

SEÇİCİLİĞİ YÜKSEK BANT GEÇİREN MİKROŞERİT FİLTRE TASARIMI

HIGHLY SELECTIVE BANDPASS MICROSTRIP FILTER DESIGN

METEHAN BULUT

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

2009

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğü'ne,

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

Başkan :
Prof. Dr. Adnan Köksal

Üye (Danışman) :
Prof. Dr. Birsen Saka

Üye :
Prof. Dr. Erdem Yazgan

Üye :
Doç. Dr. Çiğdem Seçkin Gürel

Üye :
Doç. Dr. Erkan Afacan

ONAY

Bu tez/...../2009 tarihinde Enstitü Yönetim Kurulunca kabul edilmiştir.

......./...../2009

Prof.Dr. Erdem Yazgan
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ MÜDÜRÜ

SEÇİCİLİĞİ YÜKSEK BANT GEÇİREN MİKROŞERİT FİLTRE TASARIMI

i

METEHAN BULUT

ÖZ

Bu çalışmada sonlu frekanslarda bir çift iletim sıfırı olan, seçiciliği yüksek, bant geçiren filtreler tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan filtreler mikroşerit yapıyla gerçekleştirilmiştir. Filtre yapıları bağlaşımlı kare açık çevrim rezonatörlerden oluşmaktadır. Rezonatörler arası çapraz bir bağlaşımla sonlu frekanslarda bir çift iletim sıfırı elde edilmektedir. Tasarım yöntemi tasarım eğrileri ve formüllerle birlikte sunulmuştur. Filtre serimlerinde boyutlar, IE3D elektromanyetik benzetim programı kullanılarak belirlenmiştir. Ölçüm ve benzetim sonuçları sunulmuştur.

Anahtar Kelimeler: mikroşerit seçici filtreler, çapraz bağlaşımlı filtreler, mikroşerit kare açık çevrim rezonatörler

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

METEHAN BULUT**ABSTRACT**

In this study, the design and realization of highly selective bandpass filters with a single pair of transmission zeros is performed. The designed filters are realized using microstrip structures. The filter structures consist of square open-loop resonators. A single pair of transmission zeros is obtained by a cross-coupling between resonators. The design method with design curves and formulas is presented. Extraction of the dimensions of the filter layouts is carried out using IE3D electromagnetic simulator. Measurement and simulation results are presented.

Keywords: microstrip selective filters, cross-coupled filters, microstrip square open-loop resonators

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

Tez dönemim boyunca, çalışmalarımı sabırlı ve yapıcı yaklaşımlarıyla yönlendiren danışmanım Prof. Dr. Birsen SAKA'ya ve pozitif yaklaşımlarıyla beni destekleyen Prof. Dr. Adnan KÖKSAL'a teşekkürü bir borç bilirim.

Tezimin son şeklini almasında görüş ve önerileri ile katkıda bulunan değerli jüri üyelerine teşekkür ederim.

Filtrelerin üretimini yapan Funda'ya ve ölçümlerini yapan Ahmet'e çok teşekkürler!

Beni teşvik eden ve her zaman yanımda olan aileme bir ömür boyu teşekkürü borç bilirim.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
ÖZ	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ	vi
1. GİRİŞ	2
2. BAĞLAŞIMLI MİKRODALGA REZONATÖRLER	5
2.1. Bağlaşımli Mikroşerit Kare Açık Çevrim Rezonatörler	6
2.2. Bağlaşımli Mikroşerit Kare Açık Çevrim Rezonatörlerin Toplu Eleman Eşdeğer Devreleri ve Bağlaşım Katsayısı	9
2.2.1. Elektrik Bağlaşım	9
2.2.2. Manyetik Bağlaşım	11
2.2.3. Karma Bağlaşım	13
2.2.4. Bağlaşım Katsayısının Genel Formülü	15
2.3. Elektromanyetik Benzetimle Rezonans Frekansının Belirlenmesi ve Bağlaşım Katsayısının Çıkarılması	16
2.3.1. Rezonans Frekansının Belirlenmesi	16
2.3.2. Bağlaşım Katsayısının Çıkarılması	18
3. ÇAPRAZ BAĞLAŞIMLI REZONATÖR FİLTRELER	34
3.1. Çevre Denklemleri Formülasyonu	34
3.2. Düğüm Denklemleri Formülasyonu	38
3.3. Genel Bağlaşım Matrisi	41
4. SONLU FREKANSLARDA BİR ÇİFT İLETİM SIFIRI OLAN SEÇİCİLİĞİ YÜKSEK MİKROŞERİT BANTGEÇİREN FİLTRE	42
4.1. Filtre Karakteristiği	42
4.2. Alçak Geçiren Prototip Devresi	45
4.3. Bant Geçiren Filtrenin Genel Bağlaşım Topolojisi	50
4.4. Mikroşerit Filtre Yapısı	53

5. TASARIM VE GERÇEKLEME	55
5.1. Filtrelerin Karakteristik Özellikleri	57
5.2. Tasarım Eğrileri ile Rezonatörler Arası Uzaklıkların Belirlenmesi	59
5.3. Besleme Yeri t'nin Belirlenmesi	61
5.4. Benzetim Sonuçları	65
5.5. Filtrelerin Üretimi ve Ölçüm Sonuçları	69
6. SONUÇLAR VE TARTIŞMA	72
KAYNAKLAR DİZİNİ	73
ÖZGEÇMİŞ	75

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1. Genel bağlaşımlı mikrodalga rezonatör yapısı	5
Şekil 2.2. Çeşitli bağlaşım yapıları (a) elektrik bağlaşım (b) manyetik bağlaşım (c) ve (d) karma bağlaşım	6
Şekil 2.3. Elektrik bağlaşımlı mikroşerit kare açık çevrim rezonatör yapısı için tanımlanan giriş ve çıkış kapıları	7
Şekil 2.4. Şekil 2.3'deki yapının frekans tepkisi: $a=15$, $w=1.6$, $g=1$, $s=1$, $d=4$, $v=0.1$ ve $u=2$. Tüm boyutlar mm'dir.	8
Şekil 2.5. (a) Elektrik bağlaşımlı rezonatörlerin toplu eleman eşdeğer devresi (b) Alternatif bir eşdeğer devresi	9
Şekil 2.6. (a) Manyetik bağlaşımlı rezonatörlerin toplu eleman eşdeğer devresi (b) Alternatif bir eşdeğer devresi	11
Şekil 2.7. Karma bağlaşımlı rezonatörlerin toplu eleman eşdeğer devresi	13
Şekil 2.8. Kare açık çevrim rezonatörün rezonans frekansının belirlenmesi	16
Şekil 2.9. Kapasitif bağlaşımlı şerit hatla beslenen rezonatörün S parametre analizi: $a=15$, $w=1.6$, $g=1$, $d=4$, $v=0.1$ ve $u=2$. Tüm boyutlar mm'dir.	17
Şekil 2.10. Elektrik bağlaşımlı mikroşerit kare açık çevrim rezonatörler	18
Şekil 2.11. Elektrik bağlaşımlı kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=1$ mm	19
Şekil 2.12. Elektrik bağlaşımlı kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=1.5$ mm	20
Şekil 2.13. Elektrik bağlaşımlı kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=2$ mm	20
Şekil 2.14. Manyetik bağlaşımlı mikroşerit kare açık çevrim rezonatörler	21
Şekil 2.15. Manyetik bağlaşımlı kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=1$ mm	22
Şekil 2.16. Manyetik bağlaşımlı kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=1.5$ mm	22
Şekil 2.17. Manyetik bağlaşımlı kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=2$ mm	23

