyonu

Açık devre sonlandırmalı yan hatların uzunluğu arttıkça, toplam dalga boyunun artması ile birlikte, ilk iki modun sabit kalıp diğer modların daha düşük frekanslara kaydığı görülmektedir. Filtre, paralel kuplajlı üç hatlı iletim hatları kullanılarak beslenmiş olup, bu hatların uzunluğu filtrenin merkez frekansında iki modun daha oluşmasını sağlayacak şekilde ÇMR'ün dalga boyunun dörtte biri uzunluğundaki hatlarla kuplajlanmıştır. Bu şekilde beş kutuplu ÇGB bir filtre elde edilmiştir.

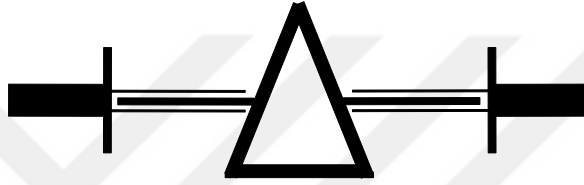
Kullanılan yan hatların uzunluğunun değişimi ile ilk iki modun rezonans frekansına etki etmeden diğer iki modun frekans ekseninde kayması sağlamıştır. Filtrenin mod frekanslarının yan hatlar kullanılarak kontrolünün yapılması açısından bu çalışma oldukça önem taşımaktadır.



(a)



(b)



(c)



(d)

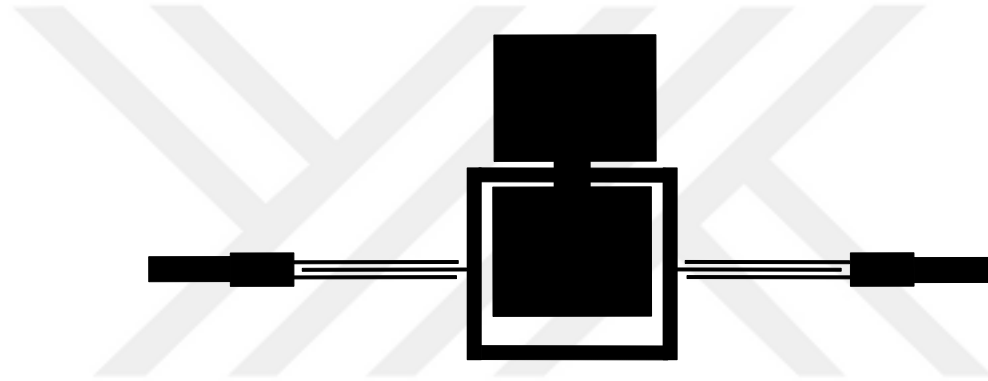
Şekil 1.7. Literatürdeki kare halka rezonatörler kullanılarak tasarlanan ÇMR rezonatör örnekleri (Wu vd., , 2010, Song and Fan, 2009, Namsang vd., 2010, Thirumalaivasan ve Nakkeeran, 2010) (a) kare halka (b) daire (c) üçgen (d) altıgen

ÇMR yapıları yarım dalga boyu rezonatörlere $\lambda/2$, açık devre sonlandırmalı çeyrek dalga boyu $\lambda/4$ yan hatların bağlanması suretiyle elde edilebilirken, halka ve yama rezonatör yapılarına bu yan hatların yüklenmesi ile de elde edilebilmektedir.

Halka rezonatörler kullanılarak elde edilen ÇMR yapılarına örnek olarak Wu vd. (2010), Song and Fan (2009), Namsang vd. (2010), Thirumalaivasan ve Nakkeeran, (2010)'daki çalışmalar verilebilir. Bu çalışmalarda sırasıyla kare, daire, üçgen ve altıgen halka şeklindeki rezonatörler kullanılmıştır. Şekil 1.7.'de sözü edilen filtre konfigürasyonları görülmektedir. Halka rezonatörlerin yatay simetri eksenlerine eklenen

birbirine özdeş yüksek empedanslı indüktif yan hat parçalarının sayısı, kullanılan rezonatörün şekline ve boyutlarına göre değişmekle beraber, bu yapıların ortak özelliği, çeyrek dalga boyu rezonatör davranışı gösteren paralel kuplajlı iletim hatları kullanılarak beslenmesidir.

Şekil 1.8.'de Kim ve Chang (2011)'de verilen çalışmanın boyutları ve frekans cevabı görülmektedir. Burada kare halka rezonatör kullanılarak ÇMR elde edilmiştir. Band içi yansıma kaybı seviyesini ayarlamak için basamak tipi giriş çıkış portları kullanılmıştır. Aynı zamanda filtrenin tek-çift mod analizi yapılmış, bu modların hareketi kare halka rezonatöre eklenmiş iki basamak tipi yan hattın empedanslarının değişimiyle kontrol edilmiştir.



Şekil 1.8. Kare halka rezonatör ile elde edilen ÇGB filtre konfigürasyonu

Yukarıdaki ÇMR çalışmalarına ek olarak boyut küçültülmesi amacıyla Zhu vd. (2001)'deki yapıya benzer şekilde oluşturulmuş ÇMR yapısında düşük empedanslı yama şeklindeki $\lambda/2$ rezonatör yerine, yeni bir küçültülmüş mikroşerit rezonans hücresi (CMCR) kullanılarak fiziksel olarak daha küçük boyutta bir ÇGB filtre elde edilmiştir.

Benzer şekilde boyut küçültülmesi amacıyla elektromanyetik band boşluk yapıları (EBG) yapıları literatürde mevcuttur. Şekil 1.9.'da Wong ve Zhu (2007)'deki çalışmada verilen EBG gömülü ÇMR devresi görülmektedir. Bu yapıdaki ilk üç rezonans modu EBG yapısından, dördüncü. mod ise interdiijital kuplaj hatları nedeniyle oluşmaktadır. Bu yapıda oluşan beşinci mod, EBG yapısının band durdurma etkisi nedeniyle ÇGB frekans sahasının dışında oluşmaktadır.



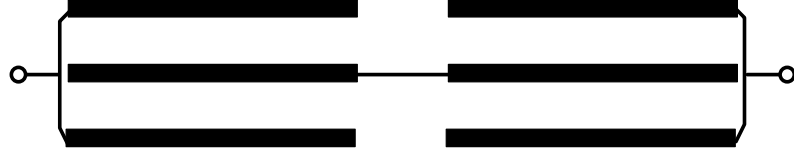
Şekil 1.9. EBG yapısı kullanılarak oluşturulmuş ÇMR konfigürasyonu

EBG gömülü ÇMR yapısı kullanılarak, üst tutma bandının genişlemesi sağlanmış, filtrenin keskinliği artırılmış, geçme bandında kayıplar azaltılmış ve boyut küçültülmesi sağlanmıştır. Benzer bir EBG çalışması Baik vd. (2008)'deki çalışmada mevcuttur. Burada küçültülmüş EBG hücreleri kullanılarak birden fazla yarı toplu eleman oluşturulup, yavaş dalga etkisi ile filtre yapısı gerçekleştirilmiştir.



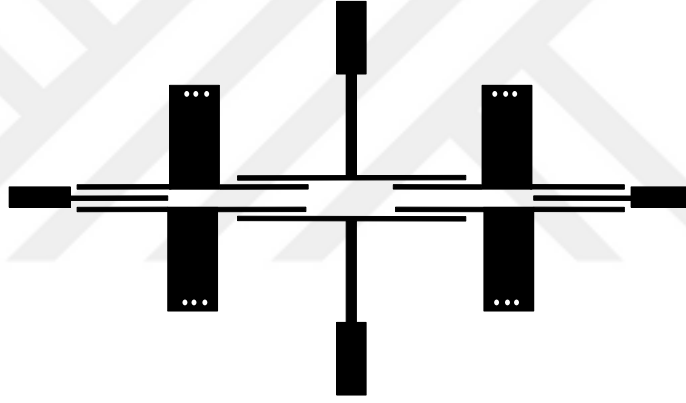
Şekil 1.10. (Chen vd., 2013)'deki çalışmada tasarlanan filtrenin (a) tasarımı (b) frekans cevabı

Basamak tipi rezonatör yapılarının, paralel kuplajlı iletim hatları kullanılarak birbirine kuplajlanması sonucu ÇGB filtre yapısının elde edilmesine ilişkin bir çalışma da Şekil 1.10.'da görüldüğü gibi Chen vd. (2013)'deki çalışmada verilmiştir. Burada basamak tipi rezonatörler kaskad bağlanıp, paralel kuplajlı ikili ve üçlü iletim hatları ile beslenmiştir. Üçlü iletim hatlarının teorik analizini elde etmek için oluşturulan $ABCD$ matrisi bu çalışmada verilmiştir. Benzer şekilde, bir tanesi merkezde olmak üzere basamak tipi rezonatör ve yanlarda özdeş empedanslı açık devre sonlandırılmalı yan hatların kullanıldığı bir çalışmada Chu vd. (2011)'de verilmiştir. Her iki çalışmada da basamak tipi rezonatörler kullanılmış ve paralel kuplajlı üç hatlı iletim hatlarıyla beslenmiştir.



Şekil 1.11. Paralel kuplajlı üç hatlı yapılar kullanılarak filtre tasarımı

ÇGB filtre tasarımları Şekil 1.11.'de verilen üçlü kuplajlı hatların birbirlerine uç uca eklenmesi ile de elde edilebilmektedir. Chen vd. (2013)'deki çalışmada verilen bu yapıda, özdeş kuplajlı hatların birbirine seri bağlanması, merkez frekansında bir adet $\lambda/2$ rezonatör ve iki adet $\lambda/4$ rezonatörün birbirine uygun şekilde kuplajlanması ile 3 kutuplu bir filtre oluşturacak şekilde tasarlanmıştır.



Şekil 1.12 Zhou vd. (2015)'deki çalışmada verilen ÇGB filtre konfigürasyonu

Şekil 1.12.'de Zhou vd. (2015)'de verilen çalışmanın yapısı ve frekans cevabı görülmektedir. Burada yukarıda bahsedilen kuplajlı iletim hatları, basamak tipi rezonatör yapısı ve kısa devre sonlandırmalı yan hatlar birlikte kullanılarak onbir kutuplu bir ÇGB filtre yapısı elde edilmiştir. Tasarlanan filtrenin kutup sayısının yüksek olması geçme bandı etrafında keskin bir cevaba neden olmuştur. Fakat bu filtre kare halka rezonatör yapıları kullanılarak elde edilen filtre yapılarına göre oldukça büyük ve band içi dönme kaybı seviyesi yüksektir.

Lin vd. (2010) ve Zhu ve Chu (2013)'da verilen çalışmalarda bozulmuş toprak düzlemler yapılar, halka rezonatörlerin ÇMR oluşturacak şekilde tasarlanması ile birlikte kullanılmıştır. Benzer şekilde Ahmed ve Virdee (2013)'deki çalışmada kare yama şeklindeki rezonatör üç adet açık devre sonlandırılmalı ve birbirinden farklı uzunluktaki yan hatlar kullanılarak ÇMR yapısı oluşturulmuştur.

Yukarıda verilen literatür taraması sonucunda, GB ve ÇGB sistemleri için iki farklı filtre konfigürasyonu kullanılarak, dört adet filtre tasarımı yapılmıştır. Bunlardan bir tanesi, beş modlu rezonatör oluşturacak biçimde tasarlanmış olan kare halka rezonatörün yan hatlı filtre tasarımlarına benzer şekilde dört adet açık devre sonlandırılmalı yan hat ve bu hatlar ile kare halka rezonatör arasındaki kuplaj kullanılarak elde edilmesi ile oluşan bir filtre tasarımıdır. Bu rezonatörler, giriş ve çıkışta, merkez frekansında rezonansa gelecek şekilde çeyrek dalga boyu rezonatör çiftleri ile beslenerek, geçme bandında iki mod daha oluşturularak yedi kutuplu bir filtre elde edilmesi sağlanmıştır. Tasarlanan ÇGB filtre de bulunan kare halka rezonatör üzerinde iki adet özdeş perturbasyon elemanı kullanılarak loop seviyelerinin kontrolünün sağlanması, ÇGB filtre tasarımları açısından ileriki tasarımlara ışık tutacak bir yenilik olarak verilebilir.

Bu çalışmaya ek olarak, tez çalışmasında paralel kuplajlı üç hatlı iletim hatları kullanılarak oluşturulan kuplajlı yarım dalga boyu ve çeyrek dalga boyu rezonatörler ile mod sayısı üç, beş ve yedi olan GB BGF tasarımı yapılmıştır. Literatürde üç hatlı kuplajlı yapılar kullanılarak tasarlanan filtre yapılarından farklı olarak, modlar arasındaki kuplajın ayarlama elemanı kullanılarak kontrolü, filtre derecesinin artırılması açısından bu filtreler farklılık göstermektedir. Ayrıca, tez çalışması kapsamında imal edilen dört filtrenin benzetim ve ölçüm sonuçlarına göre çok daha yüksek seçicilikte ve performanstadır.

BÖLÜM II

MİKRODALGA DEVRE ANALİZİ

Bilindiği üzere RF/mikrodalga mühendisliğinde önemli bir yer tutan filtreler, istenilen sinyallerin kullanılması, istenmeyen sinyallerin bastırılması ya da birleştirilmesi/ayrıştırılması amacı ile kullanılmaktadır. Fiziksel olarak pek çok farklı yoldan filtre tasarımları gerçekleştirilmesine rağmen, filtrelerin devre topolojileri hepsi için aynıdır.

Mikrodalga frekanslarında ampermetre ve voltmetre kullanılarak direk ölçüm metodu ile voltaj ve akım ölçülemez. Bu nedenle, mikrodalga frekanslarında voltaj ve akım parametreleri bir mikrodalga devresinin analizi için öncelikli olarak kullanılmaz. Bunun yanısıra filtre gibi bir mikrodalga devresi voltaj, akım ve empedans gibi parametreler kullanılarak alçak frekans devre eşdeğeri kullanılarak optimize edilebilir (Hong ve Lancaster, 2001).

Bu bölümde tez çalışması kapsamında tasarlanan filtrelerin teorik analizi için gerekli olan mikrodalga devre analizi yöntemleri verilecektir. Öncelikle tasarlanan filtreleri oluşturan devre parçalarının her birinin devre parametrelerinin elde edilmesi için iki kapılı bir devrenin empedans, admintans, saçılma ve $ABCD$ parametreleri hakkında bilgi verilecektir. Daha sonra seri, paralel ya da kaskad bağlı devre elemanları incelenecektir. Ayrıca, tek-çift mod devre analizi ile saçılma parametrelerinin nasıl elde edileceği üzerinde durulacaktır.

2.1 Devre Değişkenleri



Şekil 2.1. İki kapılı bir mikrodalga devresinin devre değişkenleri ile gösterimi

Çoğu RF/mikrodalga filtresi ve filtre elemanları, iki kapılı bir devre modeli kullanılarak Şekil 2.1.'deki gibi gösterilebilir. Burada V_1 , V_2 ve I_1 , I_2 , sırasıyla birinci ve ikinci kapının voltaj ve akım değerleridir. E_s , kaynak voltajı olmak üzere, Z_{01} ve Z_{02} giriş ve çıkış empedansları olarak verilmiştir.

Birinci kapıdan verilen ani giriş voltajı $v_1(t)$,

$$v_1(t) = |V_1| \cos(\omega t + \phi) = \operatorname{Re}(|V_1| e^{j(\omega t + \phi)}) = \operatorname{Re}(V_1 e^{j\omega t}) \quad (2.1)$$

olarak sinüsoidal formda verilebilir.

Burada giriş ve çıkış kapılarına gelen dalga değişkeni a_1 , a_2 , yansıyan dalga değişkeni b_1 , b_2 olmak üzere, bu dalga değişkenlerini mikrodalga frekanslarında ölçmek oldukça zordur. Bu nedenle dalga değişkenleri ile voltaj ve akım arasındaki ilişki aşağıdaki denklem takımıyla $n=1, 2$ olmak üzere,

$$V_n = \sqrt{Z_{0n}}(a_n + b_n) \quad (2.2a)$$

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}}(a_n - b_n) \quad (2.2b)$$

$$a_n = \frac{1}{2} \left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} + \sqrt{Z_{0n}} I_n \right) \quad (2.2c)$$

$$b_n = \frac{1}{2} \left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} - \sqrt{Z_{0n}} I_n \right) \quad (2.2d)$$

şeklinde verilebilir (Hong ve Lancaster, 2001, Zhu vd. 2012).

Denklem (2.2)'deki ifadeler kullanılarak her bir kapıdaki enerji,

$$P_n = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(V_n \cdot I_n^*) = \frac{1}{2} (a_n a_n^* - b_n b_n^*) \quad (2.3)$$

denklemleri ile verilir. Burada her bir kapı için gelen dalga gücünü $a_n a_n^* / 2$, yansıyan dalga gücünü $b_n b_n^* / 2$ çarpımları ile ifade etmektedir (Hong ve Lancaster, 2001).

2.2 Saçılma Parametreleri

İki kapılı bir devrede dalga değişkenleri ile saçılma parametreleri ya da S parametreleri arasındaki ilişki,

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.4a)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.4b)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.4c)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.4d)$$

denklemleri ile ifade edilir (Hong ve Lancaster, 2001, Zhu vd., 2012).

Buna göre S matrisi dalga değişkenleri kullanılarak,

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

şeklinde verilir. Denklem (2.5)'de verilen S_{11} ve S_{22} parametreleri yansıma katsayısı S_{12} ve S_{21} parametreleri ise iletim katsayısı olarak adlandırılır. Bu parametreler mikrodalga frekanslarında direkt olarak ölçülebilmektedir. S parametreleri genlik ve faz parametreleri kullanılarak kompleks bir büyüklük olarak tanımlanabilir. $m, n=1, 2$

olmak üzere, $S_{mn} = |S_{mn}|e^{j\phi_{mn}}$ ifadesi ile verilir. Sıklıkla genlik dB cinsinden,

$$20\log|S_{mn}| \text{ dB} \quad m, n=1, 2 \quad (2.6)$$

şeklinde verilir.

Aşağıdaki verilen denklemlerde filtre karakterizasyonu için gerekli olan iki parametre saçılma parametreleri,

$$IL = -20\log|S_{mn}| \text{ dB} \quad m, n=1, 2 \quad (2.7a)$$

$$RL = -20\log|S_{mn}| \text{ dB} \quad n=1, 2 \quad (2.7b)$$

kullanılarak elde edilebilir. Giriş ve çıkış kapıları arasındaki araya girme kaybı IL , dönme kaybı ise RL olarak adlandırılır. Dönme kaybı RL yerine, aşağıdaki denklem ile ifade edilen duran dalga oranı DDO kullanılabilir. Saçılma parametreleri cinsinden DDO ,

$$DDO = \frac{1+|S_{mn}|}{1-|S_{mn}|} \quad (2.8)$$

denklemini şeklinde verilebilir. Filtreler gibi frekans seçici bir devre vasıtasıyla işaret iletiminin sağlanması istendiğinde, giriş işaretine bağlı olarak çıkış işaretinde bir gecikme oluşmaktadır. Bu gecikmeyle ilgili olarak filtre karakterizasyonunda rol oynayan iki parametre daha vardır. Bunlardan ilki faz gecikmesidir ve

$$\tau_p = \frac{\phi_{21}}{\omega} \text{ sn} \quad (2.9)$$

eşitliğiyle tanımlanır. Denklem (2.9)'da verilen ϕ_{21} radyan, ω rad/sn olarak verilmiştir. Aslında, faz gecikmesi kararlı bir sinüzoidal işaret için zaman gecikmesi değildir ve kararlı bir sinüzoidal işaret bilgi taşımadığından gerçek işaret gecikmesi olması da

gerekmez. Bazen taşıyıcı gecikmesi olarak da ifade edilir. Daha önemli olan parametre grup gecikmesidir ve

$$\tau_d = \frac{d\phi_{21}}{d\omega} \text{ sn} \quad (2.10)$$

şeklinde tanımlanır. Bu, gerçek işaret (baseband signal) gecikmesidir ve zarfın gecikmesi olarak da bilinir.

Devre analizi ya da sentezinde S_{11} yansıma katsayısını, kaynağın iç direncini temsil eden Z_{01} empedansı kullanılarak ifade edilebilir. Birinci kapıdan bakıldığında görülen empedans $Z_{in1} = V_1/I_1$ şeklinde verilir. Denklem (2.2c) ve (2.2d)'de verilen dalga denklemleri Denklem (2.4a)'da kullanılarak S_{11} ,

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{V_1/\sqrt{Z_{01}} - \sqrt{Z_{01}}I_1}{V_1/\sqrt{Z_{01}} + \sqrt{Z_{01}}I_1} \quad (2.11)$$

denklemleri ile verilebilir. Denklem (2.11)'de $V_1 = Z_{in1}I_1$ ifadesi kullanılırsa,

$$S_{11} = \frac{Z_{in1} - Z_{01}}{Z_{in1} + Z_{01}} \quad (2.12)$$

olarak elde edilir. Benzer şekilde S_{22} ise,

$$S_{22} = \frac{Z_{in2} - Z_{02}}{Z_{in2} + Z_{02}} \quad (2.13)$$

denklemleri ile elde edilir. Denklem (2.13)'de verilen Z_{in2} empedansı ikinci porttan tüm devreye bakıldığında görülen empedanstır ve $Z_{in2} = V_2/I_2$ denklemi ile verilir.

S parametreleri mikrodalga devre analizinde kullanılan pek çok kullanışlı özelliğe sahiptir. Karşılıklı bir devrede $S_{12} = S_{21}$ olup, simetrik bir devrede ise $S_{11} = S_{22}$ olarak

verilebilir. Simetrik bir devre aynı zamanda karşılıklıdır. Enerjinin korunumu kanununa göre kayıpsız pasif bir devrede iletilen güç ve yansıyan güç birbirine eşit olmalıdır. Bu güç şartının matematiksel gösterimi ise,

$$S_{21}S_{21}^* + S_{11}S_{11}^* = 1 \text{ ya da } |S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1 \quad (2.14a)$$

$$S_{12}S_{12}^* + S_{22}S_{22}^* = 1 \text{ ya da } |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1 \quad (2.14b)$$

denklemleri yardımıyla gösterilir (Hong ve Lancaster, 2001).

2.3 Kısa Devre Admintans Parametreleri

İki kapılı bir devrede kısa devre admintans parametreleri ya da Y parametreleri,

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (2.15a)$$

$$Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (2.15b)$$

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (2.15c)$$

$$Y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (2.15d)$$

şeklinde verilir. Denklem (2.15)'de verilen ifadelerde $V_1 = 0$ birinci kapının kısa devre olması, $V_2 = 0$ ise ikinci kapının kısa devre olması anlamına gelmektedir. Y parametreleri,

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

ifadesi ile matris şeklinde verilebilir. Denklem (2.16) ile verilen matris kısa devre admintans matrisi ya da Y matrisi olarak adlandırılır ve $[Y]$ şeklinde gösterilir. Karşılıklı devrelerde $Y_{12} = Y_{21}$ ve simetrik devrelerde $Y_{11} = Y_{22}$ 'dir (Hong ve Lancaster, 2001, Zhu vd., 2012).