Şekil 2.18. Elektrik bağlaşımlı kare açık çevrim rezonatörlerin genlik ve faz tepkisi, $s=1$ mm	23
Şekil 2.19. Manyetik bağlaşımlı kare açık çevrim rezonatörlerin genlik ve faz tepkisi, $s=1$ mm	24
Şekil 2.20. Aralarında tip-1 karma bağlaşım olan kare açık çevrim rezonatörler ..	24
Şekil 2.21. Aralarında tip-1 karma bağlaşım olan kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=1$ mm	25
Şekil 2.22. Aralarında tip-1 karma bağlaşım olan kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=1.5$ mm.....	26
Şekil 2.23. Aralarında tip-1 karma bağlaşım olan kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=2$ mm	26
Şekil 2.24. Elektrik bağlaşım katsayısının ϵ_r 'ye bağlılığı, $a=15$ mm, $w=1.6$ mm, $g=1$ mm	27
Şekil 2.25. Manyetik bağlaşım katsayısının ϵ_r 'ye bağlılığı, $a=15$ mm, $w=1.6$ mm, $g=1$ mm.....	28
Şekil 2.26. Tip-1 karma bağlaşım katsayısının ϵ_r 'ye bağlılığı, $a=15$ mm, $w=1.6$ mm, $g=1$ mm.....	29
Şekil 2.27. Elektrik bağlaşım katsayısının w 'ya bağlılığı, $a=15$ mm, $\epsilon_r=10.2$ mm, $g=1$ mm.....	29
Şekil 2.28. Manyetik bağlaşım katsayısının w 'ya bağlılığı, $a=15$ mm, $\epsilon_r=10.2$ mm, $g=1$ mm.....	30
Şekil 2.29. Tip-1 karma bağlaşım katsayısının w 'ya bağlılığı, $a=15$ mm, $\epsilon_r=10.2$ mm, $g=1$ mm.....	30
Şekil 2.30. Elektrik bağlaşım katsayısının a 'ya bağlılığı, $w=1.6$ mm, $\epsilon_r=10.2$ mm, $g=1$ mm.....	31
Şekil 2.31. Manyetik bağlaşım katsayısının a 'ya bağlılığı, $w=1.6$ mm, $\epsilon_r=10.2$ mm, $g=1$ mm.....	31
Şekil 2.32. Tip-1 karma bağlaşım katsayısının a 'ya bağlılığı, $w=1.6$ mm, $\epsilon_r=10.2$ mm, $g=1$ mm	32
Şekil 2.33. Aralarında tip-2 karma bağlaşım olan kare açık çevrim rezonatörler ..	32
Şekil 2.34. Aralarında tip-2 karma bağlaşım olan kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=0.1$ mm.....	33

Şekil 2.35. Aralarında tip-2 karma bağlaşım olan kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=1$ mm	33
Şekil 3.1. Çevre denklemleri formülasyonu için N bağlaşımli rezonatör devre ...	34
Şekil 3.2. Şekil 3.1'deki devrenin iki kapılı eşdeğer devresi	36
Şekil 3.3. Düğüm denklemleri formülasyonu için N bağlaşımli rezonatör devre ..	38
Şekil 3.4. Şekil 3.3'deki devrenin iki kapılı eşdeğer devresi	40
Şekil 4.1. 4'üncü mertebeden filtrenin iletim kaybı	43
Şekil 4.2. 6'ıncı mertebeden filtrenin iletim kaybı	44
Şekil 4.3. 8'inci mertebeden filtrenin iletim kaybı	44
Şekil 4.4. N'yinci mertebeden filtrenin alçak geçiren prototip devresi	45
Şekil 4.5. N=4 için alçak geçiren prototip devre	45
Şekil 4.6. N=6 için alçak geçiren prototip devre	46
Şekil 4.7. N=4 için alçak geçiren prototip devresinin çift ve tek kipte eşdeğer devreleri. (a) Çift kip (b) Tek kip.....	47
Şekil 4.8. N=6 için alçak geçiren prototip devresinin çift ve tek kipte eşdeğer devreleri. (a) Çift kip (b) Tek kip.....	48
Şekil 4.9. 6'ıncı mertebeden filtrenin $\Omega_a = 1.6$ için Eşitlik 4.7'i kullanarak elde edilen frekans tepkisi	49
Şekil 4.10. Sonlu frekanslarda bir çift iletim sıfırı olan bant geçiren filtre için genel bağlaşım yapısı	50
Şekil 4.11. N=4 için bağlaşım topolojisi	50
Şekil 4.12. N=6 için bağlaşım topolojisi	51
Şekil 4.13. 6'ıncı mertebeden filtrenin $\Omega_a = 1.6$ için Eşitlik 3.33 kullanılarak elde edilen frekans tepkisi	53
Şekil 4.14. 4'üncü mertebeden mikroşerit filtre	53
Şekil 4.15. 6'ıncı mertebeden mikroşerit filtre	54
Şekil 5.1. Filtre-1'in kuramsal frekans tepkisi	58
Şekil 5.2. Filtre-2'nin kuramsal frekans tepkisi	58
Şekil 5.3. 6'ıncı mertebeden sonlu frekanslarda bir çift iletim sıfırı veren mikroşerit bant geçiren filtrelerin serimi	59
Şekil 5.4. Filtre-1 için tasarım eğrileri.....	60

Şekil 5.5. Filtre-2 için tasarım eğrileri	60
Şekil 5.6. Şerit hat ile beslenen kare açık çevrim rezonatör	61
Şekil 5.7. Şekil 5.6'da verilen şerit hat ile beslenen kare açık çevrim rezonatörün eşdeğer devresi	62
Şekil 5.8. $t=3$ mm için faz tepkisi ve grup gecikmesi (filtre-1)	63
Şekil 5.9. Filtre-1'in yansıma kaybının Q_e 'ye bağlılığı	64
Şekil 5.10. Filtre-1'in benzetimle elde edilen frekans tepkisi (dielektrik ve metal kayıpları göz önüne alınmadan)	65
Şekil 5.11. Filtre-1'in benzetimle elde edilen frekans tepkisi (dielektrik ve metal kayıpları dahil)	66
Şekil 5.12. Filtre-2'nin benzetimle elde edilen frekans tepkisi (dielektrik ve metal kayıpları göz önüne alınmadan)	67
Şekil 5.13. Filtre-2'nin benzetimle elde edilen frekans tepkisi (dielektrik ve metal kayıpları dahil)	68
Şekil 5.14. Filtre-1'in ölçüm sonuçları	69
Şekil 5.15. Filtre-2'nin ölçüm sonuçları	70
Şekil 5.16. Filtre-1'in fotoğrafı	71
Şekil 5.17. Filtre-2'nin fotoğrafı	71

1. GİRİŞ

Bant geçiren mikrodalga filtreler senkron ya da asenkron rezonant olan bir dizi rezonatörden oluşan elektromanyetik yapılardır. Bu tip yapılar bazı frekanslardaki işaretleri zayıflatmadan geçirir, bazı frekanslardaki işaretleri de zayıflatırlar. Böyle bir yapı içinde işaret, rezonatörler arası elektromanyetik bağlaşımlarla ilerler. Mikrodalga bant geçiren filtre yapılarında rezonatörler arası elektromanyetik bağlaşımlar zayıf olursa filtrenin bant genişliği dar olur. Geniş bantlı bant geçiren filtrelerde rezonatörler arası bağlaşımlar kuvvetlidir. Ayrıca filtrenin gerçekleşmesinde kullanılan malzemenin kayıpları yüksek olursa, filtreyi oluşturan rezonatörlerin kalite faktörleri düşük olur. Dolayısıyla kayıpları yüksek bir malzemeyle dar bant bir filtre gerçekleştirmek mümkün değildir. Herhangi bir mikrodalga bant geçiren filtrenin geçirme bandındaki kayıpları, hiç şüphesiz kullanılan malzemeye bağlı olduğu gibi, filtrenin mertebesine, diğer bir deyişle rezonatörlerin sayısına bağlıdır [1]. Rezonatörlerin sayısı arttıkça geçirme bandındaki kayıplar artar.

Günümüz mikrodalga iletişim sistemleri, başta uydu ve gezgin iletişim sistemleri olmak üzere, dar bant, geçirme bandında sabit grup gecikmesi veren, geçirme bandı kayıpları düşük, seçiciliği yüksek bant geçiren filtrelerin kullanımını ve geliştirilmesini gerektirmektedir. Frekans izgesi kalabalıklaştıkça komşu kanallar arası girişimi engellemek için daha seçici dar bant bant geçiren filtrelere ihtiyaç olmaktadır [2].

Bant geçiren bir filtrenin frekans tepkisinde, geçirme bandı kesim frekansından hemen sonra iletim sıfırları olursa filtrenin seçiciliği yüksek olur. Sonlu frekansta bir iletim sıfırı filtrenin seçiciliğini artırır [3]. Tüm iletim sıfırları sonsuzda olan filtrelerle (Chebyshev, Butterworth gibi) karşılaştırıldığında, bu tip filtrelerin seçiciliği yüksektir. Bant geçiren Chebyshev bir filtrenin seçiciliği filtrenin mertebesi, diğer bir deyişle rezonatörlerin sayısı, artırılarak artırılabilir. Fakat rezonatörlerin sonlu kalite faktörleri nedeniyle filtredeki rezonatör sayısı arttıkça filtrenin geçirme bandındaki kaybı artar. Daha az rezonatörle daha seçici bir filtre karakteristiği, geçirme bandı kesim frekansından hemen sonra bir iletim sıfırı olan filtrelerle elde edilebilir.

Sonlu frekansta iletim sıfırı elde etmenin bir yolu, filtreyi oluşturan bir dizi ardışık sıralanmış rezonatör yapısı içinde iki rezonatör arasında zıt fazlı çapraz bir bağlaşım oluşturmaktır [4]. Bu bağlaşım zıt fazlı değil de, diğer bağlaşımlarla aynı fazlı olursa, geçirme bandının merkezinde % 50'ye yakın bir bölümde filtrenin faz tepkisi lineer olur

[5]. Dolayısıyla rezonatörler arası çapraz bağlaşımlar yüksek seçicili, geçirme bandında lineer faz tepkisi veren filtreler gerçekleşmesini sağlamaktadır.

Mikrodalga frekanslarında ilk çapraz bağlaşımlı rezonatör filtre yapısı, 1966'da Kurzrok tarafından boşluk rezonatörleriyle gerçekleştirilmiştir [4]. Kurzrok bu çalışmasında, sonlu frekansta bir iletim sıfırı elde etmek için çapraz bağlaşımın diğer bağlaşımlarla zıt fazlı olması gerektiğini göstermiştir. Sonraları Rhodes 1969'da, çapraz bağlaşımın diğer bağlaşımlarla aynı fazlı olduğunda filtrenin geçirme bandında grup gecikmesinin sabitleşeceğini (lineer faz) göstermiştir [6]. Çapraz bağlaşımlı rezonatör filtrelerin en genel teorisi Atia ve Williams tarafından 1970'lerin başında geliştirilmiştir [7], [8]. Bu teori bugün hala kullanılmaktadır.

İletişim sistemlerinde özellikle uydu iletişiminde, çapraz bağlaşımlı rezonatör filtreler genellikle boşluk rezonatörleri ya da dielektrik rezonatör yerleştirilmiş boşluk rezonatörleri ile gerçekleştirilmektedir [9], [10]. Bunun bir nedeni dielektrik ve boşluk rezonatörlerinin, düzlemsel yapılara nazaran daha az kayıplı olmalarıdır. Fakat üstün iletken ince film ve mikroışlenmiş devre teknolojilerinin gelişmesiyle birlikte [11],[12], düzlemsel yapılara olan ilgi artmıştır [13], [14], [1]. Bu teknolojiler düzlemsel yapıların kayıplarını azaltmıştır.

Bu tez çalışmasında seçiciliği yüksek bant geçiren mikroşerit filtreler tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan 1'inci filtrenin mertebesi 6, görece bant genişliği % 5, merkez frekansı $f_0 = 1.112$ GHz'dir. Geçirme bandının alt ve üst bölgelerinde, $f_{a1} = 1.0711$ ve $f_{a2} = 1.1545$ GHz frekanslarında birer iletim sıfırı vardır. Filtre-1'in gerçekleştiriminde Rogers® firmasının üretimi RT/duroid 6010.2LM plaka kullanılmıştır. Tasarlanan 2'nci filtrenin mertebesi 6, görece bant genişliği % 7, merkez frekansı ise $f_0 = 1.104$ GHz'dir. Geçirme bandının alt ve üst bölgelerinde, $f_{a1} = 1.0477$ ve $f_{a2} = 1.1637$ GHz frekanslarında birer iletim sıfırı vardır. Filtre-2'nin gerçekleştiriminde ise yine Rogers® firmasının üretimi olan RO4003C plakası kullanılmıştır. Filtrelerin serimi LPKF Promat S62 baskı devre üretim makinesiyle plakaların üzeri kazınarak oluşturulmuştur.

Bölüm 2'de bağlaşımlı mikrodalga rezonatörler kuramı anlatılmış ve mikroşerit kare açık çevrim rezonatör yapısı tanıtılmıştır. Bağlaşımlı mikroşerit kare açık çevrim rezonatörlerin toplu eleman eşdeğer devreleri verilmiş ve bağlaşım katsayısının, bağlaşımlı rezonatörlerin frekans tepkisinden hareketle nasıl belirlendiği anlatılmıştır. Yine bu

bölümde elektromanyetik benzetimler yapılarak, bağlaşımlı rezonatörlerin bağlaşım katsayısı çıkarılmıştır.

Bölüm 3'te çapraz bağlaşımlı rezonatör filtrelerin bağlaşım matrisi elde edilmiştir.

Bölüm 4 de sonlu frekanslarda bir çift iletim sıfırı olan filtrelerin özellikleri incelenmiş, bu tip N'yinci mertebeden bir filtrenin alçak geçiren prototip devresi verilmiş ve analizi yapılmıştır. Yine aynı bölümde bu tip filtrelerin genel bağlaşım topolojisi verilmiş ve bağlaşım matrisinden hareketle filtrenin frekans tepkisi hesaplanmış, bu tip filtrelerin gerçekleştirimi için önerilen mikroşerit yapılar verilmiştir.

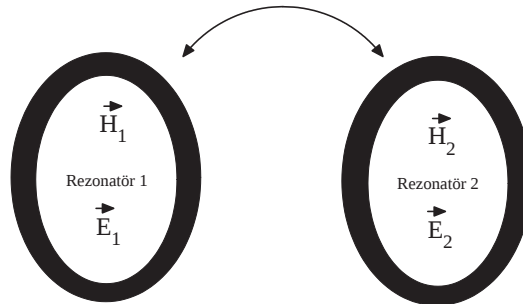
Bölüm 5'te tasarlanacak filtrelerin özellikleri verilmiş ve filtrelerin serimlerinde rezonatörler arası uzaklıklar, gerekli bağlaşım katsayılarını verecek biçimde elde edilmiştir. Besleme noktası t , tasarımda belirlenen Q_e değeri elde edilecek biçimde belirlenmiştir. Yine bu bölümde benzetim sonuçlarının değerlendirilmesi ve ölçüm sonuçlarıyla karşılaştırılması yapılmıştır.

2. BAĞLAŞIMLI MİKRODALGA REZONATÖRLER

Rezonatörler bant geçiren filtrelerin temel bileşenleridir. Bant geçiren filtreler özünde senkron ya da asenkron rezonant olan bir dizi rezonatörden oluşan elektromanyetik yapılardır. Mikrodalga frekanslarında rezonatör yapıları çok farklı biçimlerde gerçekleştirilebilir. Yapının elektriksel özellikleri ve fiziksel boyutları rezonatörün kalite faktörü, güç dayanıklılığı ve rezonans frekansı gibi birçok karakteristik özelliğini belirler. Şekil 2.1’de genel bağlaşımlı mikrodalga rezonatör yapısı verilmiştir. Bu yapı göz önüne alınarak bağlaşımlı mikrodalga rezonatörleri arası bağlaşımın bir ölçüsü olarak bağlaşım katsayısı M , bağlaşım enerjinin depolanan enerjiye oranı olarak

$$M = \frac{\int \int \int \epsilon \vec{E}_1 \cdot \vec{E}_2 dv}{\sqrt{[\int \int \int \epsilon |\vec{E}_1|^2 dv][\int \int \int \epsilon |\vec{E}_2|^2 dv]}} + \frac{\int \int \int \mu \vec{H}_1 \cdot \vec{H}_2 dv}{\sqrt{[\int \int \int \mu |\vec{H}_1|^2 dv][\int \int \int \mu |\vec{H}_2|^2 dv]}} \quad (2.1)$$