2.4 Açık Devre Empedans Parametreleri

İki kapılı bir devrede açık devre empedans parametreleri ya da Z parametreleri,

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (2.17a)$$

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (2.17b)$$

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (2.17c)$$

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (2.17d)$$

şeklinde verilir. Denklem (2.17)'de verilen ifadelerde $I_1 = 0$ birinci kapının açık devre olması, $I_2 = 0$ ise ikinci kapının açık devre olması anlamına gelmektedir. Z parametreleri,

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

ifadesi ile matris şeklinde verilebilir. Denklem (2.18) ile verilen matris açık devre empedans matrisi ya da Z matrisi olarak adlandırılır ve $[Z]$ şeklinde gösterilir. Karşılıklı devrelerde $Z_{12} = Z_{21}$ ve simetrik devrelerde $Z_{11} = Z_{22}$ 'dir.

Denklem (2.16) ve (2.18) kullanılarak $[Z]$ ve $[Y]$ matrisleri arasındaki ilişki,

$$[Z] = [Y]^{-1} \quad (2.19)$$

denklemini kullanarak verilebilir (Hong ve Lancaster, 2001, Zhu vd. 2012).

2.5 ABCD Parametreleri

İki kapılı bir devrenin $ABCD$ parametreleri,

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (2.20a)$$

$$B = \left. \frac{V_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \quad (2.20b)$$

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (2.20c)$$

$$D = \left. \frac{I_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \quad (2.20d)$$

şeklinde verilir. Denklem (2.20)'deki ifadelerde bir lineer denklem seti şeklinde verilen $ABCD$ parametreleri,

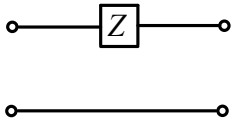
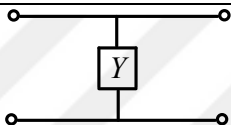
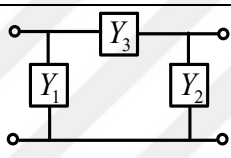
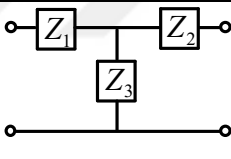
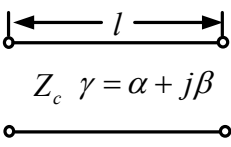
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

ifadesi ile matris şeklinde verilebilir. Denklem (2.21)'de verilen matris $ABCD$ matrisi olarak adlandırılır. Ayrıca bu matris iletim ya da zincir matris olarak da bilinir. $ABCD$ matrisi,

$$AD - BC = 1 \text{ (karşılıklı devreler için)} \quad (2.22)$$

$$A = D \text{ (simetrik devreler için)} \quad (2.23)$$

ifadeleri ile verilen özelliklere sahiptir (Hong ve Lancaster, 2001, Zhu vd., 2012).

Seri devre elemanı		$\begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
Paralel devre elemanı		$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}$
π devresi		$\begin{bmatrix} 1 + \frac{Y_2}{Y_3} & \frac{1}{Y_3} \\ Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3} & 1 + \frac{Y_1}{Y_3} \end{bmatrix}$
T devresi		$\begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_3} & Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} \\ \frac{1}{Z_3} & 1 + \frac{Z_2}{Z_3} \end{bmatrix}$
İletim hat bölümü		$\begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_c \sinh \gamma l \\ \frac{\sinh \gamma l}{Z_c} & \cosh \gamma l \end{bmatrix}$

Şekil 2.2. İki kapılı devre örnekleri ve onların $ABCD$ matrisi (Hong ve Lancaster, 2001, Zhu vd. 2012).

Eğer kayıpsız bir devre söz konusu ise, A ve D parametreleri saf reel, B ve C parametreleri ise saf imajinerdir. İki veya daha fazla alt devrelerden oluşmuş bir yapının analizini yapmak için $ABCD$ matrislerinin kullanımı oldukça kullanışlıdır. Şekil 2.2.'de farklı iki kapılı devre yapıları için $ABCD$ matrisleri verilmiştir (Hong ve Lancaster, 2001, Zhu vd., 2012).

2.6 İletim Hattı Devreleri

Şekil 2.1.'de verilen iki kapılı devrede giriş empedansı, $V_2 = -I_2 Z_{02}$ olmak üzere,

$$Z_{in1} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_{02}A + B}{Z_{02}C + D} \quad (2.24)$$

denklemini ile verilir.

l uzunluğundaki bir iletim hattının ABCD matrisi parametreleri Şekil 2.2.'de verilmiştir. Bu parametreler Denklem (2.24)'de kullanılarak, iki kapılı bir devrenin giriş empedansı,

$$Z_{in1} = Z_c \frac{Z_{02} + Z_c \tanh \gamma l}{Z_c + Z_{02} \tanh \gamma l} \quad (2.25)$$

denklemini ile verilebilir. Denklem (2.25)'de verilen Z_c iletim hattının karakteristik empedansı, γ kompleks yayılma sabiti ve l iletim hattının uzunluğu olarak verilmiştir. Kayıpsız iletim hatları için $\gamma = j\beta$ olmak üzere giriş empedansı Z_{in1} ,

$$Z_{in1} = Z_c \frac{Z_{02} + jZ_c \tan \beta l}{Z_c + jZ_{02} \tan \beta l} \quad (2.26)$$

denklemini ile ifade edilir. (Hong ve Lancaster, 2001).

Eğer bir iletim hattının sonu kısa devre veya açık devre sonlandırılırsa, iletim hattının giriş empedansı,

$$Z_{in1} \Big|_{Z_{02}=\infty} = \frac{A}{C} = \frac{Z_c}{\tanh \gamma l} \quad (2.27a)$$

$$Z_{in1} \Big|_{Z_{02}=0} = \frac{B}{D} = Z_c \tanh \gamma l \quad (2.27b)$$

ifadesiyle verilir.

Kayıpsız iletim hatlarında Z_{02} empedansının kısa devre ya da açık devre yapıldığı durumlar için,

$$Z_{inl}|_{Z_{02}=\infty} = \frac{A}{C} = \frac{Z_c}{\tanh \beta l} \quad (2.28a)$$

$$Z_{inl}|_{Z_{02}=0} = \frac{B}{D} = Z_c \tanh \beta l \quad (2.28b)$$

ifadeleri kullanılabilir. (Hong ve Lancaster, 2001).

2.7 Devre Bağlantıları

Filtre analizinde genellikle, filtre devresi bir veya daha fazla alt devreye bölünür. Bu alt devreler uygun şekilde birleştirilerek devre parametrelerinin elde edilmesi yoluna gidilir. Filtre analizinde sıklıkla karşılaşılan bağlantı şekilleri paralel, seri ve kaskad olmak üzere üç adettir.

Şekil 2.3(a).’da N' ve N'' devrelerinin paralel bağlantıları görülmektedir. Paralel bağlantılı devreler için en uygun devre parametresi Y matrisidir. Bu durumda,

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1' \\ I_2' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_1'' \\ I_2'' \end{bmatrix} \quad (2.29a)$$

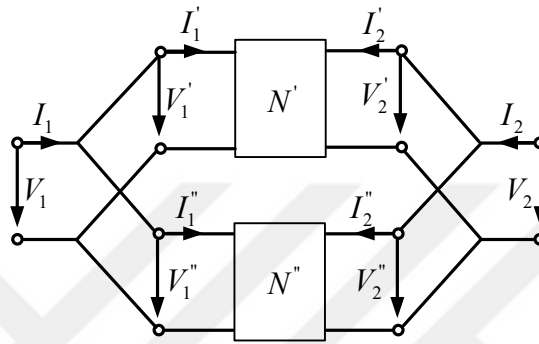
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1' \\ V_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1'' \\ V_2'' \end{bmatrix} \quad (2.29b)$$

şeklinde akım ve gerilim ifadeleri elde edilir. Buradan hareketle toplam devrenin Y matrisi,

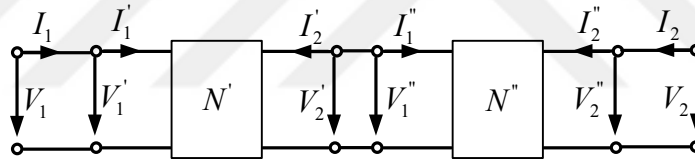
$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} Y'_{11} & Y'_{12} \\ Y'_{21} & Y'_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y''_{11} & Y''_{12} \\ Y''_{21} & Y''_{22} \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.30a)$$

$$[Y] = [Y'] + [Y''] \quad (2.30b)$$

şeklinde verilebilir. (Hong ve Lancaster, 2001).



(a)



(b)

Şekil 2.3. Devre bağlantı şekilleri (a) paralel (b) kaskad

Filtre tasarımı ve analizi yapılırken iki veya daha fazla devrenin kaskad bağlantısı sıklıkla kullanılır. Şekil 2.3(b).’de basit bir kaskad bağlı devre görülmektedir. Buradaki akım ve gerilim arasındaki ilişki,

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V'_1 \\ I'_1 \end{bmatrix} \quad (2.31a)$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V''_2 \\ I''_2 \end{bmatrix} \quad (2.31b)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada şu bilinmelidir ki, kaskad bağlı devrelerden N'

devresinin çıkışı N'' devresinin girişi olmaktadır. Bu durum,

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1'' \\ I_1'' \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

ifadesi ile verilir.

N' ve N'' devrelerinin her biri için $ABCD$ matrisi kullanılacak olursa,

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A'' & B'' \\ C'' & D'' \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

şeklinde verilebilir. Denklem (2.33)'e verildiği üzere, tüm devrenin transfer matrisi, her bir alt devrenin transfer matrislerinin çarpımları sonucunda oluşur (Hong ve Lancaster, 2001).

2.8 Devre Parametreleri Dönüşümü

Mikrodalga devre analizinde özellikle filtre tasarımlarında, devre parametreleri ve bunların birbirlerine olan dönüşümü sıklıkla kullanılmaktadır. Denklem (2.19)'da Z ve Y parametreleri arasındaki ilişki bunlardan biridir. Şekil 2.1.'de verilen iki kapılı devrenin giriş ve çıkış parametreleri arasındaki ilişki Denklem (2.4)'de verilmiştir.

$n=1, 2$ olmak üzere, $Y_{0n} = 1/Z_{0n}$ denklemi ve aşağıdaki verilen matris notasyonları,

$$\begin{aligned} [V] &= \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}, & [I] &= \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}, & [a] &= \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, & [b] &= \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}, & [\sqrt{Z_0}] &= \begin{bmatrix} \sqrt{Z_{01}} & 0 \\ 0 & \sqrt{Z_{02}} \end{bmatrix}, \\ [\sqrt{Y_0}] &= \begin{bmatrix} \sqrt{Y_{01}} & 0 \\ 0 & \sqrt{Y_{02}} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

kullanılarak, $n=1, 2$ için, $Y_{0n} = 1/Z_{0n}$ olmak üzere, gelen ve yansıyan dalga parametreleri,

$$[a] = \frac{1}{2} \left([\sqrt{Y_0}] \cdot [V] + [\sqrt{Z_0}] \cdot [I] \right) \quad (2.34a)$$

$$[b] = \frac{1}{2} \left([\sqrt{Y_0}] \cdot [V] - [\sqrt{Z_0}] \cdot [I] \right) \quad (2.34b)$$

ifadeleri ile verilebilir. S parametreleri ile Z parametreleri arasındaki ilişkiyi çıkartabilmek için, $[V] = [Z] \cdot [I]$ denklemi kullanılarak,

$$[a] = \frac{1}{2} \left([\sqrt{Y_0}] \cdot [Z] + [\sqrt{Z_0}] \right) \cdot [I] \quad (2.35a)$$

$$[b] = \frac{1}{2} \left([\sqrt{Y_0}] \cdot [Z] - [\sqrt{Z_0}] \right) \cdot [I] \quad (2.35b)$$

elde edilir. Denklem (2.35)'deki ifadelerde $[b]$ yerine $[S] \cdot [a]$ ifadesi kullanılırsa,

$$[S] = \left([\sqrt{Y_0}] \cdot [Z] - [\sqrt{Z_0}] \right) \cdot \left([\sqrt{Y_0}] \cdot [Z] + [\sqrt{Z_0}] \right)^{-1} \quad (2.36a)$$

$$[Z] = \left([\sqrt{Y_0}] - [S] \cdot [\sqrt{Y_0}] \right)^{-1} \cdot \left([S] \cdot \sqrt{Z_0} + [\sqrt{Z_0}] \right) \quad (2.36b)$$

ifadeleri elde edilir. Denklem (2.36)'de $[I] = [Y] \cdot [V]$ eşitliği kullanıldığında,

$$[S] = \left([\sqrt{Y_0}] - [\sqrt{Z_0}] \cdot [Y] \right) \cdot \left([\sqrt{Z_0}] \cdot [Y] + [\sqrt{Y_0}] \right)^{-1} \quad (2.37a)$$

$$[Y] = \left([S] \cdot [\sqrt{Z_0}] + [\sqrt{Z_0}] \right)^{-1} \cdot \left([\sqrt{Y_0}] + [S] \cdot [\sqrt{Y_0}] \right)^{-1} \quad (2.37b)$$

ifadeleri elde edilir. Herhangi iki devre parametresi arasındaki ilişki yukarıda verilen yöntemle benzer şekilde bulunabilir. Devre parametreleri dönüşüm tablosu $Z_{01} = Z_{02} = Z_0$ ve $Y_0 = 1/Z_0$ olmak üzere Ek-A'da verilmiştir (Hong ve Lancaster, 2001).

BÖLÜM III

MİKRODALGA FİLTRE TASARIMI

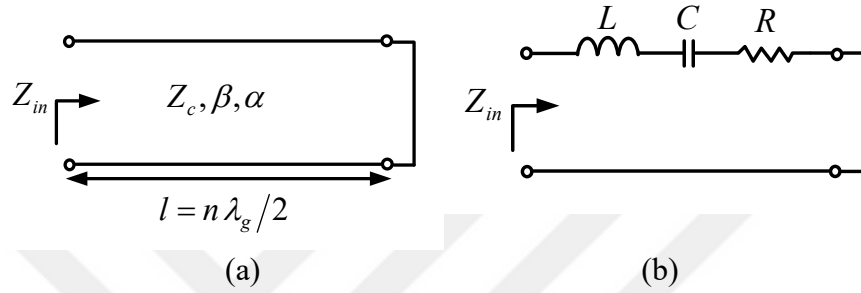
RF/mikrodalga sistemlerinde kullanılan mikrodalga rezonatörler, filtreler, osilatörler ve yükselteçler mikrodalga ölçmelerinde kullanılması nedeniyle oldukça önemli bir yere sahiptir. Bu bölümde tez kapsamında tasarlanan GB ve ÇGB filtrelerin tasarım sürecinde teorik olarak ihtiyaç duyulan iletim hatları reaktans özelliklerine ve paralel kuplajlı hat analizlerinde gerekli olan tek-çift mod empedans hesaplamalarına yer verilmektedir. Açık devre veya kısa devre sonlandırılmış $\lambda_g/2$ (yarım dalga boyu) ve $\lambda_g/4$ (çeyrek dalga boyu) iletim hatları rezonatör özelliği gösterdiğinden bu devrelerin tasarımında kullanılmaktadır.

GB filtrelerde, açık devre sonlandırmalı yarım dalga boyu ve çeyrek dalga boyu rezonatörler üç hatlı paralel kuplajlı bir yapı oluşturacak şekilde tasarlanmış ve rezonatörlerin üzerinde ayarlama elemanı kullanarak band içi RL seviyelerinin kontrolü sağlanmıştır. İletim hatları ile oluşturulan bu rezonatörler, seri ya da paralel *RLC* rezonans modelleri ile gösterilebilirler. Aşağıda bu rezonans devrelerinin *R*, *L* ve *C* elemanlarına ait ifadeler bulunmaktadır. Buna ek olarak, şerit genişlikleri birbirine eşit paralel kuplajlı üç hatlı yapıların teorik analizi için literatürde mevcut olan (Chen, vd. 2013)'deki *ABCD* matris sentezi de kullanılabilir. Bu matrisi elde etmek için aynı şerit genişliğinde ikili hatlı paralel kuplajlı hatların tek-çift mod empedansları hesaplanmalıdır. Benzer şekilde şerit genişlikleri birbirinden farklı, kuplajlı üç hatlı yapıların teorik analizi için de simetrik durum için sentezlenen *ABCD* matrisi kullanılabilir. Fakat burada asimetric iki hatlı paralel kuplajlı hatların tek-çift mod empedansları hesaplanmalıdır. GB filtre tasarımlarında kullanılan şerit genişlikleri birbirinden farklı üç hatlı kuplajlı yapıların analizi için simetrik ve asimetric kuplajlı iki hatlı yapıların tek-çift mod empedanslarının bulunuşu yine bu bölümde ele alınmaktadır.

Tasarlanan diğer bir filtre yapısı ise ÇGB filtredir. Bu filtre bir kare halka rezonatöre açık devre sonlandırmalı dört yan hattın eklenmesi ile beş modlu bir rezonatör kullanılarak elde edilmiştir. Benzer şekilde, GB filtre tasarımında verilen asimetrik paralel kuplajlı hat yapıları, beş modlu rezonatörü beslemek için kullanılmıştır.

3.1 İletim Hatlarının Reaktans Özellikleri

3.1.1 Kısa Devre Sonlandırmalı $\lambda_g/2$ İletim Hattı



Şekil 3.1 l uzunluğundaki kısa devre sonlandırmalı kayıplı iletim hattının rezonans devre modeli (a) iletim hattı devre modeli (b) toplu eleman rezonans devre modeli

Şekil 3.1(a).’da kısa devre sonlandırmalı l uzunluğundaki bir iletim hattı görülmektedir. Burada iletim hattının karakteristik empedansı Z_c , yayılma sabiti β ve zayıflama sabiti α olarak verilmiştir. İletim hattının uzunluğu $l = n\lambda_g/2$ olarak seçildiğinde bu iletim hattı seri rezonatör devresi özelliği gösterir. Bu devre $\omega = \omega_0$ ve katlarında rezonansa gelir. Şekil 3.1(b).’de bu iletim hattının eşdeğer toplu eleman rezonans devresi görülmektedir. Kısa devre sonlandırmalı iletim hattının giriş empedansı Denklem (2.27)’den hareketle,

$$Z_{in} = Z_c \tanh(\alpha + j\beta)l = Z_c \frac{\tanh \alpha l + j \tan \beta l}{1 + j \tan \beta l \tanh \alpha l} \quad (3.1)$$

şeklinde verilebilir. Şekil 3.1(b).’de verilen toplu elemanlı seri rezonans devresinin giriş empedansı,

$$Z_{in} = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (3.2)$$

ifadesi ile verilir.

Bilindiği gibi iletim hattı ve onun toplu eleman rezonans devresi eşdeğeri aynı rezonans davranışını gösterir. X , rezonans devresinin giriş empedansının reaktansı olmak üzere, seri rezonatörün reaktif slope parametresi x ,

$$x = \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{dX}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \quad (3.3)$$

denklemleri ile verilir (Zhu vd., 2012).

Bir iletim hattı az kayıplı ve $\alpha l \ll 1$ olan bir TEM hattı olarak düşünüldüğünde $\tanh \alpha l \approx \alpha l$ ve $\tan \beta l \tanh \alpha l \ll 1$ olarak alınabilir. Bu durumda Denklem (3.1)'de verilen giriş empedansı ifadesi,

$$Z_{in} = Z_c (\alpha l + j \tan \beta l) \quad (3.4)$$

denkleminde dönüşür.

Denklem (3.2) ve Denklem (3.4), Denklem (3.3)'de yerine konulduğunda,

$$\begin{aligned} x &= \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{dX}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{d}{d\omega} \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{\omega_0}{2} \cdot \left(L - \frac{1}{\omega^2 C} \right) \Big|_{\omega=\omega_0} \\ &= \frac{\omega_0}{2} \cdot (L + L) = \omega_0 L \end{aligned} \quad (3.5a)$$

$$\begin{aligned} x &= \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{dX}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{l}{v_p} \cdot \frac{d(X)}{d\beta l} \Big|_{l=n\lambda_g/2} = Z_c \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{l}{v_p} \cdot \frac{d}{d\beta l} (\tan \beta l) \Big|_{l=n\lambda_g/2} \\ &= Z_c \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{l}{v_p} \cdot (\sec^2 \beta l) \Big|_{l=n\lambda_g/2} = Z_c \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{n\lambda_g}{2v_p} \cdot \sec^2 \pi = \omega_0 \frac{nZ_c \pi}{2\omega_0} \end{aligned} \quad (3.5b)$$

ifadeleri elde edilir. Denklem (3.2), (3.4) ve (3.5)'den hareketle, Şekil 3.1(b).’de verilen toplu rezonans devresinin elemanları, Şekil 3.1(a).’da verilen iletim hat modeline göre,

$$R = Z_c \alpha l = \frac{n}{2} Z_c \alpha \lambda_g \quad (3.6a)$$

$$L = \frac{nZ_c\pi}{2\omega_0} \quad (3.6b)$$

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L} = \frac{2}{nZ_c\pi\omega_0} \quad (3.6c)$$

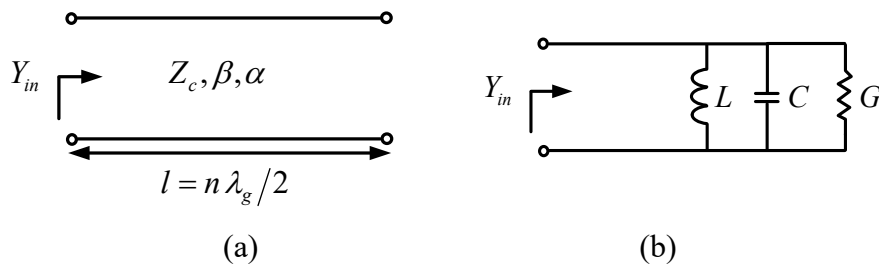
ifadeleri yardımıyla gösterilir. Denklem (3.6)'daki ifadelerde $n=1,2,3,\dots$, $l = n\lambda_g/2$ ve $\omega_0^2 = 1/LC$ 'dir.

Bu rezonatörün Q faktörü ise,

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\pi}{\alpha\lambda_g} = \frac{\beta}{2\alpha} \quad (3.7)$$

denklemleri ile verilir (Zhu vd., 2012). Burada $\beta l = \pi$ değeri rezonatörün ilk rezonans frekansına karşılık gelir. Kayıplı iletim hatlarında kalite faktörü Q ile zayıflama katsayısı arasında ters orantı vardır. Yani iletim hatlarında kayıp arttıkça kalite faktörü düşer.

3.1.2 Açık Devre Sonlandırılmalı $\lambda_g/2$ İletim Hattı



Şekil 3.2 l uzunluğundaki açık devre sonlandırılmalı kayıplı iletim hattının rezonans devre modeli (a) iletim hattı devre modeli (b) toplu eleman rezonans devre modeli

Şekil 3.2(a).’da açık devre sonlandırılmalı l uzunluğunda bir iletim hattı görülmektedir. İletim hattının uzunluğu $\lambda_g/2$ ve katları şeklinde seçildiğinde bu iletim hattı $\omega = \omega_0$ frekansında rezonansa gelen Şekil 3.2(b).’deki gibi bir paralel rezonans devresi davranışı gösterir.