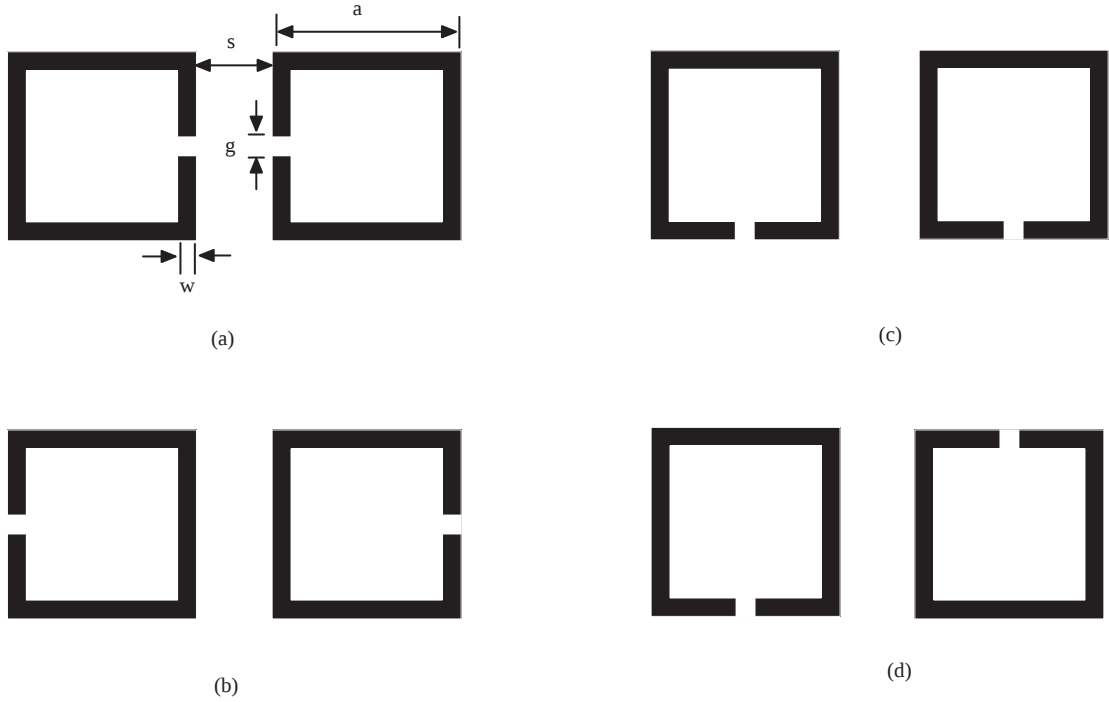
biçiminde tanımlanır [15]. Burada ϵ rezonatörlerin bulunduğu uzayın dielektrik sabiti, μ ise rezonatörlerin bulunduğu uzayın manyetik geçirgenliğidir. $\vec{E}_1$ ve $\vec{H}_1$, 1’inci rezonatörün oluşturduğu elektrik ve manyetik alanlar, $\vec{E}_2$ ve $\vec{H}_2$ ise 2’inci rezonatörün oluşturduğu elektrik ve manyetik alanlardır. Eşitlik 2.1’de tüm elektrik ve manyetik alan vektörleri rezonans frekansında belirlenmektedir. Hacim integralleri rezonatör yapılarını içine alan ϵ ve μ elektrik ve manyetik özelliklerine sahip uzay üzerinden alınmaktadır. Eşitlik 2.1’in sağ tarafındaki ilk ifade elektrik bağlaşımını ikinci ifade de manyetik bağlaşımını temsil eder. Eşitlik 2.1’de görüldüğü gibi rezonatörler arası bağlaşım matematiksel olarak skaler çarpımla ifade edilmektedir. Dolayısıyla elektrik ve manyetik bağlaşımın birbirlerini kuvvetlendirebilecekleri gibi birbirlerini zayıflatırlar. Eşitlik 2.1 kullanılarak bağlaşım katsayısının hesabı alan değerlerinin bilinmesini gerektirir.



Şekil 2.1. Genel bağlaşımlı mikrodalga rezonatör yapısı

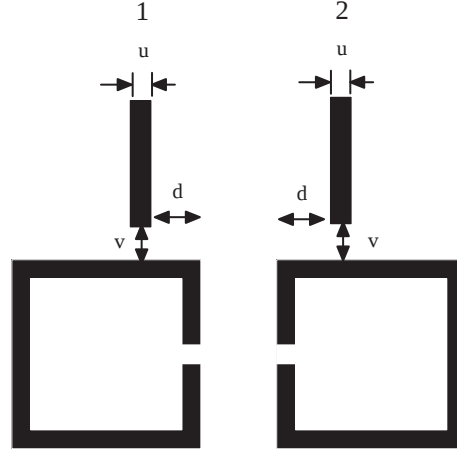
2.1 Bağlaşımli Mikroşerit Kare Açık Çevrim Rezonatörler

Mikroşerit kare açık çevrim rezonatör olarak adlandırılan rezonatör yapısı özünde $\lambda/2$ boyunda her iki ucu açık mikroşerit rezonatörün bükülmüş halidir. Şekil 2.2’de çeşitli bağlaşım yapıları görölmektedir [5]. Şekil 2.2’deki açık çevrim rezonatörler arası bağlaşım metal şeritlerden saçaklanan alanlar aracılığıyla oluşmaktadır. Etkin etkileşimin olduğu bölgedeki elektrik ve manyetik alanların birbirlerine göre büyüklükleri bağlaşımın türünü belirler. Rezonans frekansında kare açık çevrim rezonatörün açık uçlarının olduğu kenarda elektrik alan büyüklüğü yüksek, manyetik alanın büyüklüğü ise ihmal edilebilecek kadar düşüktür. Dolayısıyla Şekil 2.2(a)’daki yapıda elektrik bağlaşım oluşmaktadır. Şekil 2.2(b)’deki yapıda ise etkin olarak alanlar arası bağlaşımın olduğu bölgede manyetik alanın büyüklüğü yüksek, elektrik alan büyüklüğü ise düşüktür. Dolayısıyla oluşan bağlaşım etkin olarak manyetiktir. Şekil 2.2(c) ve (d)’de ise elektrik ve manyetik alan dağılımlarının büyüklükleri birbirleri ile mukayese edilebilir seviyededir. Dolayısıyla oluşan bağlaşım hem elektrik bağlaşımın hem de manyetik bağlaşımın katkısı vardır. Bu bağlaşım karma bağlaşım olarak adlandırılır.



Şekil 2.2. Çeşitli bağlaşım yapıları (a) elektrik bağlaşım (b) manyetik bağlaşım (c) ve (d) karma bağlaşım

Şekil 2.2'deki bağlaşımlı mikroşerit rezonatör yapılarında dielektrik ortam homojen olmadığı ve yarı sonsuz olduğu için bağlaşım katsayılarını Eşitlik 2.1 ile hesaplamak pratik değildir. Bunun yerine bağlaşım katsayısını herhangi bir elektromanyetik benzetim programı kullanarak belirlemek daha kolaydır. Şekil 2.3'de Şekil 2.2(a)'daki elektrik bağlaşımlı rezonatörler için tanımlanan giriş ve çıkış kapıları görülmektedir [16].



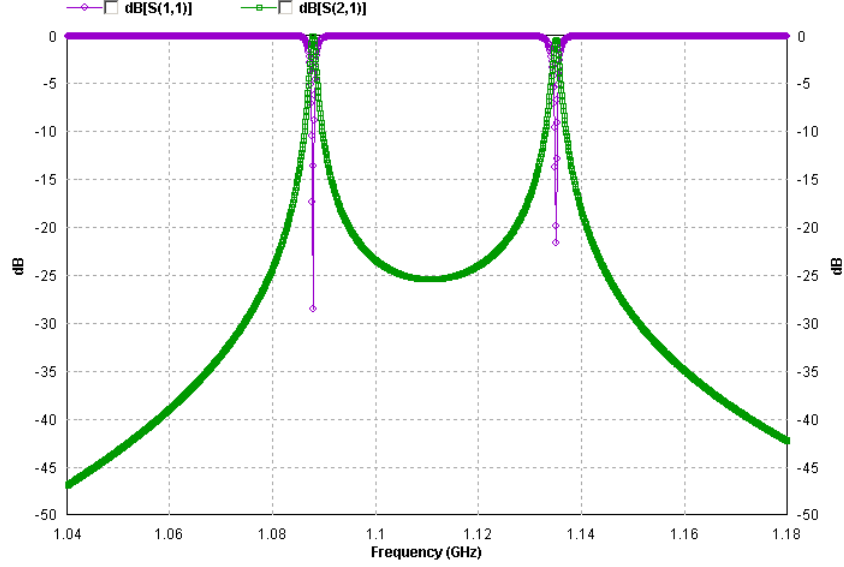
Şekil 2.3. Elektrik bağlaşımlı mikroşerit kare açık çevrim rezonatör yapısı için tanımlanan giriş ve çıkış kapıları

Şekil 2.3'deki yapıda rezonatörler arası bağlaşım yeterince büyük olduğunda, yani

$$M > \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_e} \quad (2.2)$$

olduğunda iki ayrı frekansta rezonant olgusu gözlemlenir [17]. Burada Q_u rezonatörlerin kendi kalite faktörü, Q_e ise rezonatörlerin dış kalite faktörüdür. Giriş ve çıkış bağlaşım şekli dış kalite faktörünü belirler. Giriş ve çıkış şerit hatları ile rezonatörler arası bağlaşım zayıf olduğunda dış kalite faktörü yüksek olur. Dolayısıyla v küçüldükçe Q_e de küçülür. Ayrıca giriş ve çıkış şerit hatları ile rezonatörler arası bağlaşım kapasitif bir bağlaşım olduğu için şerit besleme hatları açık çevrim rezonatörün açık uçlarına doğru yaklaştıkça, diğer bir değişle d küçüldükçe, giriş ve çıkış şerit hatları ile rezonatörler arası bağlaşım artar. Bunun nedeni metal şeritler etrafındaki elektrik alanının açık uçlara doğru yaklaştıkça büyüklüğünün artmasıdır. Bunun sonucunda Q_e küçülür.

Şekil 2.4'te Şekil 2.3(a)'daki yapının IE3D [18] elektromanyetik benzetim programı ile elde edilen frekans tepkisi görülmektedir. Benzetimde alttaş kalınlığı 1.27 mm ve dielektrik sabiti 10.2 olarak alınmış ve metal şeritlerin kayıpsız olduğu kabul edilmiştir.



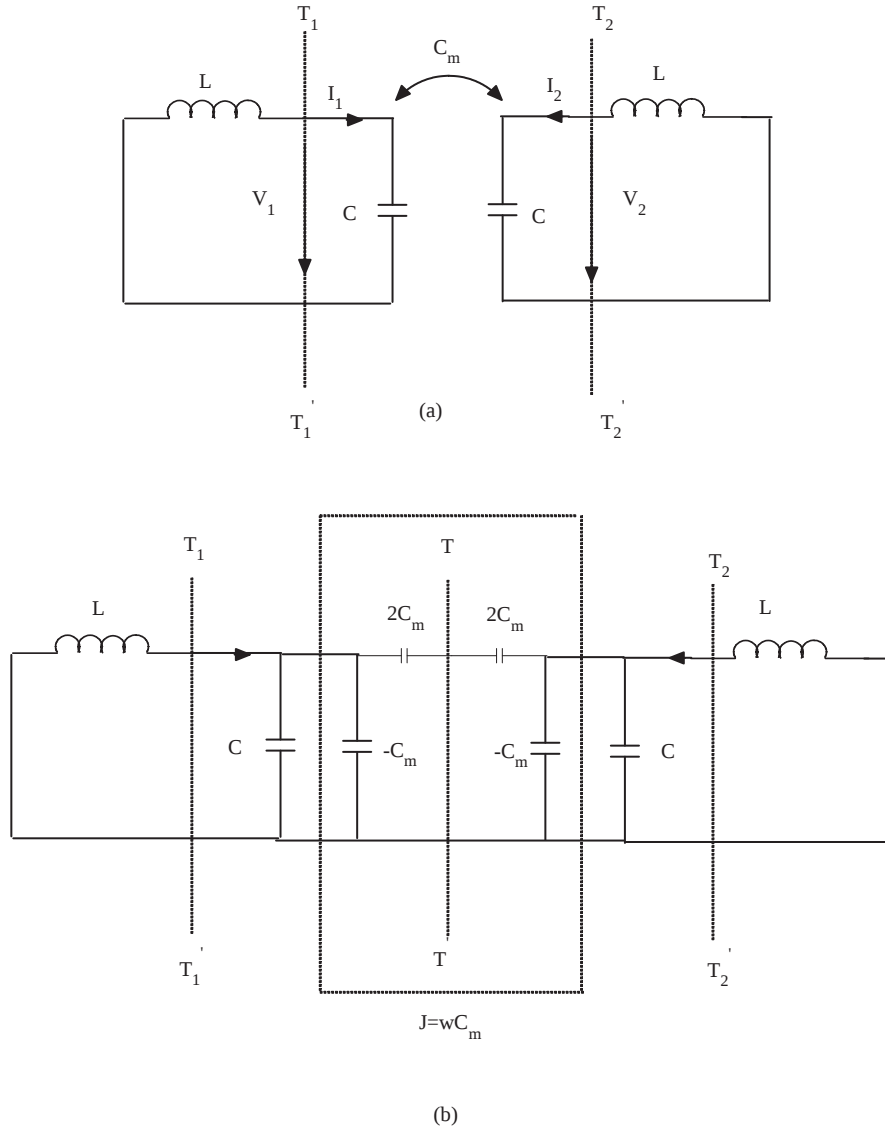
Şekil 2.4. Şekil 2.3'deki yapının frekans tepkisi: $a=15$, $w=1.6$, $g=1$, $s=1$, $d=4$, $v=0.1$ ve $u=2$. Tüm boyutlar mm'dir.

Şekil 2.4'te görüldüğü gibi Şekil 2.3(a)'daki elektrik bağlaşımlı rezonatörlerden oluşan yapı iki ayrı frekansta rezonansa gelir. Bu karakteristik rezonans frekansları ile bağlaşım katsayısı arasındaki ilişki bir sonraki bölümde çıkarılmaktadır. Bu ilişkiyi kullanarak herhangi bir elektromanyetik benzetim programının yardımıyla farklı fiziksel ve elektriksel özelliklere sahip (düzlem rezonatörler, dielektrik ve boşluk rezonatörleri gibi) bağlaşımlı mikrodalga rezonatörlerin bağlaşım katsayısı belirlenebilir.

2.2 Bağlımlı Mikroşerit Kare Açık Çevrim Rezonatörlerin Toplu Eleman Eşdeğer Devreleri ve Bağlılık Katsayısı

2.2.1 Elektrik Bağlılık

Şekil 2.2(a)'daki aralarında elektrik bağlantısı olan mikroşerit kare açık çevrim rezonatörler dar bant koşulu altında temel rezonans frekansı civarında Şekil 2.5'de görüldüğü gibi toplu elemanlı bir eşdeğer devreyle modellenenirler [19]. $1/\sqrt{LC}$ kare açık çevrim rezonatörün rezonans frekansıdır.



Şekil 2.5. (a) Elektrik bağlantılı rezonatörlerin toplu eleman eşdeğer devresi (b) Alternatif bir eşdeğer devresi

Şekil 2.5'teki $T_1 - T_1'$ ve $T_2 - T_2'$ düzlemleriyle tanımlı iki kapılı devreye ilişkin akım-gerilim denklemleri

$$I_1 = jwCV_1 - jwC_mV_2 \quad (2.3)$$

$$I_2 = jwCV_2 - jwC_mV_1$$

biçiminde yazılabilir. Dolayısıyla Y parametreleri

$$Y_{11} = Y_{22} = jwC \quad (2.4)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -jwC_m$$

olacaktır. Şekil 2.5(a)'daki rezonatörler arası kapasitif bağlaşım Şekil 2.5(b)'deki eşdeğer devreyle temsil edilebilir [20]. Her iki devrenin Y parametrelerinin aynı olması bunun bir ispatıdır. Şekil 2.5(b)'deki $T - T'$ simetri düzlemi kısa devre edildiğinde (tek kip uyarılma) oluşan rezonatör devresinin rezonans frekansı

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_m)}} \quad (2.5)$$

biçiminde yazılabilir. $T - T'$ düzlemi açık devre edildiğinde ise (çift kip uyarılma) oluşan rezonatör devresinin rezonans frekansı