Şekil 3.2(a).’da açık devre sonlandırılmalı l uzunluğunda bir iletim hattı görülmektedir. İletim hattının uzunluğu $\lambda_g/2$ ve katları şeklinde seçildiğinde bu iletim hattı $\omega = \omega_0$ frekansında rezonansa gelen Şekil 3.2(b).’deki gibi bir paralel rezonans devresi davranışı gösterir.

l uzunluklu açık devre sonlandırılmalı bir iletim hattının giriş admintansı,

$$Y_{in} = Y_c \tanh(\alpha + j\beta)l = Y_c \frac{\tanh \alpha l + j \tan \beta l}{1 + j \tan \beta l \tanh \alpha l} \quad (3.8)$$

denklemleri ile verilir. Şekil 3.1(b).’de verilen toplu elemanlı paralel rezonans devresinin giriş admintansı,

$$Y_{in} = G + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \quad (3.9)$$

ifadesi ile verilir.

B paralel rezonans devresinin giriş empedansının reaktansı olmak üzere, paralel rezonatörün reaktif slope parametresi b ,

$$b = \frac{\omega_0}{2} \cdot \left. \frac{dB}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (3.10)$$

denklemleri ile verilir (Zhu vd., 2012).

Seri rezonans devresi için verilen Denklem (3.8)-(3.10)’daki ifadeler, Z_c yerine Y_c , R yerine G , C yerine L ve tam tersi yazılarak paralel rezonans devresi için elde edilebilir. Bu durumda,

$$b = \frac{nY_c\pi}{2} \quad (3.11a)$$

$$G = Y_c \alpha l = \frac{n}{2} Y_c \alpha \lambda_g \quad (3.11b)$$

$$C = \frac{n Y_c \pi}{2 \omega_0} \quad (3.11c)$$

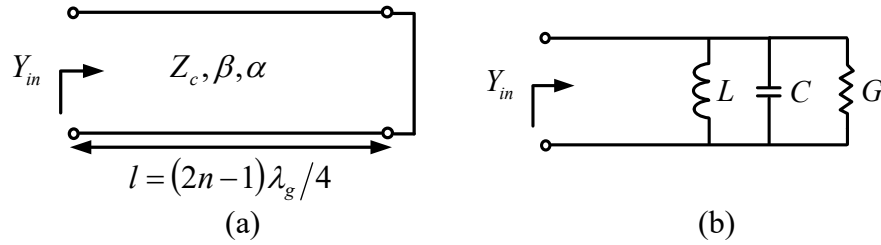
$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = \frac{2}{n Y_c \pi \omega_0} \quad (3.11d)$$

devre parametreleri elde edilir. Burada $n=1, 2, 3, \dots$ olarak verilmiştir. Kalite faktörü Q ise,

$$Q = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{\pi}{\alpha \lambda_g} = \frac{\beta}{2\alpha} \quad (3.12)$$

olarak elde edilir (Zhu vd. 2012).

3.1.3 Kısa Devre Sonlandırılmalı $\lambda_g/4$ İletim Hattı



Şekil 3.3. $l = (2n-1)\lambda_g/4$ uzunluklu kısa devre sonlandırılmalı kayıplı iletim hattının (a) iletim hattı rezonans devresi (b) eşdeğer toplu eleman paralel rezonans devresi

Şekil 3.3.'de kısa devre sonlandırılmalı $\lambda_g/4$ ve tek katlarında uzunluğa sahip bir kayıplı iletim hattı ve onun paralel rezonans devresi görülmektedir.

Denklem (3.1) kullanılarak l uzunluğundaki iletim hattının giriş admintansı,

$$Y_{in} = Y_c \coth(\alpha + j\beta)l = Y_c \frac{\tanh \alpha l - j \cot \beta l}{1 - j \cot \beta l \tanh \alpha l} \approx Y_c (\alpha l - j \cot \beta l) \quad (3.13)$$

ifadeleri ile verilebilir. Denklem (3.13)'deki ifadelerde, $\alpha l \ll 1$ ve $\tanh \alpha l \approx \alpha l$ ve $\cot \beta l \tanh \alpha l \ll 1$ olarak alınmıştır.

Denklem (3.9) ve Denklem (3.13), Denklem (3.10)'da yerine konulduğunda,

$$\begin{aligned} x &= \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{dX}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{d}{d\omega} \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{\omega_0}{2} \cdot \left(C - \frac{1}{\omega^2 L} \right) \Big|_{\omega=\omega_0} \\ &= \frac{\omega_0}{2} \cdot (C + C) = \omega_0 C \end{aligned} \quad (3.14a)$$

$$\begin{aligned} b &= \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{d(B)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = -Y_c \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{l}{v_p} \cdot \frac{d}{d\beta l} (\cot \beta l) \Big|_{l=(2n-1)\lambda_g/4} \\ &= Y_c \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{l}{v_p} \cdot \csc^2 \beta l \Big|_{l=(2n-1)\lambda_g/4} = Y_c \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{(2n-1)\lambda_g}{2v_p} \cdot \csc^2 \frac{\pi}{2} = \omega_0 \frac{(2n-1)Y_c \pi}{4\omega_0} \end{aligned} \quad (3.14b)$$

ifadeleri elde edilir. Denklem (3.9), (3.13) ve (3.14)'deki ifadelerin eşitliğinden eşdeğer paralel rezonans devresinin devre elemanları,

$$G = Y_c \alpha l = \frac{(2n-1)}{4} Y_c \alpha \lambda_g \quad (3.15a)$$

$$C = \frac{(2n-1)Y_c \pi}{4\omega_0} \quad (3.15b)$$

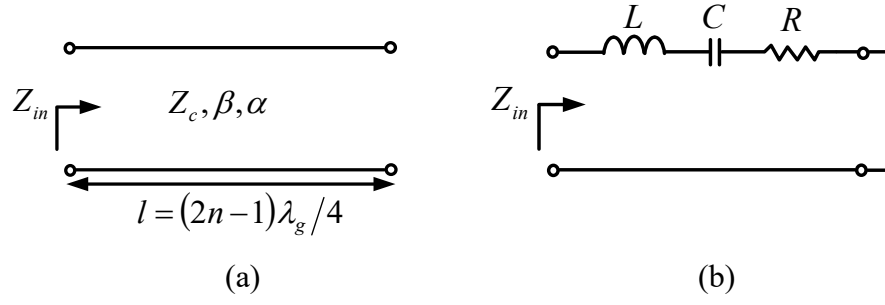
$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = \frac{4}{(2n-1)Y_c \pi \omega_0} \quad (3.15c)$$

$n=1, 2, 3$ olmak üzere verilmektedir (Zhu vd. 2012). Kalite faktörü Q ise,

$$Q = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{\pi}{\alpha \lambda_g} = \frac{\beta}{2\alpha} \quad (3.16)$$

denklemini ile hesaplanır (Zhu vd. 2012).

3.1.4 Açık Devre Sonlandırılmalı $\lambda_g/4$ İletim Hattı



Şekil 3.4. $l = (2n-1)\lambda_g/4$ uzunluklu açık devre sonlandırılmalı kayıplı iletim hattının (a) iletim hattı rezonans devresi (b) eşdeğer toplu eleman seri rezonans devresi

Şekil 3.4.'de kısa devre sonlandırılmalı $\lambda_g/4$ ve tek katlarında uzunluğa sahip bir kayıplı iletim hattı ve onun seri rezonans devresi görülmektedir. Denklem (3.13)'e benzer şekilde l uzunluğundaki açık devre sonlandırılmalı iletim hattının giriş empedansı,

$$Z_{in} = Z_c \coth(\alpha + j\beta)l = Z_c \frac{\tanh \alpha l - j \cot \beta l}{1 - j \cot \beta l \tanh \alpha l} = Z_c (\alpha l - j \cot \beta l) \quad (3.17)$$

şeklinde yazılabilir.

Denklem (3.15)'de, Z_c yerine Y_c , R yerine G , C yerine L ve tam tersi yazılarak seri rezonans devresi için rezonans devresi devre elemanları,

$$R = Z_c \alpha l = \frac{(2n-1)}{4} Z_c \alpha \lambda_g \quad (3.18a)$$

$$L = \frac{(2n-1)Z_c \pi}{4\omega_0} \quad (3.18b)$$

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L} = \frac{4}{(2n-1)Z_c \pi \omega_0} \quad (3.18c)$$

ifadeleri ile verilebilir (Zhu vd. 2012).

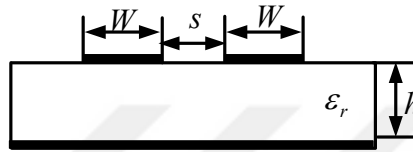
Kalite faktörü Q ise,

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\pi}{\alpha \lambda_g} = \frac{\beta}{2\alpha} \quad (3.19)$$

denklemleri ile hesaplanır (Zhu vd. 2012).

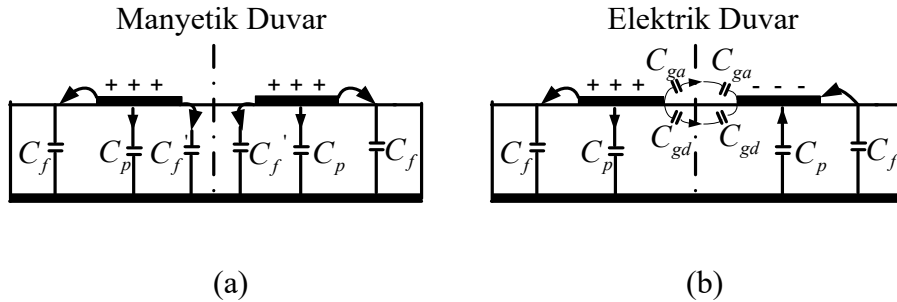
3.2 Paralel Kuplajlı İki Hatlı Yapılar ve Tek-Çift Mod Empedansları

3.2.1 Simetrik yapılar ve tek-çift mod empedansları



Şekil 3.5. Kuplajlı mikroşerit hatların yandan görünüşü

Kuplajlı mikroşerit hatlar, mikroşerit filtre uygulamalarında geniş bir kullanım alanı bulmaktadır. Şekil 3.5.'de her ikisinde W şerit genişliğine sahip, aralarındaki uzaklık s olan bir adet paralel kuplajlı hat çifti görülmektedir. Bu kuplajlı hat yapısı, tek ve çift mod olmak üzere iki yarı-TEM modunu desteklemektedir.



Şekil 3.6. Bir çift kuplajlı mikroşerit hattın yarı-TEM modları (a) çift mod (b) tek mod

Şekil 3.6(a).’da paralel kuplajlı hatların çift mod uyarımı görülmektedir. Burada her iki hatta aynı voltaj potansiyeline ve pozitif sinyal işaretine sahiptir. Bu durum aynı zamanda simetri eksenine manyetik bir duvar yerleştirmek anlamına gelmektedir. Şekil 3.6(b).’de ise odd mod uyarımı söz konusudur. Her iki hat birbirine ters işaretli fakat aynı büyüklükte voltaj potansiyeline sahiptir. Bu durum aynı zamanda simetri eksenine elektrik duvar yerleştirmek anlamına gelmektedir (Hong ve Lancaster, 2001).

Genel olarak bu iki mod da aynı anda uyarılabilir. Fakat bu modlar saf-TEM modları olmadıklarından farklı faz hızları ile yayılırlar. Bu nedenle kuplajlı mikroşerit hatlar, karakteristik empedansları ve bunun yanı sıra her iki modun etkin dielektrik sabitine göre karakterize edilirler. Tek bir mikroşerit hat yapısına benzer şekilde, kuplajlı mikroşerit hatların tek-çift mod karakteristik empedansları ve etkin dielektrik sabitleri, sırasıyla e ve o indisleri ile gösterilebilir. Tek-çift mod kapasiteleri C_e ve C_o ,

$$C_e = C_p + C_f + C'_f \quad (3.20)$$

$$C_o = C_p + C_f + C_{gd} + C_{ga} \quad (3.21)$$

ifadeleri ile hesaplanabilir (Hong ve Lancaster, 2001).

Denklem (3.21)'de verilen C_p kapasitesi, şerit ile toprak arasındaki paralel kapasitedir ve basitçe,

$$C_p = \varepsilon_o \varepsilon_r W / h \quad (3.22)$$

formülü ile verilir. C_f kapasitansı ise kuplajlı tek bir mikroşerit hattın saçak kapasitesidir ve

$$2C_f = \sqrt{\varepsilon_{re}} / (cZ_c) - C_p \quad (3.23)$$

ifadesi ile verilir (Hong ve Lancaster, 2001).

C'_f kapasitesi başka bir hattın varlığı nedeniyle oluşan kapasitedir ve

$$C'_f = \frac{C_f}{1 + A(h/s) \tanh(8s/h)} \quad (3.24)$$

denklemini ile hesaplanabilir. Burada verilen A büyüklüğü,

$$A = \exp[-0.1 \exp(2.33 - 2.53W/h)]$$

ifadesi ile verilir.

Odd mod uyarımında ortaya çıkan C_{gd} ve C_{ga} kapasiteleri, sırasıyla hava ve kuplaj boşluğu içerisinde kalan dielektrik bölgedeki kaçak kapasiteleridir. C_{gd} kapasitesi, kuplajlı şerit hat geometrisi kullanılarak,

$$C_{gd} = \frac{\epsilon_o \epsilon_r}{\pi} \ln \left[\coth \left(\frac{\pi s}{4h} \right) \right] + 0.65 C_f \left(\frac{0.02 \sqrt{\epsilon_r}}{s/h} + 1 - \frac{1}{\epsilon_r^2} \right) \quad (3.25)$$

ifadesi ile hesaplanır (Hong ve Lancaster, 2001).

C_{ga} kapasitesi ise iki eliptik fonksiyonunun oranından,

$$C_{ga} = \epsilon_o \frac{K(k')}{K(k)} \quad (3.26a)$$

ifadesi ile hesaplanır. Burada,

$$k = \frac{s/h}{s/h + 2W/h} \quad (3.26b)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (3.26c)$$

olarak verilmektedir (Hong ve Lancaster, 2001).

Denklem (3.26a)'da verilen eliptik fonksiyonların oranı aşağıdaki ifadede verilmektedir.

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right) & 0 \leq k^2 \leq 0.5 \\ \frac{\pi}{\ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}} \right)} & 0.5 \leq k^2 \leq 1 \end{cases} \quad (3.26d)$$

Kapasiteler yardımıyla tek-çift mod karakteristik empedansları Z_{ce} ve Z_{co} ,

$$Z_{ce} = \left(c \sqrt{C_e^a C_e} \right)^{-1} \quad (3.27a)$$

$$Z_{co} = \left(c \sqrt{C_o^a C_o} \right)^{-1} \quad (3.27b)$$

denklemleri kullanılarak hesaplanabilir (Hong ve Lancaster, 2001).

Denklem (3.27)'deki ifadelerde verilen C_e^a ve C_o^a kapasiteleri, dielektrik yerine hava olduğu durumdaki even odd mod kapasiteleridir.

Çift ve tek mod etkin dielektrik sabitleri sırasıyla C_e ve C_o kapasiteleri kullanılarak,

$$\epsilon_{re}^e = C_e / C_e^a \quad (3.28)$$

$$\epsilon_{re}^o = C_o / C_o^a \quad (3.29)$$

ifadeleri ile hesaplanır.

Kuplajlı mikroşerit hatların etkin dielektrik sabitleri ve karakteristik empedanslarının hesabı için daha yüksek doğruluğa sahip kapalı form denklemleri literatürde mevcuttur. Statik bir yaklaşım için, herhangi bir dispersiyon olmadığı düşünülürse çift mod etkin dielektrik sabiti,

$$\epsilon_{re}^e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{v} \right)^{-a_e b_e} \quad (3.30)$$

ifadesi ile hesaplanabilir. Denklem (3.30)'da kullanılan ν , a_e ve b_e ifadeleri,

$$\nu = \frac{u(20 + g^2)}{10 + g^2} + g \exp(-g)$$

$$a_e = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{\nu^4 + (\nu/52)^2}{\nu^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{\nu}{18.1} \right)^3 \right]$$

$$b_e = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053}$$

şeklinde verilebilir. Burada $u = W/h$ ve $g = s/h$ olarak verilmektedir. ε_{re}^e etkin dielektrik sabitindeki hata, $0.1 \leq u \leq 10$, $0.1 \leq g \leq 10$ ve $1 \leq \varepsilon_r \leq 18$ aralıklarında % 0.7 civarlarındadır.

Hata oranı % 0.5 olan odd mod etkin dielektrik sabitine ait formüller, ε_{re} tek bir mikroşerit hattın etkin dielektrik sabiti olmak üzere,

$$\varepsilon_{re}^o = \varepsilon_{re} + [0.5(\varepsilon_r + 1) - \varepsilon_{re} + a_o] \exp(-c_o g^{d_o}) \quad (3.31)$$

ifadesi ile verilebilir (Hong ve Lancaster, 2001).

Denklem (3.31)'de verilen a_o , b_o , c_o ve d_o ifadeleri,

$$a_o = 0.7287[\varepsilon_{re} - 0.5(\varepsilon_r + 1)][1 - \exp(-0.179u)]$$

$$b_o = \frac{0.747\varepsilon_r}{0.15 + \varepsilon_r}$$

$$c_o = b_o - (b_o - 0.207)\exp(-0.414u)$$

$$d_o = 0.593 + 0.694\exp(-0.526u)$$

ifadeleri ile verilebilir.

Çift ve tek mod karakteristik empedansları $0.1 \leq u \leq 10$, $0.1 \leq g \leq 10$ ve $1 \leq \epsilon_r \leq 18$ aralıklarında, Z_c hattın karakteristik empedansı ve W şerit genişliği olmak üzere, % 0,6'lık bir hata payıyla aşağıdaki denklemler yardımıyla hesaplanabilir. Çift mod karakteristik empedansı,

$$Z_{ce} = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{re} / \epsilon_{re}^e}}{1 - Q_4 \sqrt{\epsilon_{re}} \cdot Z_c / 377} \quad (3.32)$$

ile ifade edilir (Hong ve Lancaster, 2001).

Z_{ce} çift mod karakteristik empedansının bulunmasında kullanılan Q değerlerine ait denklemler,

$$Q_1 = 0.8685u^{0.194}$$

$$Q_2 = 1 + 0.7519g + 0.189g^{2.31}$$

$$Q_3 = 0.1975 + \left[16.6 + \left(\frac{8.4}{g} \right)^6 \right]^{-0.387} + \frac{1}{241} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + (g/3.4)^{10}} \right]$$

$$Q_4 = \frac{2Q_1}{Q_2} \cdot \frac{1}{u^{Q_3} \exp(-g) + [2 - \exp(-g)]u^{-Q_3}}$$

şeklinde verilmektedir (Hong ve Lancaster, 2001). Tek mod karakteristik empedansı,

$$Z_{co} = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{re} / \epsilon_{re}^o}}{1 - Q_{10} \sqrt{\epsilon_{re}} \cdot Z_c / 377} \quad (3.33)$$

ile ifade edilir. Denklem (3.33)'de verilen Z_{co} tek mod karakteristik empedansının bulunmasında kullanılan Q değerlerine ait denklemler,

$$Q_5 = 1.794 + 1.14 \ln \left[1 + \frac{0.638}{g + 0.517g^{2.43}} \right]$$

$$Q_6 = 0.2305 + \frac{1}{281.3} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + (g/5.8)^{10}} \right] + \frac{1}{5.1} \ln(1 + 0.598g^{1.154})$$

$$Q_7 = \frac{10 + 190g^2}{1 + 82.3g^3}$$

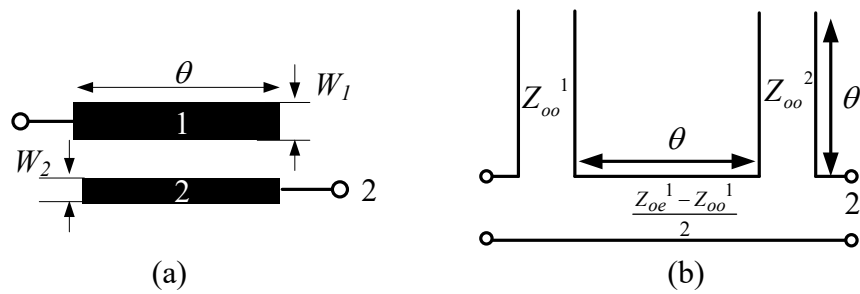
$$Q_8 = \exp[-6.5 - 0.95 \ln(g) - (g/0.15)^5]$$

$$Q_9 = \ln(Q_7) \cdot (Q_8 + 1/16.5)$$

$$Q_{10} = Q_4 - \frac{Q_5}{Q_2} \exp \left[\frac{Q_6 \ln(u)}{u^{Q_9}} \right]$$

şeklinde verilmektedir (Hong ve Lancaster, 2001).

3.2.2 Asimetrik yapılar ve tek-çift mod empedansları



Şekil 3.7. Kuek vd. (2013)'de verilen ikili kuplaj hattının şematik gösterimi ve eşdeğer iletim hat modeli

Şerit genişlikleri birbirinden farklı kuplajlı iletim hatlarının eşdeğer devre modelleri ve $ABCD$ matrisi aşağıdaki ifadelerde verilmiştir Z_{oe} ve Z_{oo} empedansları sırasıyla

simetrik iki şeritli kuplajlı iletim hatları için even ve odd mode empedanslarıdır. θ ise iletim hatlarının elektriksel uzunluğudur. Bu büyüklükler,

$$Z_{o_1} = \frac{C_2}{v_F} \quad (3.34)$$

$$Z_{o_2} = \frac{C_1}{v_F} \quad (3.35)$$

$$\frac{Z_{e_1} - Z_{o_1}}{2} = \frac{C_{12}}{v_F} \quad (3.36)$$

$$F = C_1 C_2 + C_1 C_{12} + C_2 C_{12} \quad (3.37)$$

ifadeleri ile verilmektedir (Kuek vd. 2013).

C_1 ve C_2 kapasiteleri,

$$C_1 = 2\varepsilon_o \varepsilon_r \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \quad (3.38)$$

$$2C_{12} = 2\varepsilon_o \left[\frac{K(k_3)}{K'(k_3)} + \frac{K(k_4)}{K'(k_4)} - \varepsilon_r \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \right] \quad (3.39)$$

denklemleri yardımıyla hesaplanabilir (Kuek vd. 2013).

Denklem (3.39)'da kullanılan k_1 , k_3 ve k_4 ifadeleri,

$$k_1 = \tanh\left(\frac{\pi w_c}{4h}\right) \tanh\left(\frac{\pi(w_c + s_1)}{4h}\right) \quad (3.40)$$

$$k_3 = \tanh\left(\frac{\pi w_c}{4h}\right) \coth\left(\frac{\pi(w_c + s_1)}{4h}\right) \quad (3.41)$$

$$k_4 = \frac{w_c}{w_c + s_1} \quad (3.42)$$

ifadeleri yardımıyla verilebilir (Kuek vd. 2013).

Bu ifadelerde kullanılan w_c her bir kuplajlı hattın genişliği, s_1 kuplajlı hatların arasındaki boşluk, h ve ε_r sırasıyla mikroşerit hattın kalınlığı ve dielektrik katsayısıdır.

$K(k)$ ise birinci dereceden integral fonksiyonudur ve $K'(k) = K(\sqrt{1-k^2})$ olarak verilmiştir.