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C - C_m)}} \quad (2.6)$$

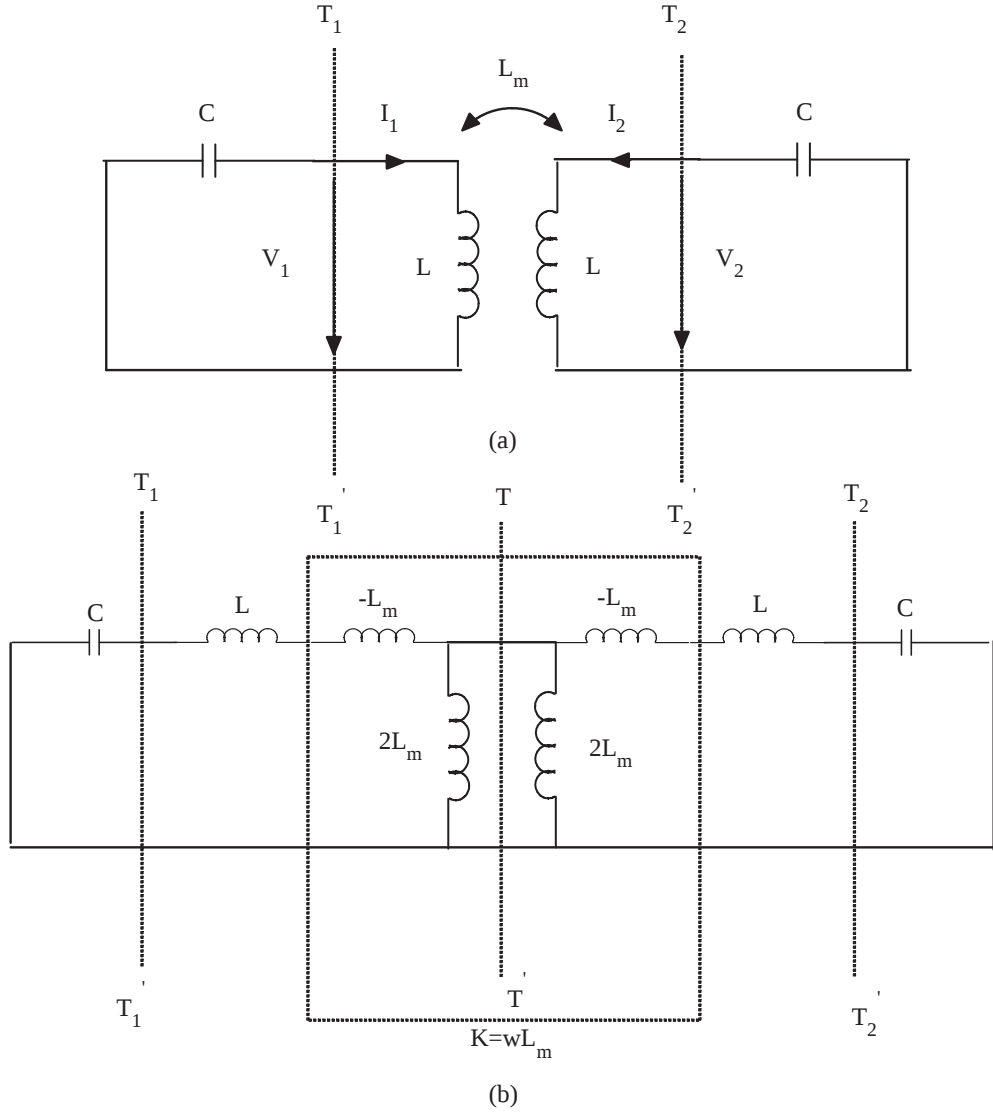
biçiminde yazılabilir. f_e ve f_m Şekil 2.5(a)'daki bağlaşımli rezonans devresinin doğal rezonans frekanslarıdır [19]. Eşitlik 2.5 ve Eşitlik 2.6'yı kullanarak elektrik bağlaşım katsayısı M_E bağlaşan elektrik enerjinin depolanan elektrik enerjiye oranı olarak

$$M_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C} \quad (2.7)$$

biçiminde elde edilir [19].

2.2.2 Manyetik Bağlaşım

Şekil 2.2(b)'deki aralarında manyetik bağlaşım olan mikroşerit kare açık çevrim rezonatörler dar bant koşulu altında temel rezonans frekansı civarında Şekil 2.6'da görüldüğü gibi toplu elemanlı bir eşdeğer devreyle modellenebilirler [19].



Şekil 2.6. (a) Manyetik bağlaşımli rezonatörlerin toplu eleman eşdeğer devresi (b) Alternatif bir eşdeğer devresi

Şekil 2.6'daki $T_1 - T_1'$ ve $T_2 - T_2'$ düzlemleriyle tanımlı iki kapılı devreye ilişkin akım-gerilim denklemleri

$$V_1 = j\omega LI_1 + j\omega L_m I_2 \quad (2.8)$$

$$V_2 = j\omega LI_2 + j\omega L_m I_1$$

biçiminde yazılabilir. Dolayısıyla Z parametreleri

$$Z_{11} = Z_{22} = j\omega L \quad (2.9)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega L_m$$

olacaktır. Şekil 2.6(a)'daki rezonatörler arası endüktif bağlaşım Şekil 2.6(b)'deki eşdeğer devreyle temsil edilebilir [20]. Her iki devrenin Z parametrelerinin aynı olması bunun bir ispatıdır. Şekil 2.6(b)'deki $T - T'$ simetri düzlemi kısa devre edildiğinde (tek kip uyarılma) oluşan rezonatör devresinin rezonans frekansı

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L - L_m)C}} \quad (2.10)$$

biçiminde yazılabilir. $T - T'$ düzlemi açık devre edildiğinde ise (çift kip uyarılma) oluşan rezonatör devresinin rezonans frekansı

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L_m)C}} \quad (2.11)$$

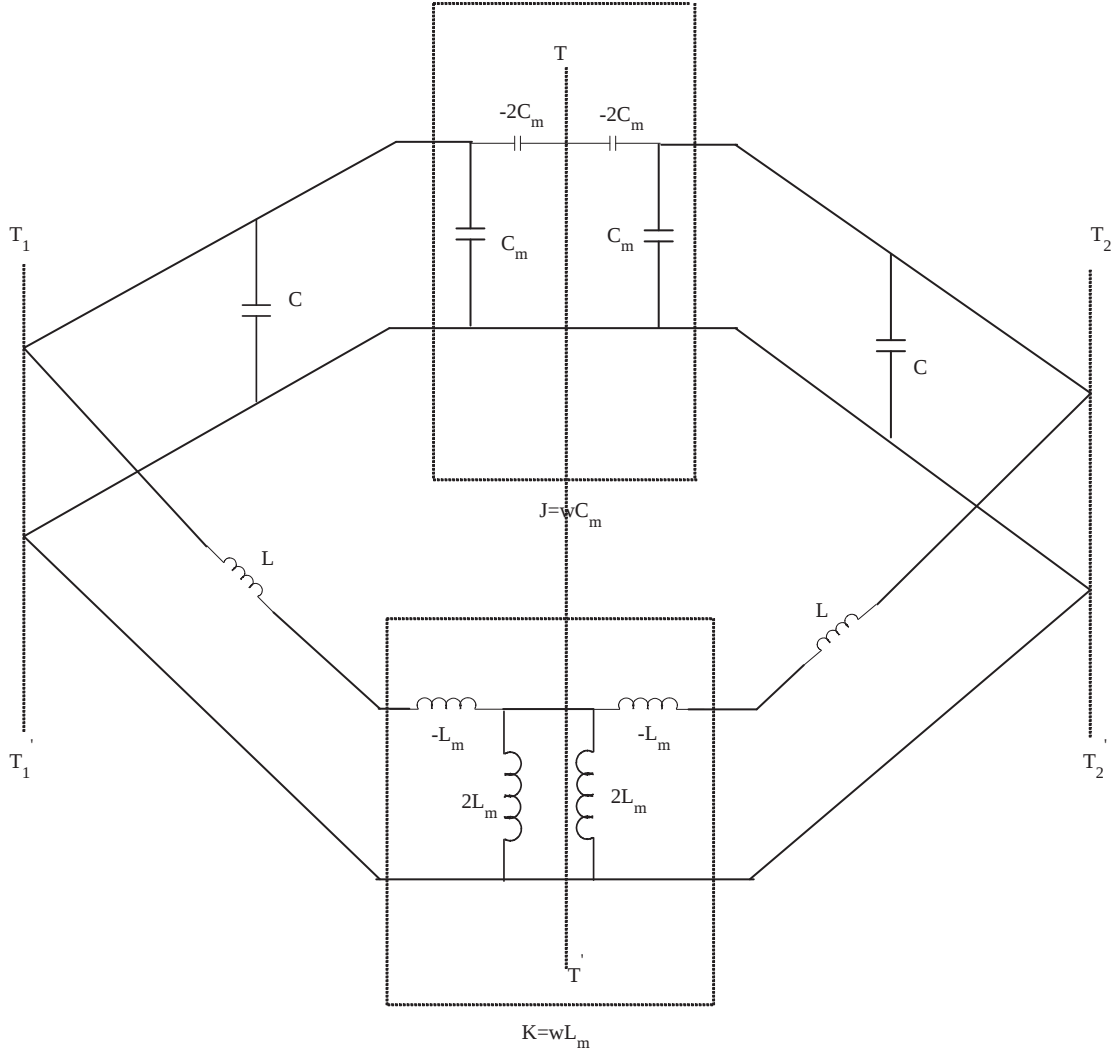
biçiminde yazılabilir. f_m ve f_e Şekil 2.6(a)'daki bağlaşımlı rezonans devresinin doğal rezonans frekanslarıdır [19]. Eşitlik 2.13 ve Eşitlik 2.14'ü kullanarak manyetik bağlaşım katsayısı M_M bağlaşan manyetik enerjinin depolanan manyetik enerjiye oranı olarak

$$M_M = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{L_m}{L} \quad (2.12)$$

biçiminde elde edilir. Eşitlik 2.12 ve Eşitlik 2.7 ile tanımlı manyetik ve elektrik bağlaşımlar zıt fazlıdır [19].

2.2.3 Karma Bağlaşım

Şekil 2.2(d)'deki aralarında hem elektrik hem de manyetik bağlaşım olan kare açık çevrim rezonatörler dar bant koşulu altında Şekil 2.7'de görüldüğü gibi toplu elemanlı bir eşdeğer devreyle modellenenirler [19].