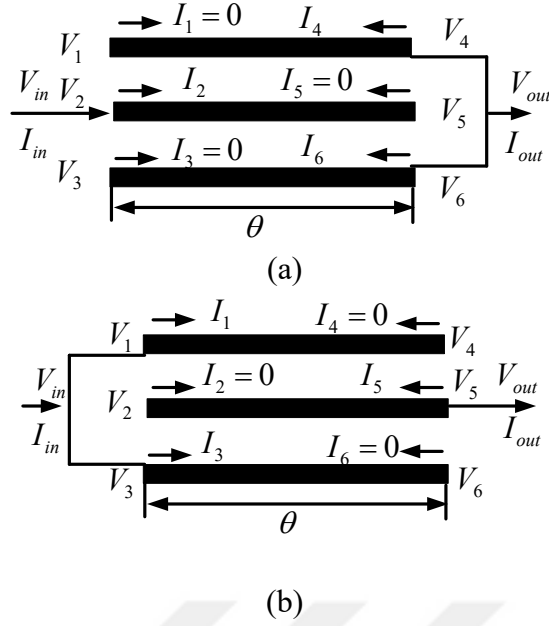
3.3 Paralel Kuplajlı Üç Hatlı Yapılar ve ABCD Matrislerinin Sentezi

Mikrodalga devre analizinde üç giriş ve üç çıkıştan oluşan bir paralel kuplajlı şerit genişlikleri birbirine eşit üç hatlı devrenin $ABCD$ matrisi,

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \\ V_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} & Z_{15} & Z_{16} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} & Z_{25} & Z_{26} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} & Z_{35} & Z_{36} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} & Z_{45} & Z_{46} \\ Z_{51} & Z_{52} & Z_{53} & Z_{54} & Z_{55} & Z_{56} \\ Z_{61} & Z_{62} & Z_{63} & Z_{64} & Z_{65} & Z_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

denklemleri ile verilen 6x6'lık bir empedans matrisi yardımıyla gösterilebilir (Chen vd. 2013).

Burada verilen V ve I terimleri sırasıyla her bir kapıda oluşan voltaj ve akım değerleri, Z_j ise empedans matrisidir.



Şekil 3.8. Paralel kuplajlı üç hatlı yapılar (a) Tip#1 yapısı (b) Tip#2 yapısı

Altı kapılı, üç hatlı bir yapıyı iki kapılı bir filtre devresi olarak modelleyebilmek için diğer dört kapı üzerinde bazı sınırlandırmalar getirilmelidir. Şekil 3.8.'de verilen yapılar altı kapılı devrenin iki kapılı devre modeli olarak verilmektedir. Şekil 3.8(a).’da verilen Tip#1 yapısında giriş kapısı olarak yalnızca ikinci kapıdan besleme verilmekte, çıkış portları olarak dördüncü ve altıncı kapılar kullanılmaktadır. Benzer şekilde Şekil 3.8(b).’de ise kapı konumları tam ters simetrik biçimde tasarlanmış Tip#2 devresi görülmektedir.

Şekil 3.8.’de verilen bu iki kapılı devreleri modelleyebilmek için, bitişik olmayan hatlar arasındaki çapraz empedanslar sıfır kabul edilmiştir ve birbirine yakın olan iki paralel kuplajlı hat arasındaki çapraz kuplaj elde edilirken, üçüncü hattın etkisi ihmal edilmiştir. Altı kapılı bir mikrodalga devresi aşağıda giriş ve çıkış voltajlarına ait ifadeler

$$V_{in} = Z_{11}I_{in} + Z_{15}I_{out} \quad (3.44a)$$

$$V_{out} = Z_{11}I_{in} + \frac{Z_{15}}{2}I_{out} \quad (3.44b)$$

ifadeleri ile iki kapılı bir mikrodalga filtresine dönüştürebilir (Chen vd. 2013).

Denklem (3.44) ile verilen denklem takımında, V_{in} , V_{out} giriş ve çıkış voltajları, I_{in} ve I_{out} giriş ve çıkış akımı, Z_{11} ve Z_{15} ise paralel kuplajlı iletim hattının even ve odd mod

empedansları ile gösterilen çapraz empedansları olarak verilmektedir. Bu çapraz empedanslar,

$$Z_{11} = -j \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{2 \tan(\theta)} \quad (3.45)$$

$$Z_{15} = -j \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{2 \tan(\theta)} \cos(\theta) \quad (3.46)$$

ifadeleri yardımıyla hesaplanabilir (Chen vd. 2013).

Şekil 3.8.(a)'da verilen Tip#1 kuplajlı hat yapısının $ABCD$ matrisi,

$$M_{c1} = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \cos \theta & j \frac{(Z_{oe} + Z_{oo})^2 \cos^2 \theta - 2(Z_{oe} - Z_{oo})^2}{4(Z_{oe} - Z_{oo}) \sin \theta} \\ j \frac{2 \sin \theta}{Z_{oe} - Z_{oo}} & \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \cos \theta \end{pmatrix} \quad (3.47)$$

ifadesi ile ve Şekil 3.8(b).’de verilen Tip#2 kuplaj yapısının $ABCD$ matrisi,

$$M_{c2} = \begin{pmatrix} \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \cos \theta & j \frac{(Z_{oe} + Z_{oo})^2 \cos^2 \theta - 2(Z_{oe} - Z_{oo})^2}{4(Z_{oe} - Z_{oo}) \sin \theta} \\ j \frac{2 \sin \theta}{Z_{oe} - Z_{oo}} & \frac{1}{2} \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \cos \theta \end{pmatrix} \quad (3.48)$$

ifadesi ile verilmektedir. Denklem (3.47) ve (3.48)’de verilen Z_{oe} ve Z_{oo} empedansları paralel kuplajlı simetrik iki hatlı kuplaj yapısının çift ve tek mod empedanslarıdır. θ ise eşit uzunlukta kuplajlı hatların elektriksel uzunluğudur (Chen vd. 2013).

BÖLÜM IV

GENİŞ BANDLI FİLTRE TASARIMI

Kablosuz iletim sistemlerindeki son gelişmelerle birlikte geniş band filtreler büyük önem kazanmıştır. Özellikle Amerika Birleşik Devletlerinde FCC'nin çok geniş band frekans sahasını lisanssız kullanıma sunmasıyla birlikte araştırmacıların ilgisi bu filtrelere kaymıştır. Geleneksel dar band iletim sistemlerine benzer şekilde, filtrelere geniş bandlı sistemlerde de istenmeyen sinyalleri ve gürültüyü bastırmaları amacıyla her zaman ihtiyaç duyulmaktadır. Bu bölümde, tez kapsamında tasarlanarak literatüre sunulan GB ve ÇGB filtre konfigürasyonları incelenmektedir. Bu doğrultuda, tasarlanan yapıların teorik modellemeleri gerçekleştirilerek özellikle mod frekanslarının nasıl elde edilebileceği ortaya konmaktadır. Teorik çalışmalar kapsamında özellikle Bölüm II ve Bölüm III'te ele alınan devre analizi ve filtre tasarım metodlarından faydalanılmaktadır. Teorik anlamda analizler tamamlandıktan sonra, Tam-Dalga Elektromanyetik Simülatör kullanılarak tasarımların simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Band içi geri dönüş kaybı, araya girme kaybı ve band genişliği açısından devre imalatı öncesinde en iyi sonucun elde edilebilmesi için çeşitli simülasyon sonuçları ortaya konmaktadır.

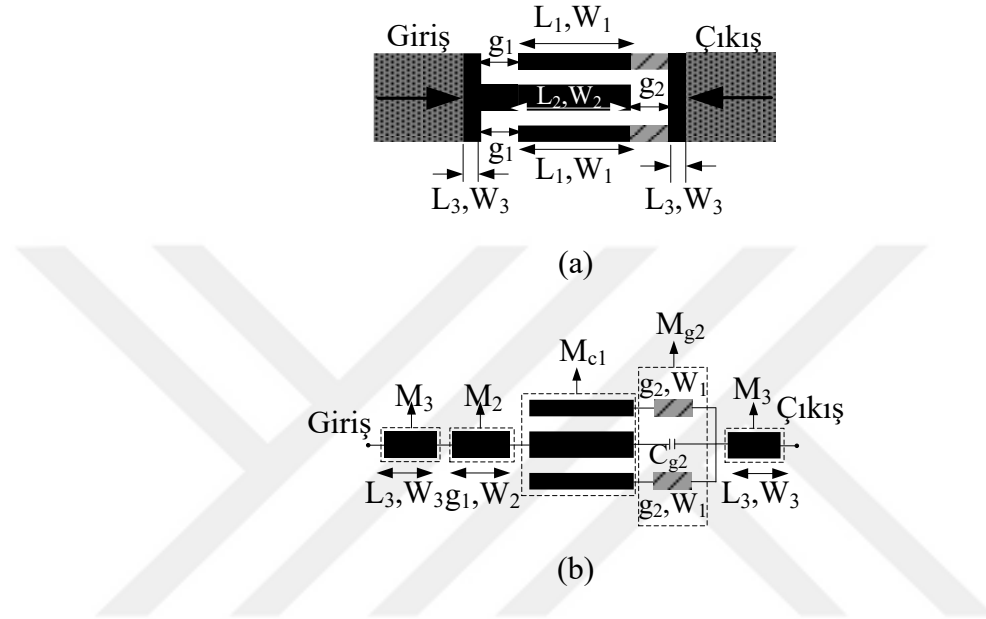
Tez çalışması kapsamında paralel kuplajlı üç hatlı yapılar ile tasarlanan geniş band filtreler ve beş modlu rezonatör kullanılarak tasarlanan çok geniş band bir filtre tasarlanmıştır. GB filtre tasarımlarında paralel kuplajlı hatlar kullanılarak yeni filtre türleri literatüre sunulurken, ÇGB filtre tasarımında ise beş modlu yeni bir rezonatör türü önerilerek yüksek seçicilikli bir filtre türü literatüre kazandırılmıştır.

4.1 Paralel Kuplajlı Hatlar ile Filtre Tasarımı

4.1.1 İkinci dereceden geniş band band geçiren filtre

Şekil 4.1(a)'da üç hatlı paralel kuplajlı hatlar kullanılarak tasarlanan ikinci dereceden filtre tasarımı ve yaklaşık eşdeğer devre modeli verilmiştir. Bu yapıda kullanılan kuplajlı iletim hatları simetrik ve asimetrik durum için ayrı ayrı incelenecektir.

Paralel kuplajlı iletim hatlarının şerit genişliklerinin birbirine eşit olduğu simetrik durum göz önüne alındığında, $W_1=W_2$ olarak seçilmiştir. Paralel kuplaj hatların her biri çeyrek dalga boyu rezonatör olarak davranışı gösterir. Burada W_1 kalınlıklı iki iletim hattı birbirine eşit ve tek bir mod oluştururken, W_2 kalınlıklı hat başka bir mod oluşturur.



Şekil 4.1. (a) İkinci dereceden filtre yapısı (b) eşdeğer iletim hat modeli

Şekil 4.1(b).’de birinci dereceden filtre devresinin yaklaşık eşdeğer iletim hat modeli görülmektedir. Filtrenin teorik cevabını elde edebilmek için $ABCD$ matris sentezi kullanılmış olup, her bir bölmenin $ABCD$ matrisi ayrı ayrı elde edilmiştir.

Şekil 4.1(a).’da, Şekil 3.8(a).’da verilen Tip#1 yapısı kullanılarak elde edilen ikinci dereceden GB BGF yapısı görülmektedir. Paralel kuplajlı hatların uzunlukları $L_1=L_2$ olup, şerit genişlikleri $W_1=W_2$ ’dir. Kuplaj hatları arasındaki boşluklar birbirine eşit ve g_3 uzunluğuna sahiptirler. Ayrıca giriş ve çıkış portlarına L_1 uzunluklu ve W_2 kalınlığında iletim hat parçaları eklenmiştir.

M_{C1} matrisi Tip#1 yapısına uygun olarak Denklem (3.47)’de verilen $ABCD$ matrisidir. Bu matrisin sentezlenebilmesi için üç hatlı yapının even ve odd mod empedanslarının hesaplanması gerekmektedir. Şerit genişlikleri aynı iki hatlı simetrik kuplajlı iletim

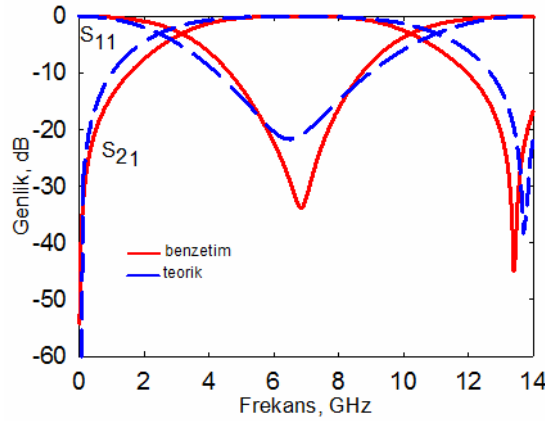
hatlarının çift-tek mod empedansları Hong ve Lancaster (2001)'da verilen Denklem (3.27)'deki ifadeler kullanılarak hesaplanmış ve $Z_e=174.417$ ve $Z_o=62.329$ olarak bulunmuştur.

M_1 ve M_3 matrisleri sırasıyla L_1 ve L_3 uzunluğuna, Z_1 ve Z_3 karakteristik empedansına sahip iletim hatlarının herbirinin $ABCD$ matrisi Şekil 2.2.'de verilen iletim hat bölmesinin $ABCD$ matrisi ifadesi kullanılarak hesaplanır. M_{g2} matrisi ise, g_2 uzunluklu, W_1 kalınlıklı iletim hatları ile C_{g2} boşluk kapasitelerinin oluşturduğu admintans matrisleri toplamının $ABCD$ matrisine dönüştürülmesi ile bulunur. Buradaki C_{g2} kapasitesi simetrik kuplajlı iletim hatları arasındaki kapasite formüllerinden 0.014 pF olarak bulunur (Wadell 1991).

Toplam devrenin ABCD matrisi;

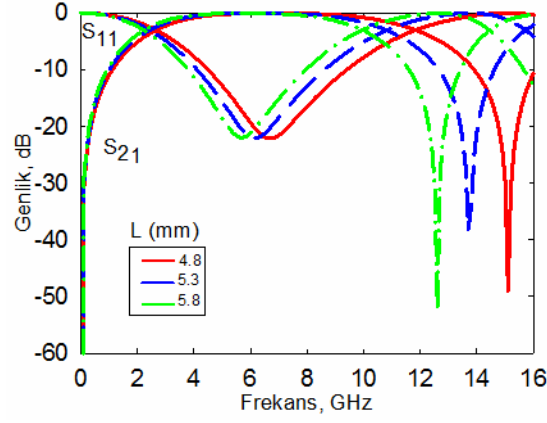
$$M_{11} = M_3 \times M_2 \times M_{c1} \times M_{g2} \times M_1 \quad (4.1)$$

ifadesi ile elde edilir.



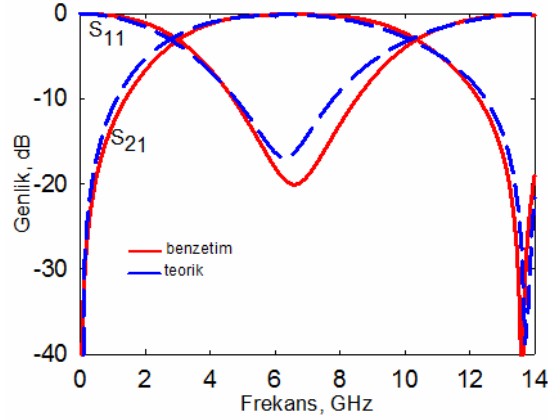
Şekil 4.2. İkinci dereceden simetrik paralel kuplajlı hatların benzetim ve teorik cevaplarının karşılaştırılması

Şekil 4.2.'de, Denklem (4.1)'de verilen M_{11} matrisinin frekans cevabı görülmektedir. Burada eşit uzunlukta ve aynı karakteristik empedanslara sahip çeyrek dalga boyu rezonatörlerin oluşturduğu modların çakışık halde olduğu görülmektedir. Paralel kuplajlı iletim hatları arasındaki boşluk ve şerit genişliklerinin değiştirilmesi ile çakışık olan bu modlar ayrışır ve iki mod görülür (Matheii 1980).

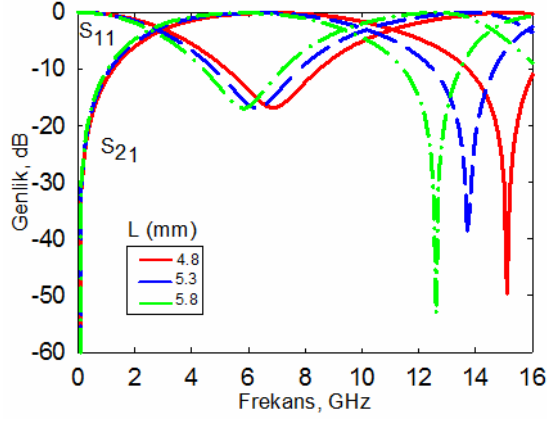


Şekil 4.3. Simetrik durum için paralel kuplajlı hatların uzunluğunun değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi

Benzer işlemler diğer filtre tasarımlarında da kullanılan iletim hatlarının karakteristik empedanslarının birbirinden farklı olduğu asimetrik durum ($W_1 \neq W_2$) içinde geçerlidir. Şerit genişlikleri farklı iki hatlı asimetrik kuplajlı iletim hatlarının tek-çift mod empedansları Kuek vd. (2013)'de verilen Denklem (3.34-3.42) ifadeler kullanılarak hesaplanmış $Z_e^l=142.591$ ve $Z_o^l=56.924$ olarak bulunmuştur.



Şekil 4.4. İkinci dereceden asimetrik paralel kuplajlı hatların benzetim ve teorik cevaplarının karşılaştırılması



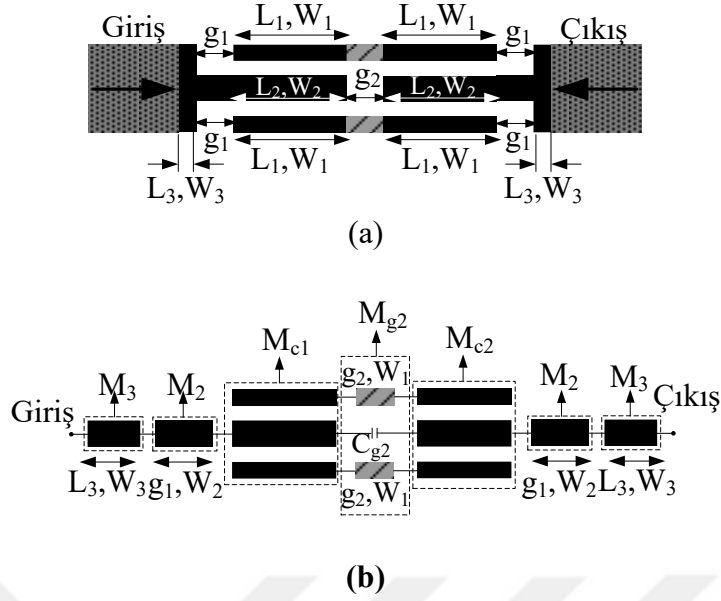
Şekil 4.5. Asimetrik durum için paralel kuplajlı hatların uzunluğunun değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi

Şekil 4.4 ve 4.5.'de simetrik duruma benzer şekilde Denklem (4.1)'de verilen toplam devrenin ABCD matrisi asimetrik durum için hesaplanmış olup, benzetim ve teorik cevapların karşılaştırılması ile hat uzunluklarının değişimi verilmiştir.

Paralel kuplajlı iletim hatları kullanılarak GB filtre tasarımları yapılırken modlar arasındaki kuplajın kontrolü ve tasarım kolaylığı açısından hatlar simetrik ya da asimetrik seçilebilir. Tez çalışmasında paralel kuplajlı hatlar yardımıyla gerçekleştirilen filtre tasarımlarında asimetrik iletim hatları uygun şerit genişliği ve uzunluklarda kullanılarak, filtre derecesinin arttığı gösterilmiştir.

4.1.2 Üçüncü dereceden geniş band band geçiren filtre

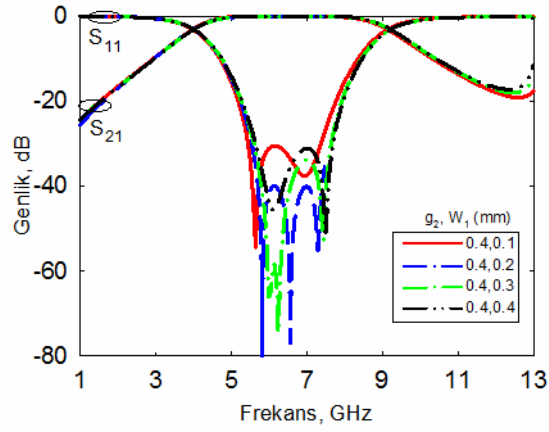
Şekil 4.6(a).’da, Şekil 3.11(a) ve (b).’de verilen Tip#1 ve Tip#2 yapısındaki paralel kuplajlı üç hatlı iletim hatlarının uç uca bağlanması ile elde edilmiş üçüncü dereceden filtre tasarımı görülmektedir. Bu yapı altta ve üstte iki adet birbirine eşit $2xL_1$ uzunluklu, W_1 genişlikli iletim hatlarının oluşturduğu yarım dalga boyu rezonatörden ve iki adet L_2 uzunluğunda W_2 genişliğinde çeyrek dalga boyu rezonatörden oluşmaktadır. Burada yarım dalga boyu rezonatörler bir mod, g_2 uzunluğundaki boşluk kapasitesi üzerinden birbirine bağlı çeyrek dalga boyu rezonatörlerin oluşturduğu iki mod ile üçüncü dereceden bir filtre yapısı oluşturmaktadır.



Şekil 4.6. (a) Üçüncü dereceden filtre yapısı (b) eşdeğer iletim hat modeli

Şekil 4.6(b).’de üçüncü dereceden GB filtrenin yaklaşık eşdeğer iletim hat modeli görülmektedir. Burada M_{c1} matrisi Denklem (3.47) ile verilen Tip#1 yapısına karşılık gelen $ABCD$ matrisi, M_{c2} matrisi ise Denklem (3.48) ile verilen Tip#2 yapısına karşılık gelen $ABCD$ matrisleridir. M_1 , M_2 ve M_3 matrisleri sırasıyla L_1 , L_2 , L_3 uzunluklu ve Z_1 , Z_2 , Z_3 karakteristik empedansına sahip iletim hatlarının $ABCD$ matrisleridir.

Burada g_2 uzunluklu, W_1 kalınlıklı iletim hat parçaları ayarlama elemanı olarak kullanılmaktadır. Bu ayarlama elemanın genişliğinin değişimi ile band içerisindeki modlar kontrol edilebilmektedir. W_2 kalınlıklı iletim hatları arasındaki boşluk kapasitesinin değeri, asimetrik hatlar arasındaki seri kapasite ifadesinden $C_{g2}=0.69$ pF olarak hesaplanır. M_{g2} matrisi de birinci dereceden filtre yapısına benzer şekilde elde edilir.