Şekil 2.7. Karma bağlaşımli rezonatörlerin toplu eleman eşdeğer devresi

Şekil 2.7'deki $T - T'$ simetri düzlemi kısa devre edildiğinde (tek kip uyarılma) oluşan rezonatör devresinin rezonans frekansı

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

biçiminde yazılabilir. $T - T'$ düzlemi açık devre edildiğinde ise (çift kip uyarılma) oluşan rezonatör devresinin rezonans frekansı

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

biçiminde elde edilir. Dikkat edilirse her iki bağlaşım da tek kip devrenin rezonans frekansını artırıcı yönde etki yapmaktadır. Yine her iki bağlaşım çift kip devrenin rezonans frekansını azaltıcı yönde etki yapmaktadır. Diğer bir deyişle her iki bağlaşım da aynı fazlıdır. Eşitlik 2.13 ve Eşitlik 2.14 kullanılarak karma bağlaşım katsayısı M_K

$$M_K = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{CL_m + LC_m}{LC + L_mC_m} \quad (2.15)$$

biçiminde yazılabilir. $L_mC_m \ll LC$ olduğundan

$$M_K \approx \frac{L_m}{L} + \frac{C_m}{C} = M_M + M_E \quad (2.16)$$

biçiminde elde edilir [19]. Dolayısıyla karma bağlaşım elektrik ve manyetik bağlaşım-
ların toplamıdır. Eğer Şekil 2.7 'deki karşılıklı endüktans L_m ya da kapasite C_m 'nin
işareti değiştirilirse manyetik ve elektrik bağlaşım-
ları birbirlerini zayıflatır ve toplamda
iki rezonatör arası bağlaşım azalır. Şekil 2.2(c)'de aralarında karma bağlaşım olan kare
açık çevrim rezonatörlerde gözlenen durum budur. Şekil 2.2(c)'deki elektrik ve manyetik
bağlaşım-
lar zıt fazlıdır. Dolayısıyla birbirini zayıflatır. [21].

2.2.4 Bağlaşım Katsayısının Genel Formülü

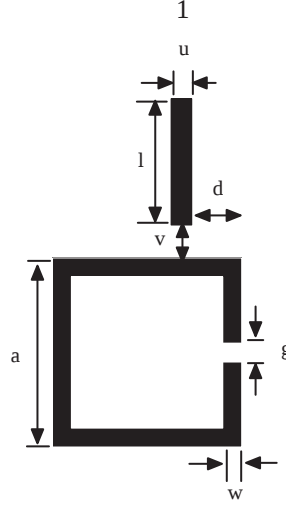
Bağlaşım katsayısı en genel halde

$$M = \pm \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \quad (2.17)$$

biçiminde yazılabilir. f_{p1} ve f_{p2} ya f_e 'ye ya da f_m 'ye karşılık gelir. Bağlaşım katsayısının işareti esasında Eşitlik (2.1) ile belirlenir. Filtre tasarımında negatif ya da pozitif bağlaşım görece kavramlardır. Herhangi bir bağlaşımı pozitif bağlaşım olarak düşünürsek negatif bağlaşım, faz tepkisi pozitif bağlaşımın faz tepkisinin zıttı olan bağlaşımıdır. Herhangi bir bağlaşımın faz tepkisi ilgili bağlaşım yapısının S parametrelerinden elde edilebilir.

2.3 Elektromanyetik Benzetimle Rezonans Frekansının Belirlenmesi ve Bağlaşım Katsayısının Çıkarılması

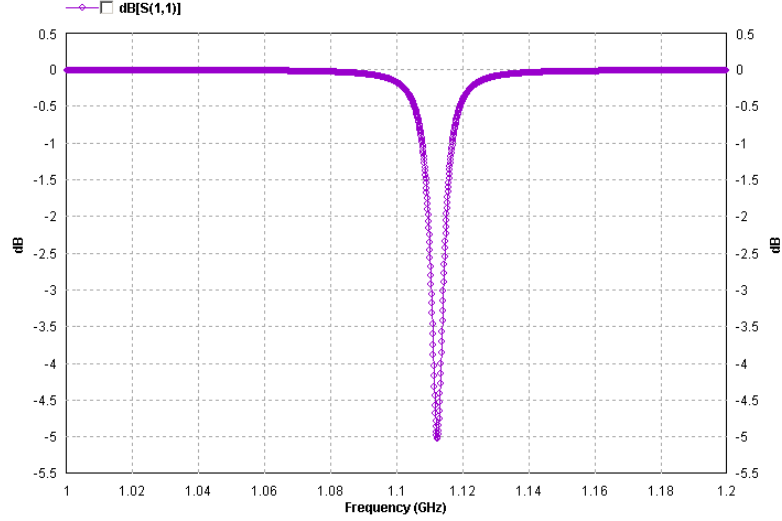
2.3.1 Rezonans Frekansının Belirlenmesi



Şekil 2.8. Kare açık çevrim rezonatörün rezonans frekansının belirlenmesi

Şekil 2.8’de kapasitif bir bağlaşımla beslenen kare açık çevrim rezonatör görülmektedir. Şekil 2.8’de görülen rezonatör yapısının rezonans frekansı, yapının boyutlarına (a , w , g) ve alttaşın özelliklerine bağlıdır. Alttaşın dielektrik sabiti arttıkça, rezonatörün rezonans frekansı azalır.

Mikroşerit yapı dielektrik sabiti 10.2, kalınlığı 1.27 mm olan bir alttaş üzerindedir. Şekil 2.8’deki yapının benzetimi IE3D [18] elektromanyetik benzetim programıyla yapılmıştır. Benzetimde bakır şeritlerin iletkenlikleri 5.8×10^7 S/m olarak girilmiştir. Rezonatör boyutları $a=15$ mm, $w=1.6$ mm, $g=1$ mm’dir. Giriş ve çıkış besleme şerit hatlarına ilişkin boyutlar ise şöyledir: $v=0.1$ mm, $d=4$ mm, $u=2$ mm, $l=5$ mm’dir.

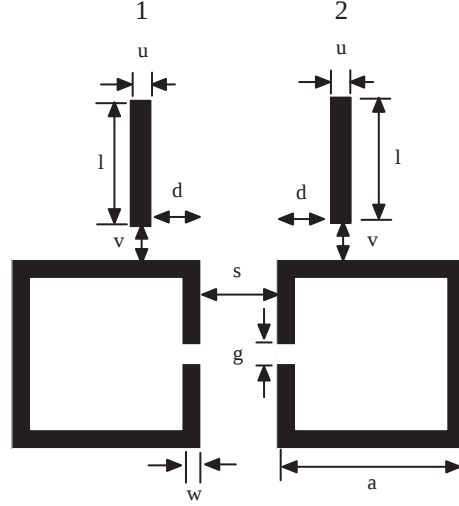


Şekil 2.9. Kapasitif bağlaşımlı şerit hatla beslenen rezonatörün S parametre analizi: $a=15$, $w=1.6$, $g=1$, $d=4$, $v=0.1$ ve $u=2$. Tüm boyutlar mm'dir.

Şekil 2.9'da giriş yansıma katsayısı S_{11} 'in frekansla değişimi görülmektedir. Birçok frekansta mikrodalga enerji geri yansımakta iken derin çukurun olduğu frekansta enerji rezonatör tarafından soğurulmaktadır. Bu frekans, rezonatörün rezonans frekansıdır [22]. Benzetim sonucunda rezonans frekansı $f_0 = 1.112$ GHz olarak belirlenmiştir. Şekil 2.9'da çukurun derinliği rezonatörün kayıplarının bir göstergesidir. Rezonans frekansının doğru belirlenebilmesi için besleme hattı ile rezonatör arasındaki bağlaşımın zayıf olması gerekir. Böylelikle rezonatöre yükleme az olur ve rezonans frekansındaki kayma ihmal edilebilir.