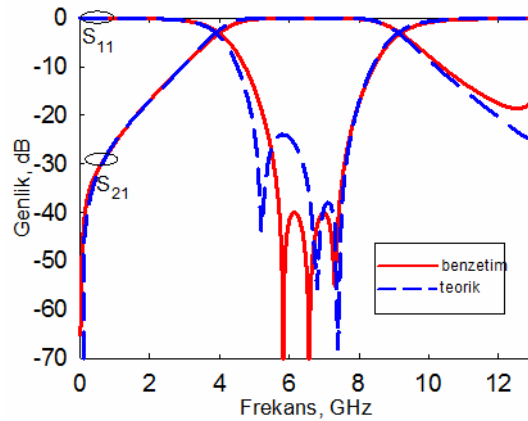
Şekil 4.7. Ayarlama elemanın modlar üzerindeki etkisi

Ayarlama elemanın şerit genişliği W_1 'in değişimi modlar üzerindeki kuplaja etki eder. Şekil 4.7.'de ayarlama elemanın filtrenin frekans cevabı üzerindeki etkisi görülmektedir. Şerit kalınlığı arttıkça ilk iki modun birbirine yaklaştığı ve rezonans frekanslarının azaldığı, üçüncü modun rezonans frekansının arttığı görülmektedir.

Şekil 4.6(b).’de verilen üç kutuplu GB BGF’nin $ABCD$ matrisi,

$$M_{13} = M_3 \times M_2 \times M_{c1} \times M_{g2} \times M_{c2} \times M_2 \times M_3 \quad (4.2)$$

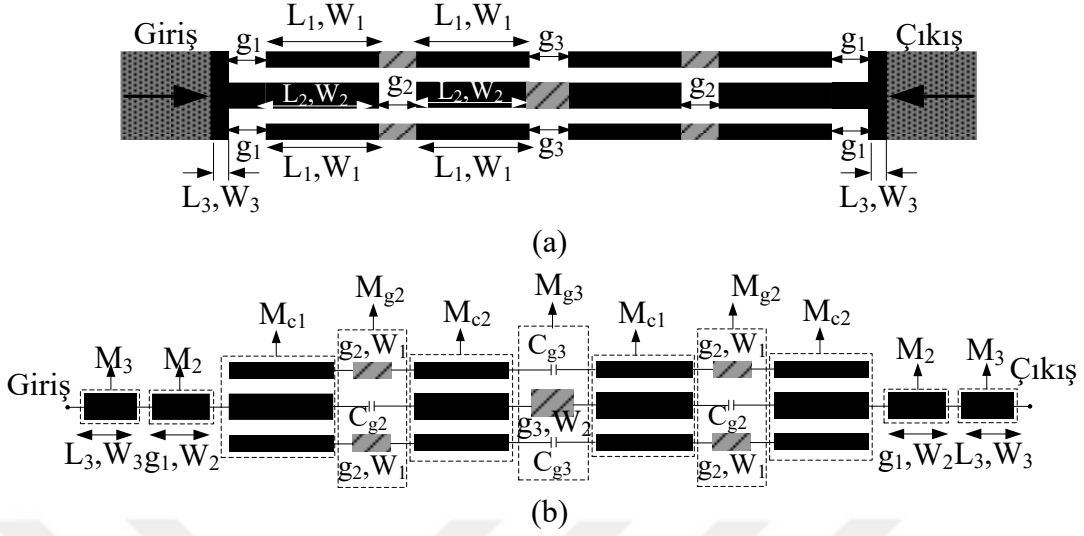
ifadesi ile elde edilir.



Şekil 4.8. Üçüncü dereceden GB BGF’nin benzetim ve teorik sonuçlarının karşılaştırılması

Şekil 4.8.’de, Şekil 4.6(a).’da verilen üçüncü dereceden filtre yapısının benzetim ve teorik sonuçlarının karşılaştırılması görülmektedir.

4.1.3 Beşinci dereceden geniş band band geçiren filtre

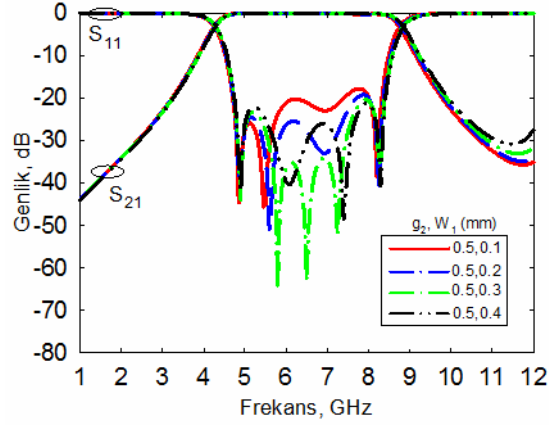


Şekil 4.9. (a) Beşinci dereceden filtre yapısı (b) eşdeğer iletim hat modeli

Şekil 4.9(a).’da, Şekil 4.6(a).’da verilen üçüncü dereceden filtre yapısının uç uca bağlanması ile elde edilen beşinci dereceden filtre yapısı görülmektedir. Bu yapıda dört adet birbirine eşit $2xL_1$ uzunluğunda, W_1 genişliğinde ve bir adet $2xL_2$ uzunluğunda W_2 genişliğinde yarım dalga boyu rezonatör kullanılmıştır. Ayrıca üç kutuplu filtreye benzer şekilde giriş ve çıkış portlarına bağlı L_2 uzunluğunda W_2 genişliğinde iki adet çeyrek dalga boyu rezonatör kullanılmıştır.

Şekil 4.9(b).’de bu filtrenin yaklaşık eşdeğer iletim hat modeli görülmektedir. M_{c1} matrisleri Denklem (3.47) ile verilen Tip#1 yapısına karşılık gelen $ABCD$ matrisi, M_{c2} matrisi ise Denklem (3.48) ile verilen Tip#2 yapısına karşılık gelen $ABCD$ matrisleridir. M_2 ve M_3 matrisleri sırasıyla L_2 , L_3 uzunluklu ve Z_2 , Z_3 karakteristik empedansına sahip iletim hatlarının $ABCD$ matrisleridir.

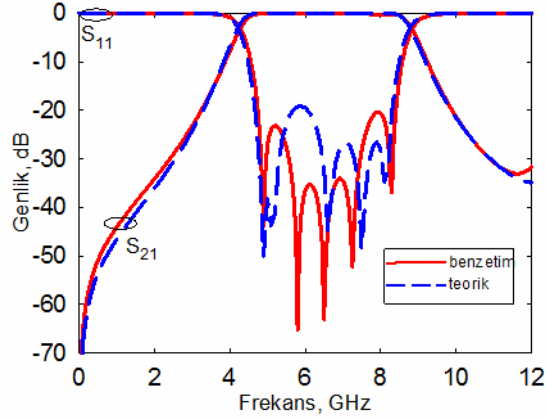
Burada iki adet g_2 uzunluğunda, W_1 kalınlığında iletim hat bölmeleri ayarlama elemanı olarak kullanılmıştır. Bu ayarlama elemanın şerit genişliğinin değişimi ile band içerisindeki modlara uygulanan kuplaj kontrol edilebilmektedir. Denklem (4.2)’de verilen kapasite ifadesi kullanılarak, $g_2=0.3$ mm uzunluğundaki W_2 kalınlığındaki iletim hatları arasındaki boşluk kapasitesi $C_{g2}=0.08$ pF, ve $g_3=0.2$ mm uzunluğundaki W_2 kalınlığındaki iletim hatları arasındaki boşluk kapasitesi $C_{g3}=12$ pF olarak hesaplanmıştır.



Şekil 4.10. Ayarlama elemanın modlar üzerindeki etkisi

M_{g2} ve M_{g3} matrisleri kendilerini oluşturan iletim hatları ve boşluk kapasitelerinin Y matrislerinin toplamından Ek-1'deki tabloda verilen $ABCD$ matrisine dönüşüm metodları kullanılarak hesaplanabilir.

Şekil 4.10.'da, M_{g2} matrisini oluşturan ayarlama elemanlarının şerit genişliği W_1 'in modlar üzerindeki etkisi görülmektedir. Band içerisindeki en yüksek ve en düşük frekansına sahip olan modlar, ayarlama elemanı ile değişmezken, diğer üç modun frekansı değişmektedir.



Şekil 4.11. Beşinci dereceden GB BGF'nin benzetim ve teorik sonuçlarının karşılaştırılması

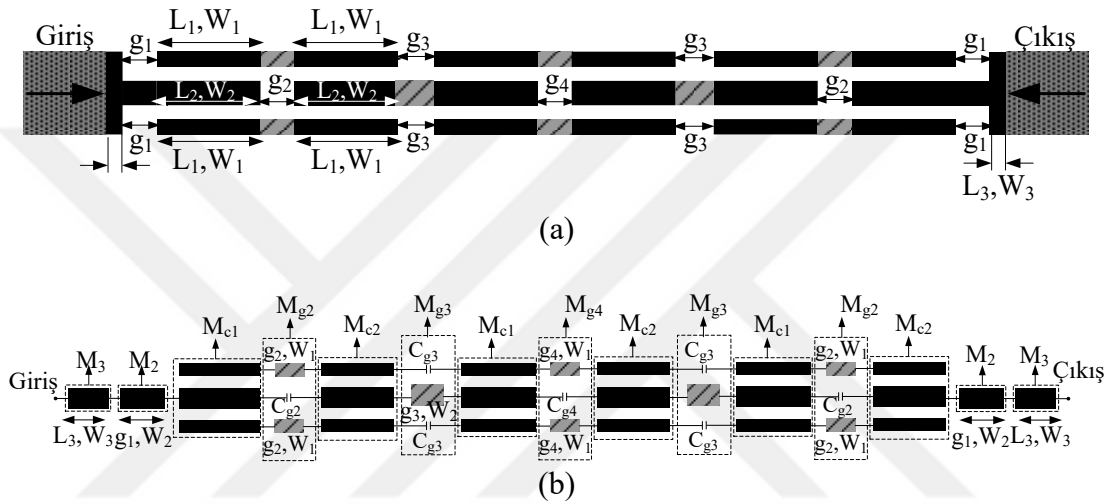
Şekil 4.11.'de, Şekil 4.9(a).'da verilen beşinci dereceden filtre yapısının benzetim ve teorik sonuçlarının karşılaştırılması görülmektedir.

Şekil 4.9(b).’de verilen beş kutuplu GB BGF’nin $ABCD$ matrisi,

$$M_{15} = M_3 \times M_2 \times M_{c1} \times M_{g1} \times M_{c2} \times M_{g3} \times M_3 \times M_{c1} \times M_{g1} \times M_{c2} \times M_2 \times M_3 \quad (4.3)$$

ifadesi ile elde edilir.

4.1.4 Yedinci dereceden geniş band band geçiren filtre

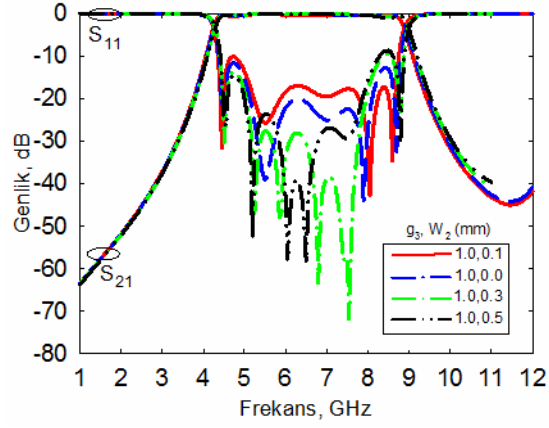


Şekil 4.12. (a) Yedinci dereceden filtre yapısı (b) eşdeğer iletim hat modeli

Şekil 4.12(a).’da, Şekil 4.6(a).’da verilen üçüncü dereceden üç adet filtre yapısının uç uca bağlanması ile elde edilen yedinci dereceden filtre yapısı görülmektedir. Bu yapıda altı adet birbirine eşit $2xL_1$ uzunluğunda, W_1 genişliğinde ve iki adet $2xL_2$ uzunluğunda W_2 genişliğinde yarım dalga boyu rezonatör kullanılmıştır.

Ayrıca üç kutuplu filtreye benzer şekilde giriş ve çıkış portlarına bağlı L_2 uzunluğunda W_2 genişliğinde iki adet çeyrek dalga boyu rezonatör kullanılmıştır.

Şekil 4.12(b).’de bu filtrenin yaklaşık eşdeğer iletim hat modeli görülmektedir. M_{c1} matrisleri Denklem (3.47) ile verilen Tip#1 yapısına karşılık gelen $ABCD$ matrisi, M_{c2} matrisi ise Denklem (3.48) ile verilen Tip#2 yapısına karşılık gelen $ABCD$ matrisleridir. M_2 ve M_3 matrisleri sırasıyla L_2 , L_3 uzunluklu ve Z_2 , Z_3 karakteristik empedansına sahip iletim hatlarının $ABCD$ matrisleridir. Burada verilen seri boşluk kapasiteleri $C_{g2}=0.69$ pF, $C_{g3}=0.04$ pF ve $C_{g4}=0.09$ pF olarak hesaplanmıştır (Wadell, 1994).



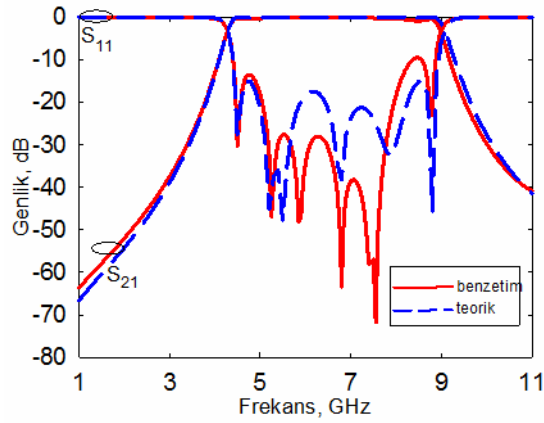
Şekil 4.13. Ayarlama elemanın modlar üzerindeki etkisi

Şekil 4.13.'de filtrenin tam ortasında yer alan M_{g4} matrisini oluşturan ayarlama elemanlarının şerit genişliği W_1 'in modlar üzerindeki etkisi görülmektedir.

Şekil 4.12(b).’de verilen yedi kutuplu GB BGF’nin $ABCD$ matrisi,

$$M_{17} = M_3 \times M_2 \times M_{c1} \times M_{g2} \times M_{c2} \times M_{g3} \times M_{c1} \times M_{g4} \times M_{c2} \times M_{g3} \times M_{c1} \times M_{g2} \times M_{c2} \times M_2 \times M_3 \quad (4.4)$$

ifadesi ile elde edilir.

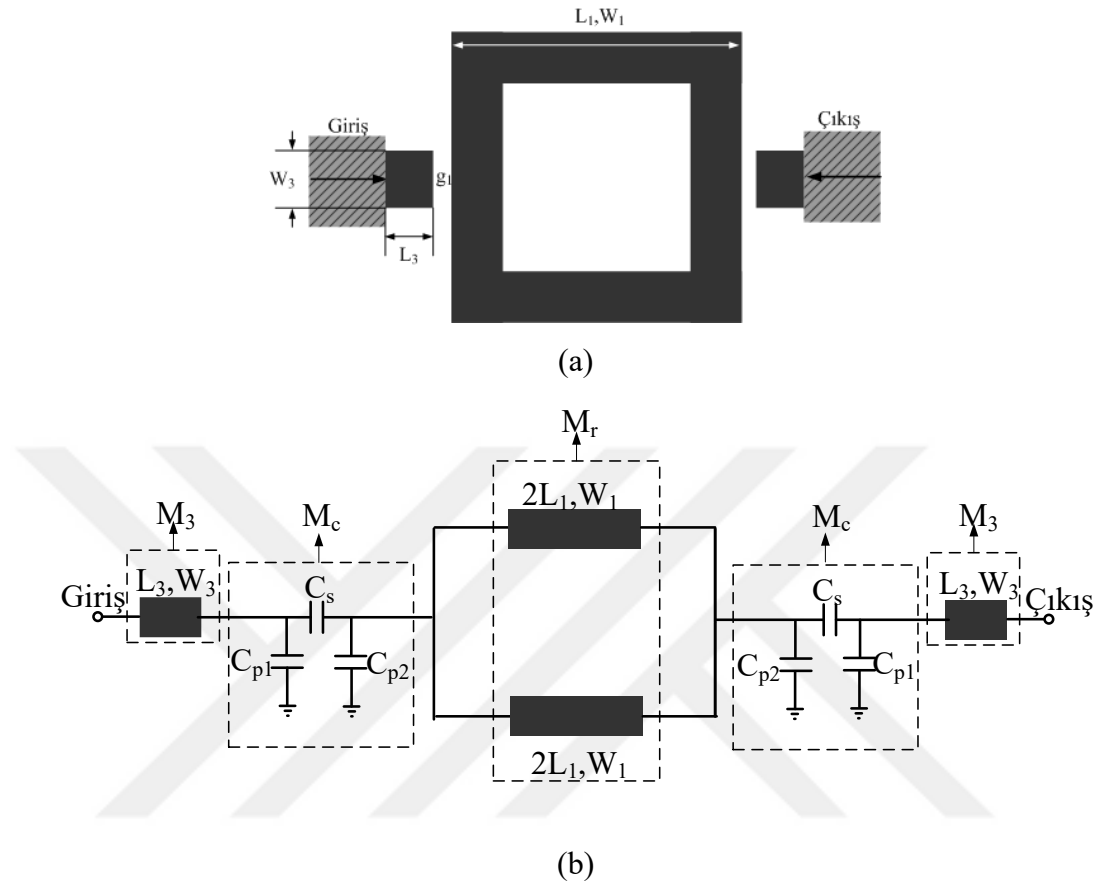


Şekil 4.14 Yedinci dereceden GB BGF’nin benzetim ve teorik sonuçlarının karşılaştırılması

Şekil 4.14.’de, Şekil 4.12(a).’da verilen yedinci dereceden filtre yapısının benzetim ve teorik sonuçlarının karşılaştırılması görülmektedir.

4.2 Çok Geniş Bandlı Filtrelerde Kullanılan Çok Modlu Rezonatör Tasarımı

4.2.1 Tek modlu rezonatör tasarımı



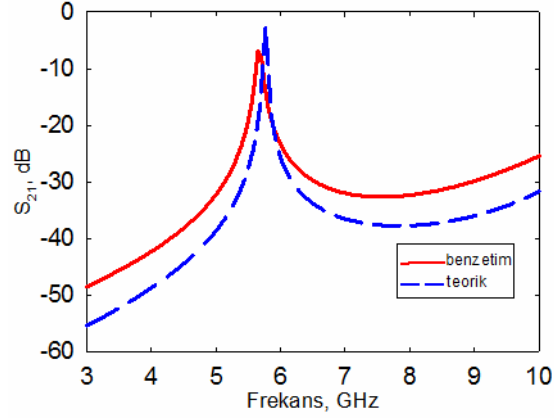
Şekil 4.15. Tek modlu rezonatörün (a) yapısı (b) eşdeğer devre modeli

Şekil 4.15(a).’da ÇGB filtre tasarımında kullanılan kare halka rezonatör yapısı görülmektedir. L_1 kenar uzunluğuna sahip bu rezonatör g_1 kuplaj aralığı üzerinden simetrik olarak beslenmiştir. Şekil 4.15(b).’de ise eşdeğer devre modeli görülmektedir. Burada verilen devre modeli üzerinden $ABCD$ matris sentezi kullanılarak teorik frekans cevabı elde edilmiştir

Şekil 4.15(b).’de verilen tek modlu kare halka rezonatörün $ABCD$ matrisi,

$$M_1 = M_3 \times M_c \times M_r \times M_c \times M_3 \quad (4.5)$$

ifadesi ile elde edilir.



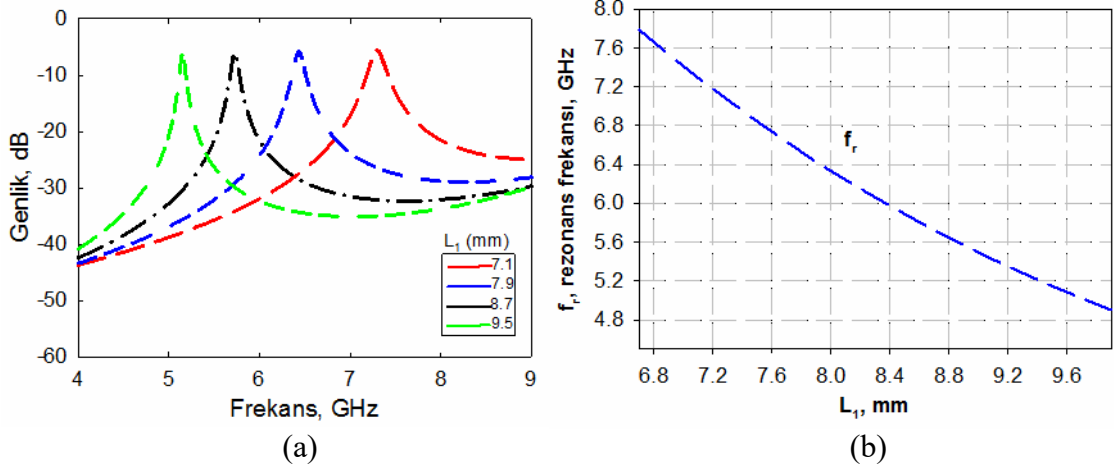
Şekil 4.16. Tek modlu rezonatörün benzetim ve teorik frekans cevaplarının karşılaştırılması

Burada verilen M_3 matrisi L_3 uzunluğundaki, W_3 kalınlığındaki iletim hattının $ABCD$ matrisidir. Kare halka rezonatöre uygulanan boşluk kuplajı M_c matrisi ile gösterilmiştir ve π eşdeğer devresi ile Şekil 2.2.'de görüldüğü gibi modellenen bu kapasite değerleri (Wadell, 1991)'deki çalışmaya göre, $C_s=0.045$ pF $C_{p1}=0.294$ pF ve $C_{p2}=0.292$ pF olarak hesaplanmıştır. M_r matrisi ise kenar uzunluğu L_1 olan kare halka rezonatörün $ABCD$ matrisidir. Şekil 4.16.'da, tek modlu kare halka rezonatörün teorik cevabı ile benzetim cevabının karşılaştırılması görülmektedir.

Kare halka rezonatörün rezonans frekansı f_r , c ışık hızı, λ rezonatörün dalga boyu, ϵ_{re} etkin dielektrik sabiti olmak üzere,

$$f_r = \frac{c}{\lambda \sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (4.6)$$

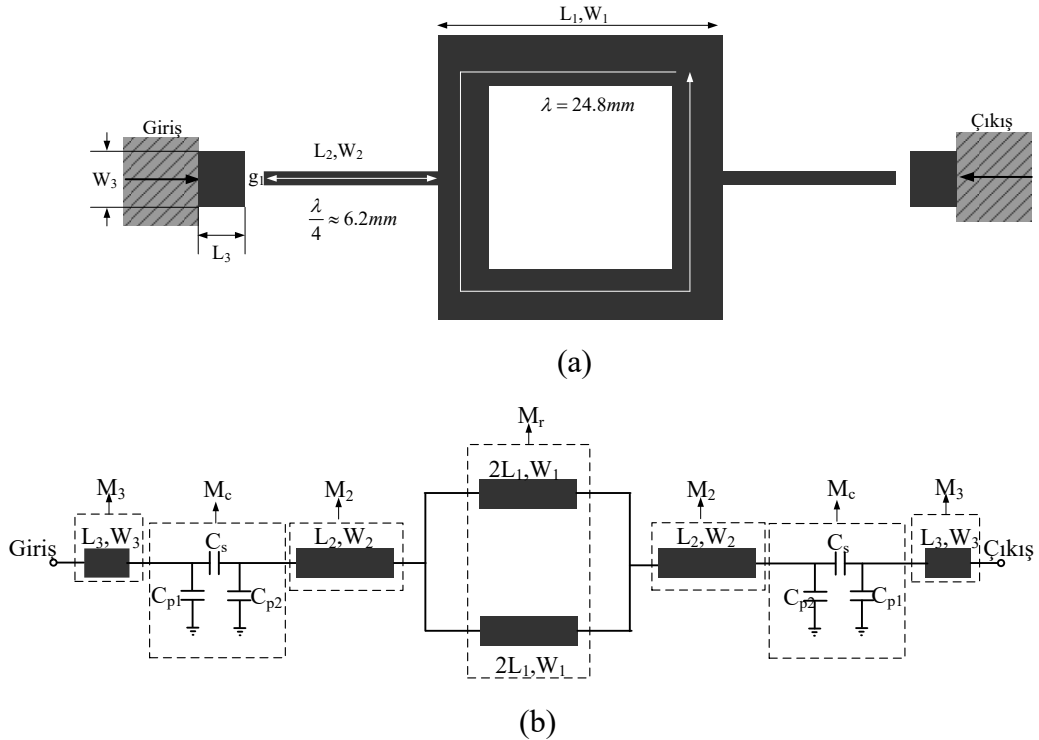
ifadesi ile hesaplanır (Pozar 2005).



Şekil 4.17. Kare halka rezonatörün L_1 parametresi ile (a) saçılma parametrelerinin değişimi (b) rezonans frekansının değişimi

Kenar uzunluğu $L_1=8.7$ mm, şerit genişliği $W_1=2.1$ mm olan kare halka rezonatörün ortalama dalga boyu $\lambda = 24.8$ mm'dir. Bu rezonatör Denklem (4.6)'daki ifadeler kullanılarak, $f_r=5.7$ GHz ve katlarında rezonansa gelmektedir. L_1 uzunluğunun artması ile rezonatörün ortalama dalga boyu artacağından Denklem (4.7)'e göre rezonans frekansı düşecektir. Farklı L_1 değerlerine göre kare halka rezonatörün frekans cevabı ve rezonans frekansının L_1 uzunluğuna göre değişiminin sırasıyla, Şekil 4.14(a) ve (b). 'de verilmiştir.

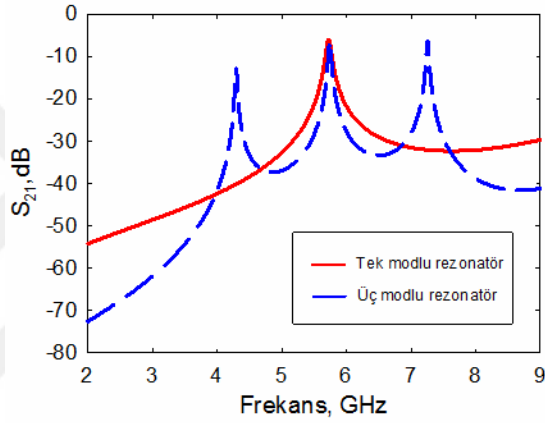
4.2.2 Üç modlu rezonatör tasarımı



Şekil 4.18. Üç modlu rezonatörün (a) yapısı (b) eşdeğer devre modeli

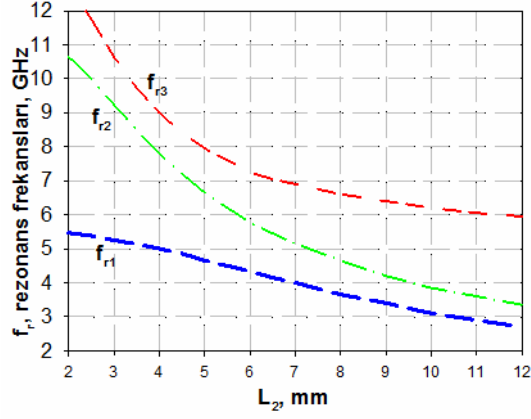
Zhu vd. 2001 ve 2003 yılında yapmış oldukları çalışmalara göre, bir yarım dalga boyu $\lambda/2$ dikdörtgen yama rezonatöre, çeyrek dalga boyu uzunluğunda $\lambda/4$ açık devre sonlandırılmalı hat parçaları her iki yanına simetrik olarak yerleştirildiğinde, merkez frekansı $\lambda/2$ rezonatörün rezonans frekansı olmak üzere üç modlu bir rezonatör elde edilmektedir.

Şekil 4.18(a).’da ÇGB filtre tasarımında kullanılan üç modlu rezonatör yapısı görülmektedir. Bu yapı tek modlu kare halka rezonatörün her iki yanına simetrik olarak $\lambda/4$ uzunluklu yan hatların eklenmesi ile üç modlu bir rezonatör oluşturmaktadır.



Şekil 4.19. Tek modlu rezonatör ile üç modlu rezonatörün frekans cevaplarının karşılaştırılması

Şekil 4.16.’da tek modlu rezonatör yapısı ile çeyrek dalga boyu yan hatlar eklenerek elde edilen üç modlu rezonatörün benzetim cevaplarının karşılaştırılması görülmektedir. Kare halka rezonatör tek bir modda rezonansa gelirken, üç modlu rezonatör, merkez frekansı tek mod rezonatörün rezonans frekansı olan frekansta rezonansa gelecek şekilde üç moda sahip olduğu görülmektedir.



Şekil 4.20. Üç modlu rezonatörün modlarının L_2 uzunluğu ile değişimi

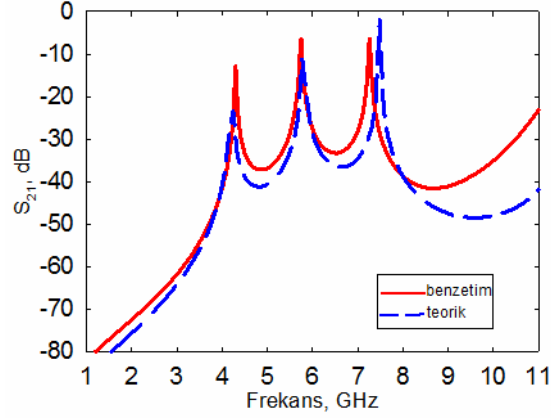
Şekil 4.20.'de yan hatların uzunluğu L_2 'nin değişimiyle üç modlu rezonatörün ilk üç modu f_{r1} , f_{r2} ve f_{r3} 'ün değişimi verilmiştir. Her üç modun rezonans frekansı L_2 uzunluğu arttıkça azalmakta ve ÇGB frekans sahasına girecek şekilde frekans ekseninde hareket etmektedir.

Şekil 4.18(b).’de verilen üç modlu rezonatörün ABCD matrisi,

$$M_3 = M_3 \times M_c \times M_2 \times M_r \times M_2 \times M_c \times M_3 \quad (4.7)$$

ifadesi ile elde edilir.

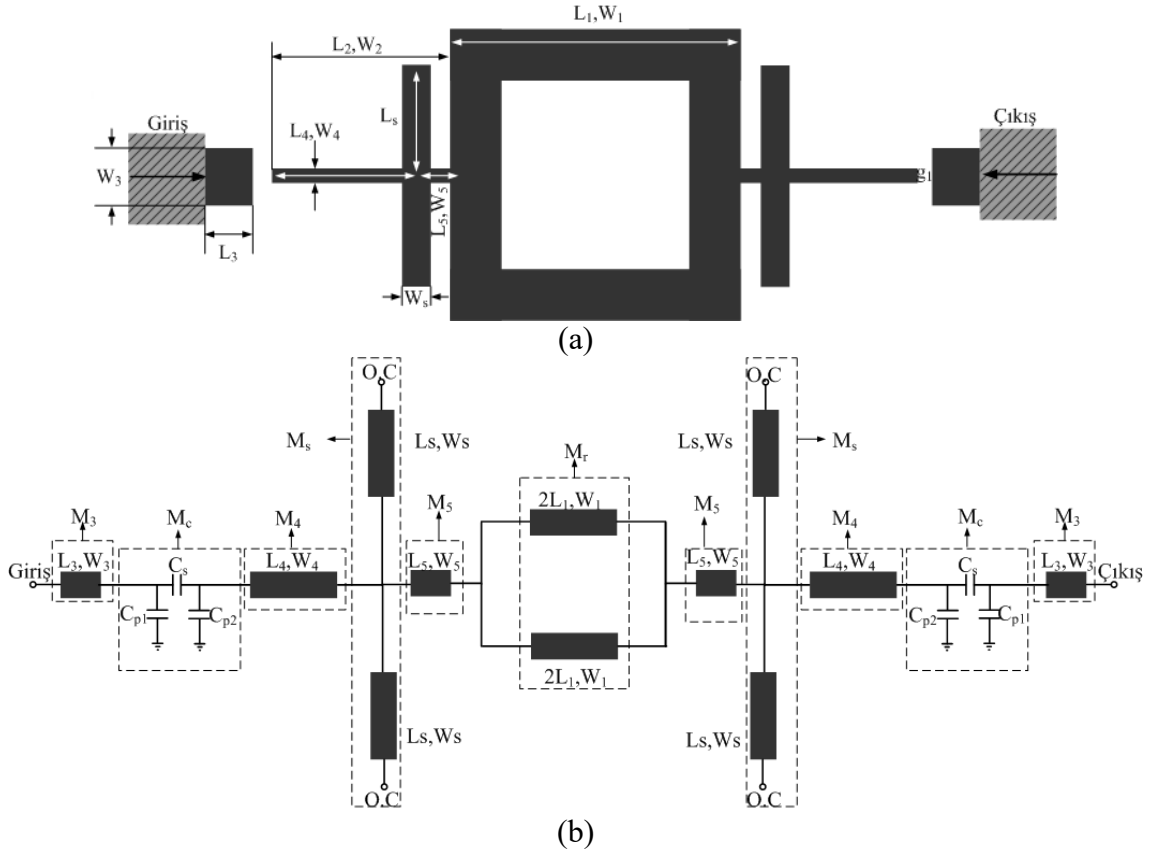
Şekil 4.18(b).’de verilen eşdeğer devre modeline göre, M_3 matrisi ve M_r matrisleri tek modlu rezonatörde kullanılan ifadelerle aynıdır. M_c matrisinde kullanılan kapasite değerleri bir önceki çalışmaya benzer şekilde (Wadell 1991)’deki çalışmadan $C_3=0.028$ pF, $C_{p1}=0.13$ pF ve $C_{p2}=0.16$ pF olarak hesaplanmıştır. M_2 matrisi ise, L_2 uzunluklu ve W_2 kalınlıklı iletim hattının ABCD matrisidir.



Şekil 4.21. Üç modlu rezonatörün benzetim ve teorik frekans cevaplarının karşılaştırılması

Şekil 4.21.'de, Denklem (4.7)'de verilen matris ifadesinden elde edilen teorik frekans cevabı ile aynı yapının benzetim cevabı verilmektedir.

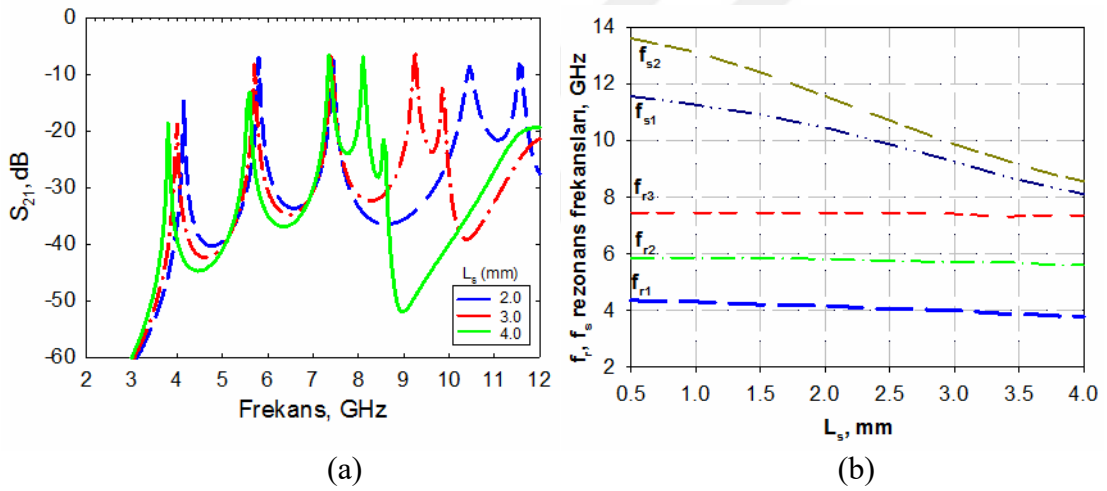
4.2.3 Beş modlu rezonatör tasarımı



Şekil 4.22. Beş modlu rezonatörün (a) yapısı (b) eşdeğer devre modeli

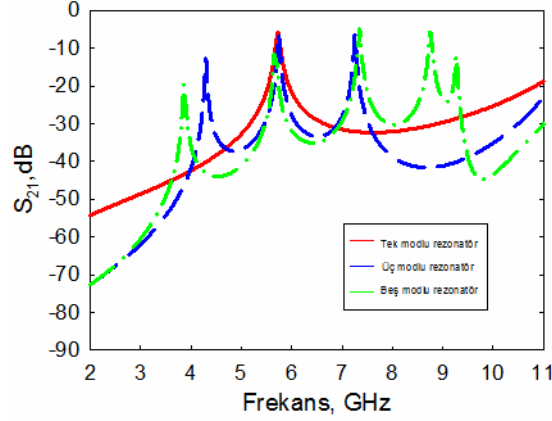
Şekil 4.22(a).’da yan hat yüklemeli beş modlu rezonatör yapısı görülmektedir. Bu rezonatör beş rezonans modu oluşturmaktadır. Üç modlu rezonatör yapısına L_s uzunluklu ve W_s genişlikli açık devre sonlandırılmalı paralel yan hatlar ve bu hatlar ile rezonatör arasındaki kuplajın etkisi ile mod sayısı beşe çıkartılmış, sonuç olarak beş modlu bir rezonatör oluşturulmuştur.

Şekil 4.23(a).’da L_s uzunluğunun değişiminin frekans cevabına etkisi verilmiştir. Benzer şekilde Şekil 4.23(b).’de ise L_s uzunluğunun değişimi ile beş modlu rezonatörün modlarının frekans eksenindeki değişiminin grafiği verilmiştir. Her iki şekilden de görüldüğü üzere, yan hatların uzunlukları arttıkça f_{s1} ve f_{s2} modları ÇGB frekans sahası içerisine doğru kayarken, üç modlu rezonatörün oluşturduğu ilk üç modu olan f_{r1} , f_{r2} ve f_{r3} sabit kalmaktadır.



Şekil 4.23. (a) Yan hatlarının uzunluğunun frekans cevabı üzerindeki etkisi (b) rezonans frekanslarının değişimi

Şekil 4.24.’de tek modlu, üç modlu ve beş modlu rezonatörlerin frekans cevaplarının karşılaştırılması görülmektedir. Tek modlu kare halka rezonatörün rezonans frekansı değişmezken, üç modlu rezonatör yapısı ile mod sayısı üçe çıkartılmıştır. Üç modlu rezonatörün ilk üç modunun rezonans frekansları değişmeden açık devre sonlandırılmalı paralel yan hatlar ve bu hatlar ile kare halka rezonatör arasındaki kuplaj ile beş modlu bir rezonatör yapısı elde edilmiştir.



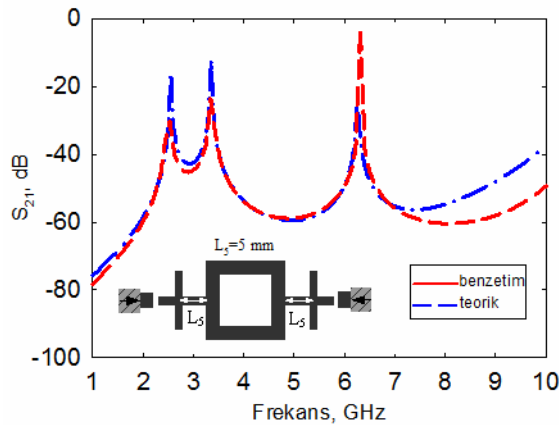
Şekil 4.24. Tek, üç ve beş modlu rezonatörlerin frekans cevapları

Şekil 4.22(b).’de verilen eşdeğer iletim hat modeline göre, toplam devrenin $ABCD$ matrisi M_t ,

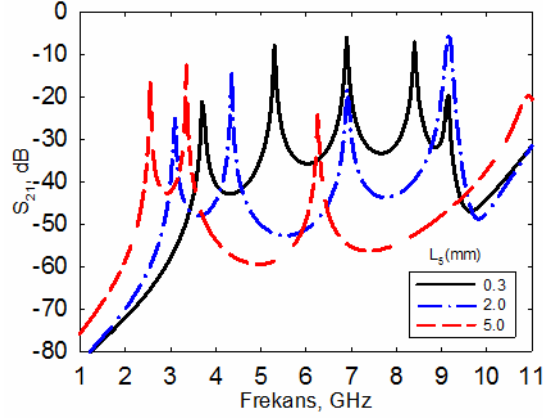
$$M_t = M_1 \times M_c \times M_2 \times M_s \times M_3 \times M_r \times M_3 \times M_s \times M_2 \times M_c \times M_1 \quad (4.8)$$

çarpımıyla elde edilir.

M_3 , M_4 , M_5 matrisleri sırasıyla uzunlukları L_3 , L_4 ve L_5 , karakteristik empedansları Z_3 , Z_4 ve Z_5 olan iletim hatlarının $ABCD$ matrisleridir. M_s matrisi ise açık devre sonlandırılmalı paralel yan hatların paralel bağlanması ile oluşan $ABCD$ matrisidir. M_c matrisi ise üç modlu rezonatör tasarımında kullanılan matrise eşittir.



Şekil 4.25. $L_5=5$ mm için beş modlu rezonatörün teorik ve benzetim cevaplarının karşılaştırılması

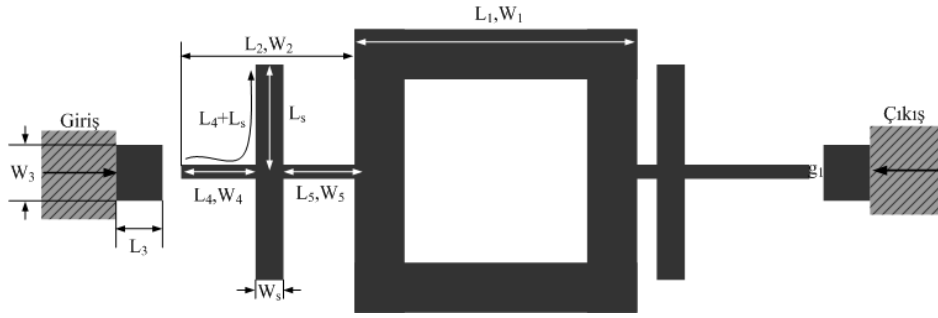


Şekil 4.26. L_5 uzunluğunun frekans cevabına olan etkisi

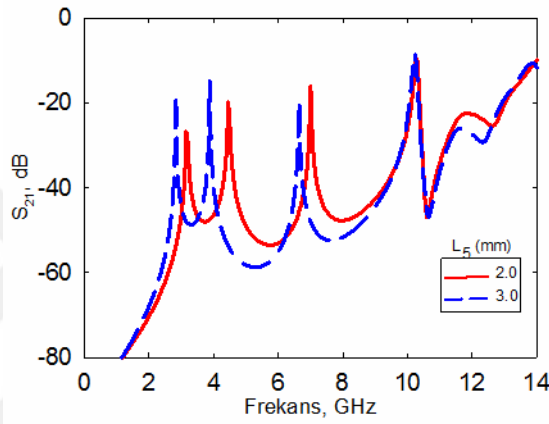
Şekil 4.25.'de $L_5=5.0$ mm iken, Şekil 4.22(b).’de verilen eşdeğer devre modeli kullanılarak hesaplanan M_t matrisinin frekans cevabı verilmiştir. Teorik ve benzetim cevaplarının uyum içerisinde olduğu görülmektedir.

Kare halka rezonatör ile açık devre sonlandırılmalı paralel yan hatlar arasındaki uzaklık olan L_5 uzunluğunun değişiminin beş modlu rezonatörün frekans cevabı üzerindeki etkisi Şekil 4.26.’da verilmiştir. Yan hatların rezonatöre yaklaşması ile beş modun ÇGB frekans sahasında elde edildiği görülmektedir.

4.2.4 Açık devre sonlandırılmalı paralel yan hatlar ve eşdeğer iletim hattı modeli



(a)

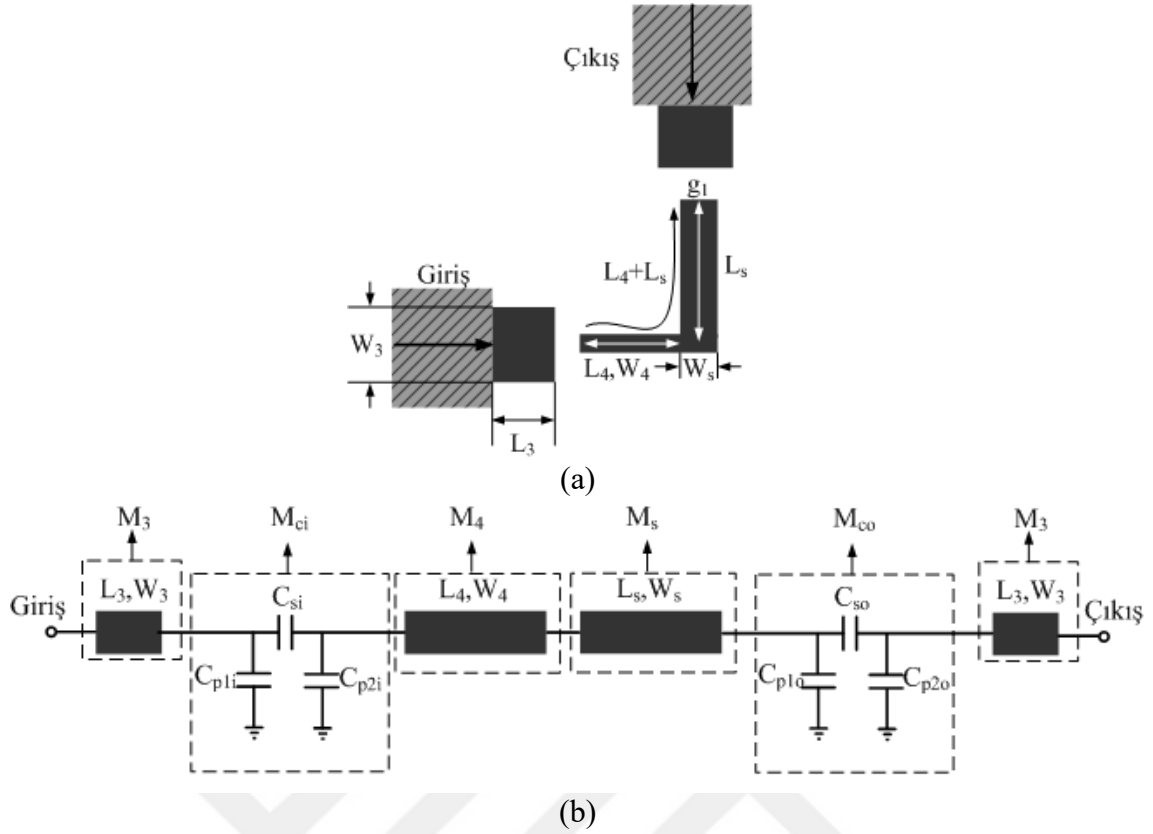


(b)

Şekil 4.27. (a) Beş modlu rezonatör yapısı (b) $L_4 = 3.4$ mm iken L_5 uzunluğunun etkisi

Şekil 4.27(a).’da tasarlanan beş modlu rezonatör yapısı görülmektedir. Bu yapıda diğer bütün parametreler sabit tutulup L_5 uzunluğu 2.0 mm den 3.0 mm’ye çıkartıldığında, yan hatlar nedeniyle oluşan ve çakışık durumda bulunan f_{s1} ve f_{s2} modlarının yerlerinin frekans ekseninde sabit kaldığı fakat üç modlu rezonatörün oluşturduğu ilk üç modun yer değiştirdiği Şekil 4.27(b).’de görülmektedir.

Açık devre sonlandırılmalı paralel yan hatların oluşturduğu modların daha iyi anlaşılabilmesi için Şekil 4.28.’de verilen devre parçasının $ABCD$ matrisi elde edilerek, teorik frekans cevabı elde edilmiştir.



Şekil 4.28. (a) Yarım dalga boyu rezonatör konfigürasyonu (b) basitleştirilmiş eşdeğer iletim hattı modeli

Paralel açık devre sonlandırılmalı yan hatların rezonans karakteristiğini inceleyebilmek için Şekil 4.27(a).’da verilen beş modlu rezonatörün L_4+L_s uzunluğundaki kısmı Şekil 4.28(a).’da verildiği gibi ayrıca incelenmiştir. L_4 uzunluklu, W_4 kalınlıklı üç modlu rezonatöre hat parçası ve L_s uzunluklu, W_s kalınlıklı paralel açık devre sonlandırılmalı yan hat parçasının basitleştirilmiş eşdeğer devresi Şekil 4.28(b).’de verilmiştir. $ABCD$ matris sentezi kullanılarak eşdeğer iletim hattı modeli üzerinden frekans cevabı elde edilmiştir.

Buradaki hat parçasının teorik cevabının elde edilebilmesi için her bir hat parçasının ayrı ayrı $ABCD$ matrisleri hesaplanıp, bunların sırasıyla çarpılması sonucunda tüm devrenin $ABCD$ matrisi elde edilmektedir.

Bu durumda Şekil 4.28(b).’de verilen M_3 , M_4 ve M_s matrisleri, sırasıyla uzunlukları L_3 , L_4 ve L_s , karakteristik empedansları Z_3 , Z_4 ve Z_s olan iletim hatlarının Şekil 2.2.’de verilen ifadeler kullanılması ile elde edilir.

Giriş çıkış portları arasındaki kuplaj, (Wadell, 1991)'de verilen asimetrik hatlar arasındaki kapasitelerin bulunmasına ilişkin denklemler kullanılarak hesaplanabilir.

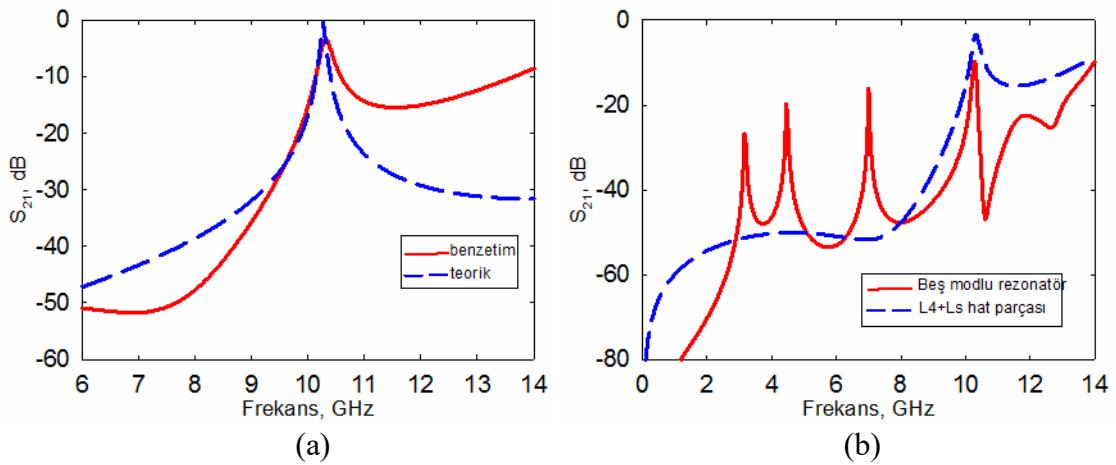
Şekil 4.28(b).’de giriş çıkış portları ile iletim hatları arasındaki kuplaj M_{c1} ve M_{c2} matrisi ile gösterilmiştir. Giriş portuna bağlı L_3 uzunluklu W_3 genişlikli iletim hattı ile L_4 uzunluklu hat parçasının arasındaki seri ve paralel kapasite değerleri, $C_{si}=0.018$ pF, $C_{pli}=0.013$ pF, $C_{pli} =0.027$ pF olarak hesaplanır ve M_{c1} matrisini oluşturur. Benzer şekilde L_s uzunluklu ve W_s genişlikli yan hat ile çıkış portu arasındaki kapasiteler ise $C_{so} =0.026$ pF, $C_{plo} =0.02$ pF, $C_{p2o} =0.028$ pF olarak hesaplanır ve M_{c2} matrisini oluştururlar. M_{c1} ve M_{c2} matrisleri Şekil 2.2’de verilen π eşdeğer devresi $ABCD$ matrisi ifadesi kullanılarak hesaplanır.

Şekil 4.28(b).’de verilen eşdeğer iletim hat modeline göre, toplam devrenin $ABCD$ matrisi M ,

$$M = M_3 \times M_{c1} \times M_4 \times M_s \times M_{c2} \times M_1 \quad (4.9)$$

çarpımıyla elde edilir.

Ek-A’da verilen dönüşüm formülleri kullanılarak, Denklem (2.12)’deki M matrisinin S parametrelerine dönüşümü yapılır.

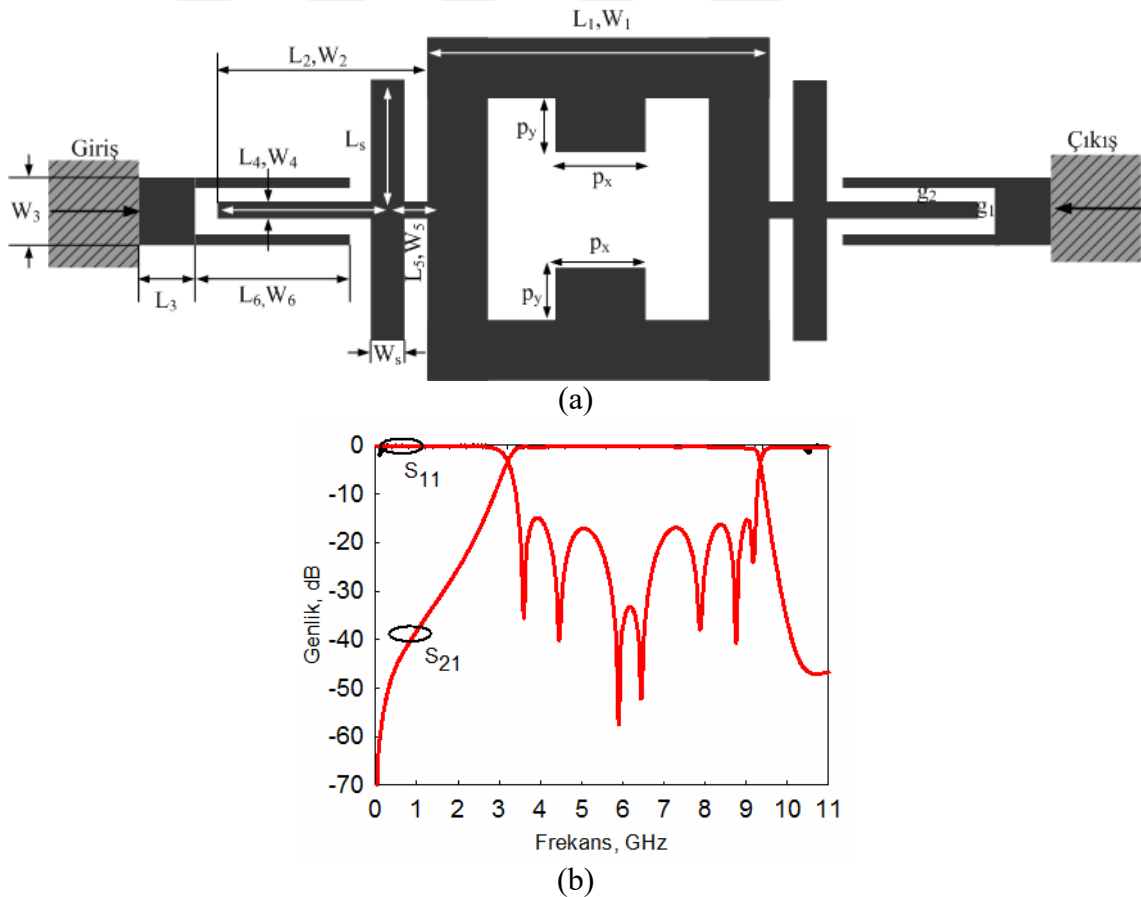


Şekil 4.29. (a) Açık devre sonlandırılmalı yan hatların benzetim cevabıyla teorik cevaplarının karşılaştırılması (b) $L_s=2.0$ mm için beş modlu rezonatör ile yan hat cevabının karşılaştırılması

Şekil 4.29.(a)'da yukarıda eşdeğer devre modeli verilen açık devre sonlandırılmalı paralel yan hattın benzetim cevabı ile teorik cevaplarının karşılaştırılması görülmektedir. Teorik ve benzetim cevaplarının her ikisinde 10.3 GHz'de bir mod oluşturduğu görülmektedir.

Şekil 4.29(b).’de ise $L_5=2.0$ mm iken beş modlu rezonatörün frekans cevabı ile Şekil 4.28(a).’de verilen yarım dalga boyu rezonatörün frekans cevapları görülmektedir. Burada, yarım dalga boyu rezonatörün oluşturduğu modun, beş modlu rezonatörün yan hatları dolayısıyla oluşan ve $L_5=2.0$ mm için çakışık halde bulunan f_{s1} ve f_{s1} modlarının rezonans frekanslarıyla aynı olduğu görülmektedir.

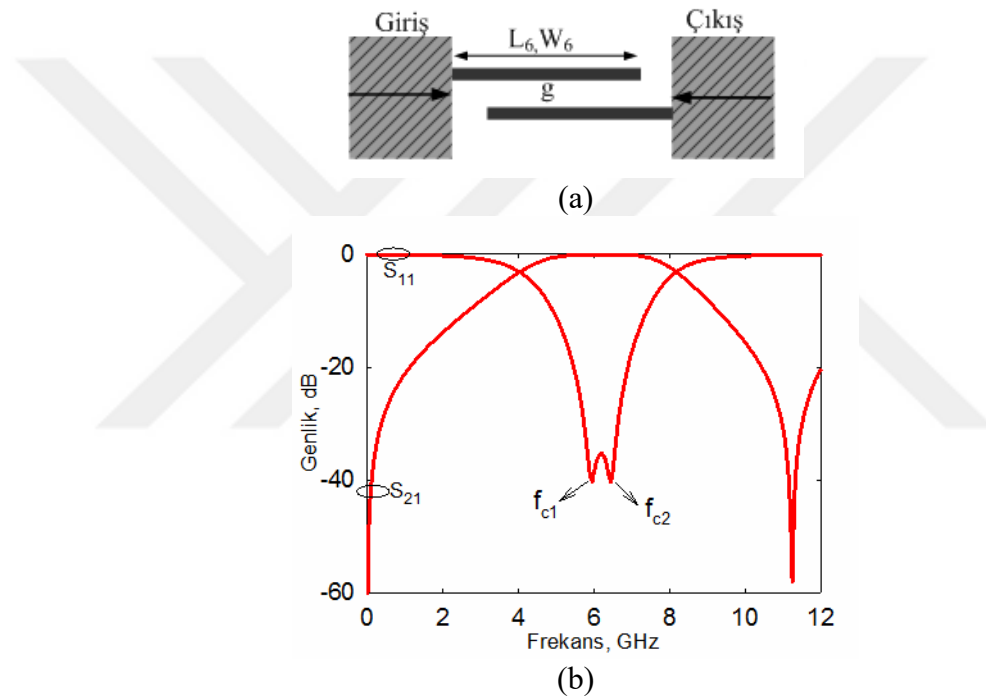
4.3 Paralel Kuplajlı Hatlar ve Çok Modlu Rezonatör Kullanılarak Çok Geniş Bandlı Filtre Tasarımı



Şekil 4.30. (a) Yedi kutuplu ÇGB BGF yapısı (b) frekans cevabı

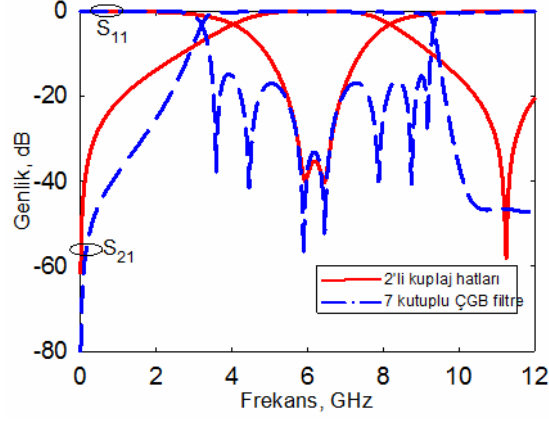
Şekil 4.30.(a)'de giriş ve çıkışta bir çift paralel kuplajlı iletim hattı ile beslenen beş modlu rezonatör kullanılarak tasarlanan ÇGB BGF yapısı görülmektedir. Yüksek empedanslı paralel kuplajlı iletim hatlarının uzunluğunun artmasıyla rezonatöre uygulanan kuplaj artmakta ve bu şekilde ÇGB filtre cevabı elde edilmektedir. Şekil 4.30(b).’de nihai devrenin benzetim cevabı verilmiştir.

Bilindiği gibi paralel kuplajlı iletim hatları çeyrek dalga boyu rezonatör davranışı gösterirler ve rezonatörlerin şerit genişlikleri, rezonatörler arasındaki kuplaj boşluğu, modlar arasındaki kuplajı etkiler (Matheii vd., 1980).



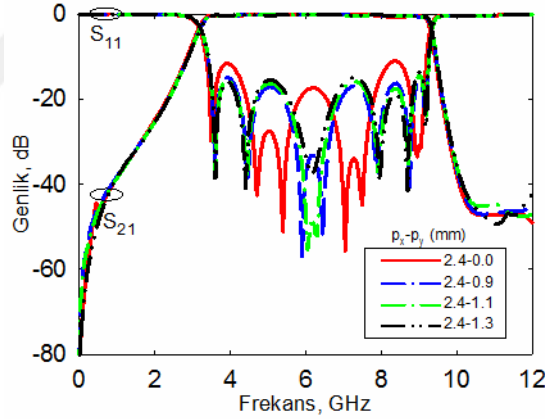
Şekil 4.31. Paralel kuplajlı iletim hatlarının (a) yapısı (b) frekans cevabı

Şekil 4.31(a).’da beş modlu rezonatörü beslemek için kullanılan paralel kuplajlı iletim hatları görülmektedir. Her bir iletim hattı çeyrek dalga boyu rezonatör davranışı göstererek iki kutuplu bir BGF cevabını Şekil 4.31(b).’de verildiği gibi oluşturur. Burada f_{c1} ve f_{c2} bu rezonatörlerin oluşturduğu rezonans frekanslarıdır. Şerit genişliği $W_6=0.1$ mm uzunluğu $L_6=5.6$ mm olan bu hatlar hem beş modlu rezonatörü beslemek için hem de merkez frekansı ÇGB filtrenin merkez frekansı olacak şekilde seçilmiş f_{c1} ve f_{c2} rezonans frekanslarını oluşturmak için kullanılmıştır.



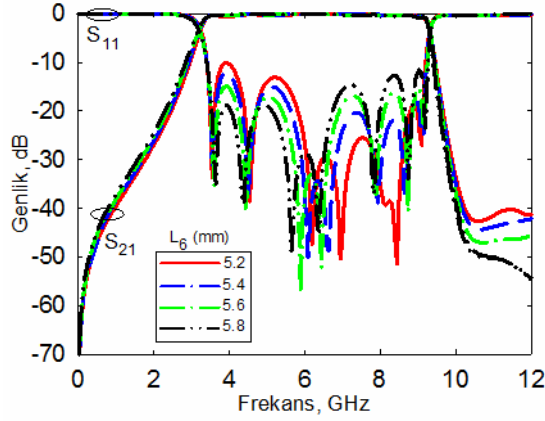
Şekil 4.32. Paralel kuplajlı besleme hatları ile nihai yedi kutuplu ÇGB filtrenin frekans cevaplarının karşılaştırılması

Şekil 4.32.'de verilen ÇGB BGF ve Şekil 4.31(a).’da verilen besleme hatlarının frekans cevaplarının karşılaştırılması görülmektedir. Besleme hatları giriş ve çıkışta birer çeyrek dalga boyu rezonatör davranışı göstererek geçme bandı içerisinde yedi kutup elde edilmesinde rol oynar.



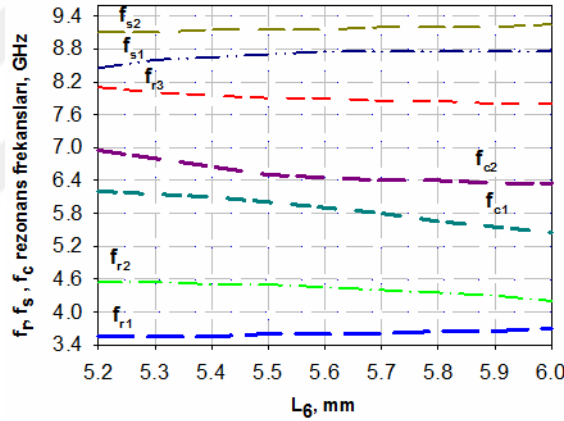
Şekil 4.33. Perturbasyon elemanını frekans cevabı üzerindeki etkisi

Şekil 4.30(a).’da verilen ÇGB filtrenin band içi loop seviyesinin kontrolü için boyutları $p_x \times p_y$ uzunluğunda iletken yama şeklide iki adet perturbasyon elemanı kullanılmıştır. Şekil 4.33.’de perturbasyon elemanının yüksekliği p_y değişiminin kutuplar üzerindeki etkisi görülmektedir. Perturbasyon elemanının büyüklüğünün değişimi en düşük frekansa sahip birinci kutuba etki etmezken, band içi yansımaya kaybı seviyesini ve diğer kutupların rezonans frekanslarını değiştirmektedir.



Şekil 4.34. Kuplaj hatlarının uzunluğunun frekans cevabı üzerindeki etkisi

Yüksek empedanslı paralel kuplajlı iletim hatlarının uzunluğunun artmasıyla rezonatöre uygulanan kuplaj artmakta ve ÇGB filtre cevabı elde edilmektedir. Şekil 4.34.'de bu iletim hatlarının uzunluğunun nihai filtre tasarımı üzerindeki etkisi görülmektedir.



Şekil 4.35 L_6 uzunluğunun yedi kutuplu ÇGB filtrenin modları üzerindeki etkisi

Yukarıda verilen bilgiler ışığında, perturbasyon elemanının büyüklüğü ve besleme hatlarının uzunluğunun band içi kuplaj şiddetini değiştirerek loop seviyesini ve kutup frekanslarında değişime neden olduğu görülmektedir. Şekil 4.32.'de görüldüğü gibi besleme hattının oluşturduğu f_{c1} ve f_{c2} rezonans frekansları ile yedi kutuplu filtrenin üçüncü ve dördüncü kutuplarının çakıştığı görülür. Bu durumda yedi kutuplu filtrenin üçüncü ve dördüncü kutupları çeyrek dalga boyu paralel kuplajlı besleme hatlarının oluşturduğu modlardır.

Şekil 4.35.'de, yukarıda verilen açıklamalar sonucunda belirlenen kutup frekanslarının L_6 uzunluğuna bağlı olarak değişimi gösterilmektedir. Burada f_{r1} , f_{r2} ve f_{r3} üç modlu rezonatörün oluşturduğu kutuplar, f_{s1} ve f_{s2} , açık devre sonlandırmalı paralel yan hatların oluşturduğu kutuplar ve f_{c1} ve f_{c2} ise paralel kuplajlı çeyrek dalga boyu rezonatör besleme hatlarının oluşturduğu kutuplardır. Bir başka deyişle, f_{r1} , f_{r2} , f_{r3} , f_{s1} ve f_{s2} önerilen beş modlu rezonatörden dolayı ortaya çıkan kutuplardır.



BÖLÜM V

DENEYSEL ÇALIŞMALAR

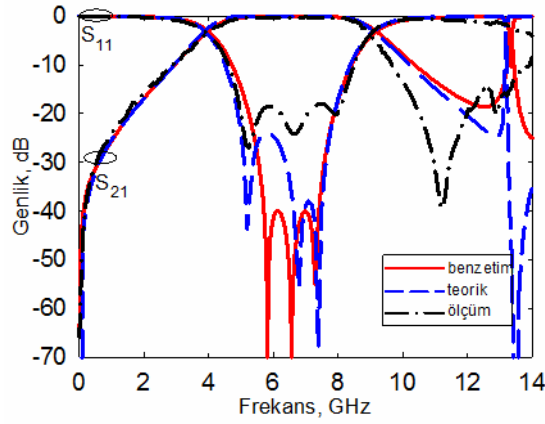
Bu bölümde, önceki bölümlerde teorik analizleri ve simülasyon sonuçlarıyla birlikte ortaya konan GB ve ÇGB BGF'lerin deneysel çalışmaları yer almaktadır. Bu doğrultuda, araya girme kaybı, band içi geri dönüş kaybı ve band genişliği açısından en iyi frekans cevabına sahip filtreler imal edilerek ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Devrelerin imalatında bağıl dielektrik sabiti 6.15 ve kalınlığı 1.27 mm olan Rogers RT/Duroid 6006 taban malzemesi kullanılmıştır. Söz konusu malzemenin tanjant kaybı 0.0019, üzerindeki bakır kalınlığı ise 35 μm 'dir. İmal edilen devrelerin ölçümleri HP 8720C Network Analizörü kullanılarak yapılmıştır.

5.1 Paralel Kuplajlı Hatlı Filtreler

Tez çalışması kapsamında paralel kuplajlı üç hatlı yapılar kullanılarak filtre tasarımları yapılmıştır. Yarım dalga boyu ve çeyrek dalga boyu rezonatörlerin uç uca eklenmesi ile filtre derecesi üç, beş ve yedi olan filtre tasarımları elde edilmiştir.

5.1.1 Üç kutuplu filtre

Şekil 4.3(a).’da üç kutuplu filtre yapısı görülmektedir. Ayarlama elemanı olarak yarım dalga boyu rezonatörün $g_2 \times W_2$ büyüklüğündeki hat parçası kullanılmış ve band içi kuplaj kontrolü sağlanmıştır. ABCD matris sentezi kullanılarak filtrenin teorik cevabı elde edilmiştir. Filtrenin boyutları $L_1 = L_2 = 5.3$ mm, $L_3 = 0.4$ mm, $W_1 = 0.2$ mm, $W_2 = 0.4$ mm, $g_1 = 0.2$ mm, $g_2 = 0.4$ mm olarak belirlenmiştir. Şekil 5.1(b).’de üç kutuplu filtrenin benzetim, teorik ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması verilmiştir.



Şekil 5.1. Üçüncü dereceden filtrenin benzetim, teorik ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması

Çizelge 5.1.'de filtrenin merkez frekansı (f_0), kısmi band genişliği (FBW) ve araya girme kaybı (IL) değerleri için benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması verilmiştir. İmal edilen üçüncü dereceden GB BGF filtrenin fotoğrafı Fotoğraf 5.1.'de verilmektedir.

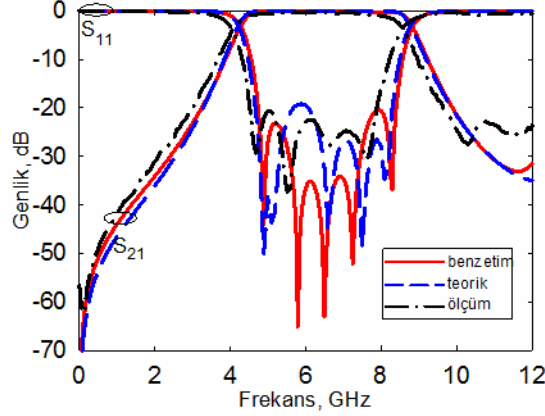
Çizelge 5.1. Üçüncü dereceden GB filtrenin benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması

	f_0 (Ghz)	fbw(%)	IL(dB)	RL(dB)
Benzetim	6.1	85	-0.067	-40
Ölçüm	6.47	75	-0.19	-18



Fotoğraf 5.1. İmal edilen üçüncü dereceden GB BGF ve frekans cevabı

5.1.2 Beş kutuplu filtre



Şekil 5.2. Beşinci dereceden filtrenin benzetim, teorik ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması

İki adet üçüncü dereceden filtre yapısının uç uca eklenmesi ile oluşturulmuş beşinci dereceden filtre yapısı Şekil 4.6(a).’da görülmektedir. Filtrenin boyutları üçüncü dereceden filtre tasarımıyla aynı olup, uç kuplajının sağlandığı boşlukların uzunlukları g_2 ve g_3 sırasıyla 0.3 mm ve 0.2 mm olarak tasarlanmıştır. Burada da ayarlama elemanının kullanımı ile modlar üzerindeki kuplaj kontrol edilmiş ve band içi RL seviyeleri istenilen değerlere ayarlanmıştır. Şekil 5.2’.de bu filtrenin benzetim, teorik ve ölçüm sonuçları görülmektedir. Çizelge 4.2. filtrenin merkez frekansı (f_o), kısmi band genişliği (FBW) ve araya girme kaybı (IL) değerleri için benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması verilmiştir. İmal edilen beşinci dereceden GB BGF filtrenin fotoğrafı Fotoğraf 5.2.’de verilmektedir.

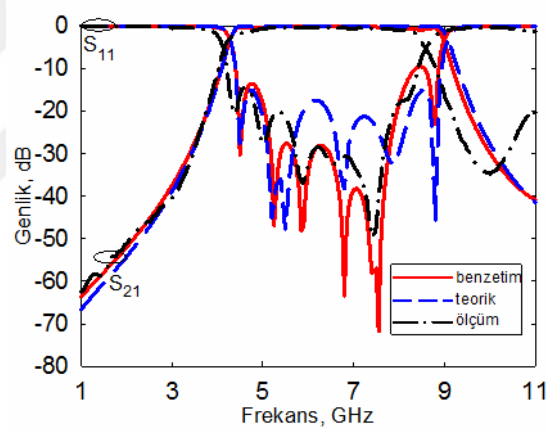
Çizelge 5.2. Beşinci dereceden GB filtrenin benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması

	f_o (Ghz)	fbw(%)	IL(dB)	RL(dB)
Benzetim	6.575	69	-0.13	-35
Ölçüm	6.33	69	-0.23	-23



Fotoğraf 5.2. İmal edilen beşinci dereceden GB BGF ve frekans cevabı

5.1.3 Yedi kutuplu filtre



Şekil 5.3. Yedinci dereceden filtrenin benzetim, teorik ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması

Üç adet üçüncü dereceden filtre yapısının uç uca eklenmesi ile oluşturulmuş yedinci dereceden filtre yapısı Şekil 4.9(a).’da görülmektedir. Burada beşinci dereceden filtre yapısından farklı olarak $g_2=0.4$ mm ve $g_3=0.3$ mm olarak alınmıştır.

Ayarlama elemanını oluşturan kuplaj boşluğu g_4 ise 0.3 mm’dir. Çizelge 5.3.’de filtrenin merkez frekansı (f_0), kısmi band genişliği (FBW) ve araya girme kaybı (IL) değerleri için benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması verilmiştir. İmal edilen yedinci dereceden GB BGF filtrenin fotoğrafı Fotoğraf 5.3.’de verilmektedir.

Çizelge 5.3. Yedinci dereceden filtrenin benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması

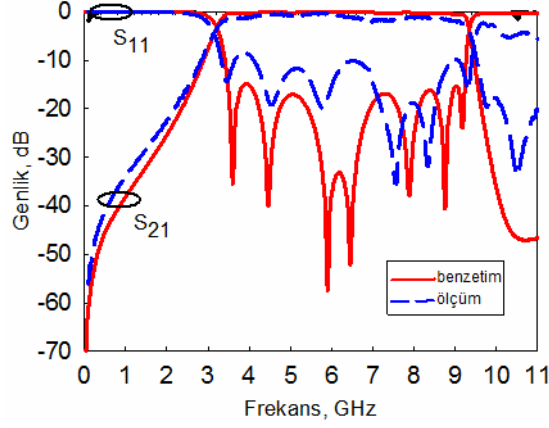
	fo (Ghz)	fbw(%)	IL(dB)	RL(dB)
Benzetim	6.625	4.75-72	-0.22	-56.9
Ölçüm	6.39	4.29-67	-0.42	-32



Fotoğraf 5.3. İmal edilen yedinci dereceden GB BGF ve frekans cevabı

5.2 Çok Geniş Bandlı Filtre

Şekil 4.24.'de tez çalışması kapsamında tasarlanan ÇGB BGF yapısı görülmektedir. Filtre tasarımında Şekil 4.19.'da verilen beş modlu rezonatörün modları ÇGB frekans sahası içerisinde oluşturulmuştur. Bu rezonatör Şekil 4.25(a)'da verilen çeyrek dalga boyu paralel kuplajlı besleme hatları kullanılarak beslenmiştir.



Şekil 5.4. ÇGB BGF yapısının benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması

Giriş ve çıkış portlarında yüksek empedanslı hat çiftleri halinde bulunan bu yapılar, rezonans frekansı beş modlu rezonatörün modlarının merkez frekansı olmak üzere iki kutup daha oluşturup, filtrenin kutup sayısını yediye çıkartırlar.

Şekil 4.24(a)'da verilen filtrenin boyutları $L_1=8.7$ mm, $L_2=6.8$ mm, $L_3=0.5$ mm, $L_4=5.8$ mm, $L_5=0.3$ mm, $L_6=5.6$ mm, $L_7=3.4$ mm, $W_1=2.1$ mm, $W_2=0.3$ mm, $W_3=0.9$ mm, $W_4=$ $W_5=0.3$ mm, $W_6=0.1$ mm, $W_7=0.7$ mm, $p_x=2.4$ mm, $p_y=0.9$ mm, $g_1=0.3$ mm, $g_2=0.2$ mm olarak belirlenmiştir.

Şekil 5.4.'de beşinci dereceden bir rezonatör kullanılarak tasarlanmış yedinci dereceden ÇGB BGF tasarımının benzetim ve teorik cevapları görülmektedir. Çizelge 5.4.'de benzetim ve ölçüm sonuçları tablo halinde verilmiştir. İmal edilen yedinci dereceden ÇGB BGF filtrenin fotoğrafı Fotoğraf 5.4.'de verilmektedir.

Çizelge 5.4. Yedinci Dereceden ÇGB filtrenin benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması

	fo (Ghz)	fbw(%)	IL(dB)
Benzetim	6.27	98.8	-0.10
Ölçüm	6.29	97.2	-0.361



Fotoğraf 5.4. İmal edilen yedinci dereceden ÇGB BGF

BÖLÜM VI

SONUÇ VE ÖNERİLER

Doktora tez çalışması kapsamında GB ve ÇGB mikroşerit band geçiren filtre tasarımları yapılmıştır. Burada ilk olarak, literatürde simetrik üç hatlı kuplajlı iletim hatları ile tasarlanan filtre yapılarına alternatif olarak şerit genişlikleri birbirinden farklı paralel kuplajlı üç hatlı yapılar ile GB filtre tasarımları yapılmıştır. Bu paralel kuplajlı yapıların uç uca eklenmesi ile oluşan yarım dalga boyu ve çeyrek dalga boyu rezonatör yapılarının birbirlerine uygun şekilde kuplajlanmaları sayesinde üç, beş ve yedinci dereceden GB filtreler tasarlanmıştır.

Tasarlanan her bir yapının yaklaşık eşdeğer devre modelleri verilmiş, bu model üzerinden şerit genişlikleri birbirine eşit simetrik paralel kuplajlı yapılar için literatürde var olan $ABCD$ matrisi, şerit genişlikleri birbirinden farklı asimetric paralel kuplajlı hatlar için uygulanarak, toplam devrenin $ABCD$ matrisinin sentezlenme yoluna gidilmiştir. Bu filtrelere ait saçılma parametreleri, dönüşüm formülleri ile hesaplanmıştır. Filtrelerin benzetim, teorik ve ölçüm sonuçlarının birbirleriyle uyum içerisinde olduğu görülmüştür.

Paralel kuplajlı hatlar kullanılarak tasarlanan filtre yapılarının benzer filtre tasarımlarına göre en önemli farklılığı, modlar arasındaki kuplajın kontrol edilebilmesidir. Bu filtrelerde ayarlama elemanı ile kuplaj kontrolü sağlanarak, filtrelerin band içi geri dönüş kaybı seviyelerinin ayarlanması sağlanmıştır.

Tez çalışması kapsamında tasarlanan bir diğer filtre yapısı ise yedi kutuplu mikroşerit ÇGB BGF yapısıdır. Bu tasarımda bir kare halka rezonatöre açık devre sonlandırılmalı çeyrek dalga boyu yan hatlar eklenerek öncelikle üç modlu rezonatör yapısı elde edilmiştir. Böylece literatürdeki çok modlu filtre tasarımlarına benzer şekilde, üç modlu bu yapının merkez frekansı, kare halka rezonatörün merkez frekansı ile çakışacak şekilde tasarlanmıştır. Bu tasarım esnasında, filtrenin seçiciliğini arttırmak için rezonatörün mod sayısının artırılması hedeflenerek üç modlu rezonatöre dört adet açık devre sonlandırılmalı paralel yan hat eklenmiştir. Bu yan hatlar yarım dalga boyu rezonatör özelliği sergilemektedir. Dolayısıyla üç modlu rezonatörün ilk üç modunun

frekans cevabında yeri değişmeden iki mod daha eklenmiş ve beş modlu bir rezonatör elde edilmiştir. Paralel yan hatlar ve kare halka rezonatör arasındaki kuplajın etkisi ile hem mod sayısında bir artış sağlanmış hem de band içi geri dönüş kaybı seviyelerinin düşmesi sağlanmıştır. Beş modlu rezonatörün teorik analizi için *ABCD* matris sentezi metodu kullanılmıştır. Açık devre sonlandırılmalı paralel yan hatların frekans cevabı üzerindeki etkisi incelenmiş, yan hatların rezonatöre yaklaştırılması ile beş modun ÇGB frekans sahası içerisinde elde edildiği gösterilmiştir.

Tasarlanan yan hat yüklemeli beş modlu rezonatörün beslenmesi için giriş ve çıkışta yüksek empedans hat bölmelerine sahip çeyrek dalga boyu rezonatör çiftleri kullanılmıştır. Her bir rezonatör çifti beş modlu rezonatörün merkez frekansında bir kutup oluşturacak şekilde, hem kutup sayısının artmasını hem de rezonatöre yeterli kuplajın uygulanmasını sağlamıştır.

Bunların yanı sıra, kare halka rezonatör üzerinde iki adet birbirine eşit iletken yama şeklinde pertürbasyon elemanı kullanılmıştır. Pertürbasyon elemanları ile modlar üzerindeki kuplajın kontrolü sağlanarak, bu şekilde band içi geri dönüş kaybı seviyeleri kontrol edilmiştir. Nihai filtredeki her bir kutubun oluşumu detaylıca incelenmiştir. Bu çalışma literatürdeki benzer çalışmalara göre, mod sayısının artışı ve kare halka rezonatöre uygulanan kuplajın şiddetinin paralel yan hatlarla sağlaması açısından ayrılmaktadır. Ayrıca, yedi kutbun ÇGB frekans sahası içerisinde oluşturulması ile literatürdeki benzer çalışmalara göre yüksek seçicilik sağlanmış olmaktadır.

Yukarıdakilere ek olarak, bu çalışmada pertürbasyon elemanının ÇGB frekans sahası içerisinde kullanılan filtre yapılarındaki etkisi net bir şekilde ortaya konmuştur. Böylece ilerideki ÇGB filtreler için bu çalışma bir kaynak niteliğinde olacaktır.

Tez çalışması kapsamında önerilen üç, beş ve yedinci dereceden filtre yapılarında, hem filtre derecesinin artışının teorik model üzerinden desteklenmesi hem de literatürde var olan paralel kuplajlı yapılar üzerinde ilk kez ayarlama elemanının kullanılması ile modların kontrolünün sağlanması açısından farklılık göstermektedir. Tasarlanan GB filtrelerin benzetim, teorik ve ölçüm sonuçları birbirleriyle uyum içerisinde.

ÇGB filtre yapılarında çalışılan frekans bandı oldukça büyük olduğundan diğer sistemlerle olan etkileşimini en aza indirgeyebilmek için ÇMR' de kullanılan besleme hattının simetrisi bozularak ya da kullanılan yan hatların uzunlukları farklı tutularak kırmık band oluşturma yoluna gidildiği görülmektedir. Bu tez çalışması kapsamında tasarlanan ÇGB filtre de kuplaj kontrolü besleme hatları, açık devre sonlandırmalı yan hatlar ve pertürbasyon elemanlarının tümünün etkisiyle gerçekleştirilmiştir. Bu nedenle, ÇMR yapılarında kırmık band oluşturmak için filtrenin simetrisi bozulmadan uygun kuplaj şiddeti pertürbasyon elemanı ile değiştirilip, kırmık band oluşumu sağlanabilir.

Benzer şekilde tez çalışması doğrultusunda tasarlanan GB filtreler göstermektedir ki paralel kuplajlı üç hatlı rezonatörlerde kuplaj şiddeti, kuplaj boşluğu ve şerit genişliğinin yanı sıra ayarlama elemanı ile de kontrol edilmektedir. Bu çalışmadan hareketle, kaskad bağlı bu yapılarda filtre minyatürizasyonu için farklı tasarım metotları araştırılırken kuplaj kontrolünün ayarlama elemanının band içi geri dönüş kaybı seviyesine olan etkisinden yararlanılabilir.

KAYNAKLAR

Abbosh A.M., “Analytical closed-form solutions for different configurations of parallel-coupled microstrip lines”, *IET Microwaves, Antennas & Propagation* 3(1), 137-147, 2009.

Ahmed K.U. and Virdee B.S., “Ultra-wideband bandpass filter based on composite right/left handed transmission-line unit-cell”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 61(2), 782-788, 2013.

Baik J-W. Han, S-M. Jeong C., Jeong J. and Kim Y-S., “Compact ultra-wideband bandpass filter with EBG structure”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 18(10), 671-673, 2008.

Cai P., Ma Z., Guan X., Kobayashi Y., Anada T. and Haigwara G., “A compact UWB bandpass filter using two- section open-circuited stubs to realize transmission zeros”, *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings* 5, 4-7 December, 2005.

Chen C-P., Anada T. and Ma Z., “Realization of UWB filter with SIRs and parallel-coupled three lines by synthesis method”, *Microwave Optical and Technology Letters* 55(11), 2689-2692, 2013.

Chen C-P., Imashiro W., Anada T. and Ma Z., “Improved modeling of parallel-coupled three-line for wideband filters”, *Microwave Optical and Technology Letters* 56(10), 2392-2395, 2013.

Chu Q-X., Wu X-H. and ,Tian X-K., “Novel UWB bandpass filter using stub-loaded multiple-mode resonator”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 21(8), 403-405, 2011.

EM User’s Manual, *Sonnet Software, Inc.*, Liverpool, NY, 2008

Gong X., Wang. J. and Wang. W., “An improved design method for UWB filter using two-section open-circuited stubs”, *Microwave and Millimeter Wave Technology*, Builin, s.1-4, 18-21 April, 2007.

He Y. and Dong Y., “A novel compact UWB bandpass filter with quarter-wave short-circuited stubs”, *International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems*, Chengdu, s.1-4, 6-8 December, 2010.

Hong J-S. and Lancaster M.J., *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, **John Wiley & Sons, Inc** 2001.

Kim C H. and Chang K., “Ultra-wideband (UWB) ring resonator bandpass filter with a notched band”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 21(4), 206-208, 2011.

Kuek A.S.H., Su H.T., Haldar M.K, “An aperture-backed H-Ring ultrawideband bandpass filter with floating conductor for spurious suppression”, *Electromagnetics* 33(6), 460-473, 2013

Levy R., “A new class of distributed prototype filters with applications to mixed lumped/distributed component design”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 18(12), 1064-1071, 1974.

Levy R., “Synthesis of mixed lumped and distributed impedance-transforming filters”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 20(3), 223-233, 1972.

Li R. and Zhu L., “Compact UWB bandpass filter using stub-loaded multiple-mode resonator”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 17(1), 40-42, 2007.

Lin L., Yang S., Sun S-J., Wu B. and Liang C-H ., “Ultra-wideband bandpass filter using multistub-loaded ring resonator”, *Electronics Letters* 50(17), 1218-1220, 2014.

Li Z., Wan M-J., Ma L-X. and Sheng C., “Ultra-wideband bandpass filter using novel CMRC with improved out-of-band performances”, *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, Chengdu, s.728-729, 8-11 May, 2010.

Matheii G.L., Young L. and Jones E.M.T., *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, **Artech House, Inc.**, USA, 1980.

Namsang A. and Akkaraekthalin, P., “A triangular UWB bandpass filter with wide out-of-band rejection”, *Asia-Pacific Microwave Conference*, Yokohama, s.1074-1077, 7-10 December, 2010.

Pozar M.D., Microwave Engineering, 3th ed., *John Wiley & Sons, Inc*, USA, 2005.

Revision of part 15 of the commission’s rules regarding ultra-wideband transmission systems, *Federal Communications Commission Tech. Rep. ET-Docket 98–153, FCC02–48*, April 2002.

Shaman H. and Hong J-S., “An optimum ultra-wideband (UWB) bandpass filter with spurious response suppression”, *Wireless and Microwave Technology Conference*, Clearwater Beach, FL, s.1-5, 4-5 December,2006.

Song K. and Fan Y., “Compact ultra-wideband bandpass filter using dual-line coupling structure”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 19(1), 30-32, 2009.

Thirumalaivasan K. and Nakkeeran R., “UWB bandpass filter with notched band for the rejection of 5 GHz WLAN using hexagonal multiple mode resonator”, *International Symposium on Communication Control and Computing Technologies*, Ramanathapuram, s.21-24, 7-9 October, 2010.

Uhm M., Kim K. and Filipovic D.S., “Ultra-wideband bandpass filters using quarter-wave short-circuited shunt stubs and quarter-wave series transformers”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 18(10), 668-670, 2008.

Wadell B.C., Transmission Line Design Handbook, *Artech House, Inc.*, USA, 1991.

Wong W-T., Lin Y-S., Wang C-H. and Chen C-H., “Highly selective microstrip bandpass filters for ultra-wideband (UWB) applications, *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings* 5, 4-7 December, 2005.

Wong S W. and Zhu L., “EBG-embedded multiple-mode resonator for UWB bandpass filter with improved upper-stopband performance”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 17(6), 421-423, 2007.

Wu H-W., Weng M-H. and Hung C-Y., “Ultra wideband bandpass filter with dual notch bands”, *Asia-Pacific Microwave Conference* , Yokohama, s.33-36, 7-10 December, 2010.

Zhou Y. X., Qu D. X., Zhong X. J., Ye J. D. and Li K. “Novel compact ultra-wideband bandpass filter using microstrip stub-loaded triple-mode resonator doublets”, *IEEE International Wireless Symposium*, Shenzhen, s.1-4, 30 March-1April 2015

Zhu L., Menzel W., Wu K. and Boegelsack F., “Theoretical characterization and experimental verification of a novel compact broadband microstrip bandpass filter, *Asia-Pacific Microwave Conference* , Taipei, Taiwan, 2, s.625-628, 3-6 December, 2001.

Zhu L., Sun S. and Menzel W., “Ultra-wideband (UWB) bandpass filters using multiple-mode resonator”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 15(11), 796-798, 2005.

Zhu L., Sun S. and Li R., Microwave bandpass filters for wideband communications, *John Wiley & Sons, Inc*, Canada, 2012.

Zhu H. and Chu Q-X., “Ultra-wideband (UWB) bandpass filter based on stub-loaded ring resonator”, *IEEE International Wireless Symposium*, Beijing, s.1-4, 14-18 April 2013.

Ek-A $ABCD$, Y ve Z Parametreleri ile S parametrelerinin Gösterimi (Hong ve Lancaster, 2001).

	$ABCD$	Y	Z
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}	$\frac{-A + B/Z_0 - CZ_0 + D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$

(b) $ABCD$ parameters in terms of S , Y , and Z parameters

	S	Y	Z
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	$\frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{-Y_{11}}{Y_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$

(c) Y parameters in terms of S , $ABCD$, and Z parameters

	S	$ABCD$	Z
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}	$Y_0 \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{A}{B}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}$

(d) Z parameters in terms of S , $ABCD$, and Y parameters

	S	$ABCD$	Y
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}	$Z_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{D}{C}$	$\frac{Y_{11}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}$

ÖZ GEÇMİŞ

Elif GÜNTÜRKÜN ŞAHİN 23.10.1984 tarihinde Manisa Alaşehir’de doğdu. İlk orta ve lise eğitimini İzmir Ödemiş’te tamamladı. 2002 yılında girdiği Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nden Temmuz 2006’da mezun oldu. Eylül 2006-Ağustos 2009 tarihleri arasında Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans eğitimini tamamladı. Eylül 2009’da doktora öğrenimine başladı. Aynı zamanda Ocak 2007-Eylül 2015 tarihleri arasında Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Elektromanyetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Anabilim Dalı’nda araştırma görevlisi olarak çalışmıştır.

TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER

Bu tez çalışmasından, 1 (bir) adet uluslararası makale üretilmiştir. Bu üretilen çalışma aşağıda sunulmuştur.

Güntürkün Şahin E., Görür A.K., Karpuz C. and Görür A. “Design of UWB microstrip bandpass filter using stub-loaded quintuple-mode resonator”, *Microwave and Optical Tech. Lett.*, 58-3,662-666, 2016.