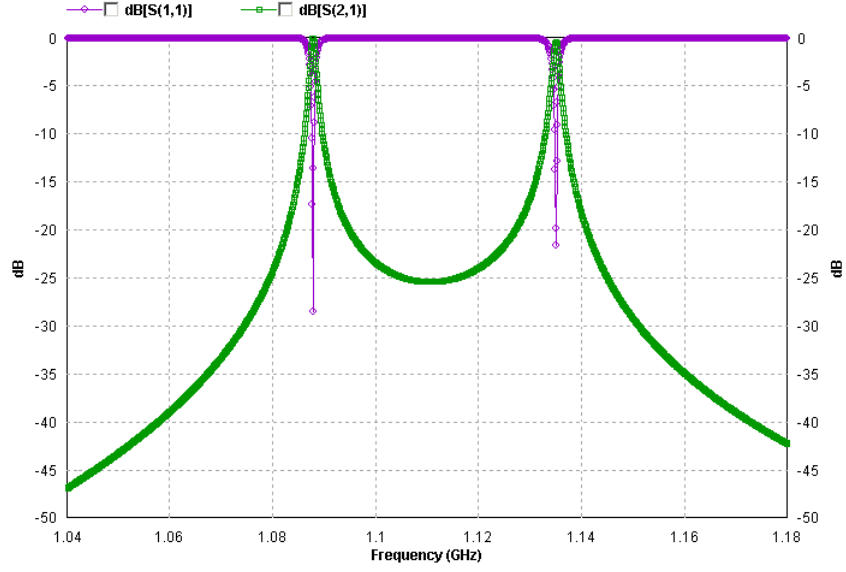
2.3.2 Bağlaşım Katsayısının Çıkarılması

Aralarında elektrik bağlaşım olan kare açık çevrim rezonatörler, giriş ve çıkış bağlaşım yapıları ile birlikte Şekil 2.10'da görülmektedir.



Şekil 2.10. Elektrik bağlaşımli mikroşerit kare açık çevrim rezonatörler

Bu bölümde yapılan tüm benzetimler IE3D [18] elektromanyetik benzetim programıyla yapılmıştır. Mikroşerit yapı, dielektrik sabiti 10.2, kalınlığı 1.27 mm olan bir alttaş üzerindedir. Benzetimde metal şeritlerin kayıpları göz önüne alınmamıştır ve iletkenlikleri 4.9×10^{27} S/m olarak girilmiştir. Rezonatör boyutları $a=15$ mm, $w=1.6$ mm, $g=1$ mm'dir. Giriş ve çıkış besleme şerit hatlarına ilişkin boyutlar ise şöyledir: $v=0.1$ mm, $d=4$ mm, $u=2$ mm, $l=5$ mm'dir. Giriş ve çıkış besleme şerit hatlarına ilişkin boyutlar tüm benzetimlerde aynı alınmıştır. Giriş ve çıkış hatlarının başlangıç yerlerinde 1 ve 2 numaralı kapılar tanımlanmıştır. IE3D 10.0 kullanıcıya 7 farklı "de-embedding" şekli sunmaktadır. Bunlardan biri "Extension for Waves" 'dir. "Extension for Waves" doğrudan kapıların tanımlı olduğu düzlemdeki gelen ve yansıyan dalgalardan hareketle S parametrelerini hesaplar. Tüm benzetimlerde "Extension for Waves de-embedding" şekli kullanılmıştır.



Şekil 2.11. Elektrik bağlaşımlı kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=1$ mm

$s=1$ mm için elektrik bağlaşımlı rezonatörlerin frekans tepkisi Şekil 2.11’de görülmektedir. Şekil 2.11 incelendiğinde Şekil 2.10’deki yapının iki ayrı frekansta rezonansa geldiği hemen görülebilmektedir. Rezonans frekansları $f_{p1} = 1.088$ GHz ve $f_{p2} = 1.135$ GHz’dir.

Bağlaşım katsayısı $M_E = \frac{1.135^2 - 1.088^2}{1.135^2 + 1.088^2} = 0.0423$ olarak bulunmuştur.

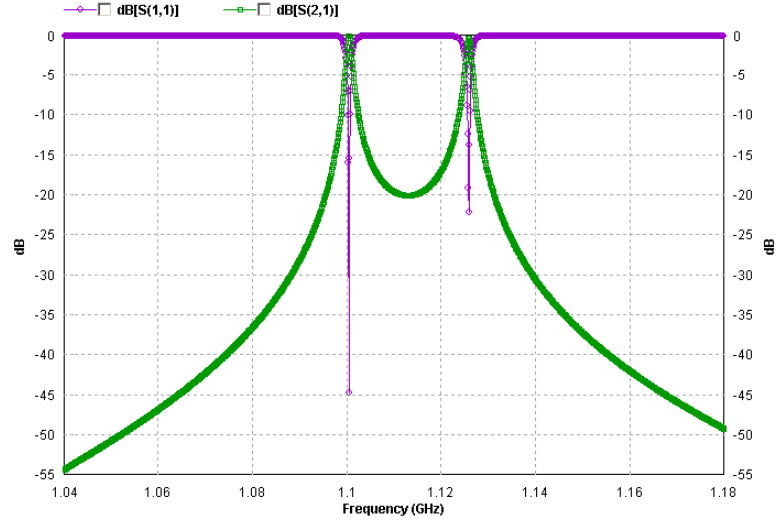
$s=1.5$ mm için yapının frekans tepkisi Şekil 2.12’de görülmektedir. Rezonans frekansları $f_{p1} = 1.10033$ GHz ve $f_{p2} = 1.126$ GHz’dir. Bağlaşım katsayısı

$$M_E = \frac{1.126^2 - 1.10033^2}{1.126^2 + 1.10033^2} = 0.0231 \text{ olarak bulunmuştur.}$$

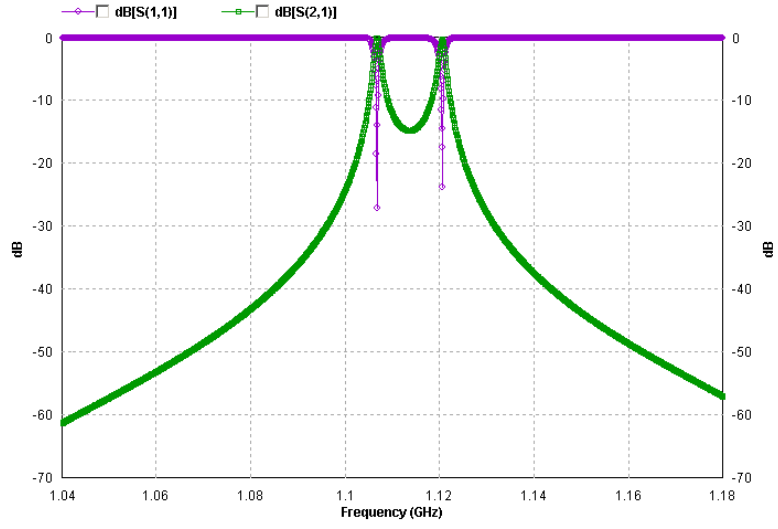
$s=2$ mm için yapının frekans tepkisi Şekil 2.13’de görülmektedir. Rezonans frekansları $f_{p1} = 1.10667$ GHz ve $f_{p2} = 1.12067$ GHz’dir. Bağlaşım katsayısı

$$M_E = \frac{1.12067^2 - 1.10667^2}{1.12067^2 + 1.10667^2} = 0.0126 \text{ olarak bulunmuştur.}$$

Şekil 2.11, Şekil 2.12, Şekil 2.13’ü incelediğimizde s arttıkça elektrik bağlaşımın azalmakta olduğu açıktır. Rezonatörler arası bağlaşım azaldıkça rezonans tepeleri birbirlerine yaklaşmakta, orta bölgedeki derinlik azalmaktadır.

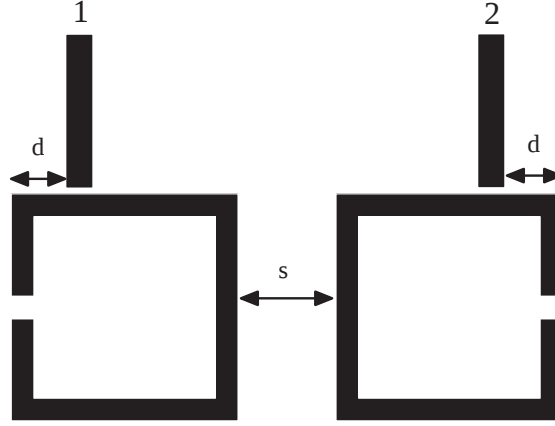


Şekil 2.12. Elektrik bağlaşımlı kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=1.5$ mm



Şekil 2.13. Elektrik bağlaşımlı kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=2$ mm

Aralarında manyetik bağlaşım olan kare açık çevrim rezonatörler, giriş ve çıkış bağlaşım yapıları ile birlikte Şekil 2.14’de görölmektedir. $d = 4$ mm’dir.



Şekil 2.14. Manyetik bağlaşımli mikroşerit kare açık çevrim rezonatörler

Manyetik bağlaşımli rezonatörlerin $s=1$ mm için frekans tepkisi Şekil 2.15’de görölmektedir. Rezonans frekansları $f_{p1} = 1.076$ GHz ve $f_{p2} = 1.15967$ GHz’dir. Bağlaşım kat-

sayısı $M_M = \frac{1.15967^2 - 1.076^2}{1.15967^2 + 1.076^2} = 0.0747$ olarak bulunmuştur.

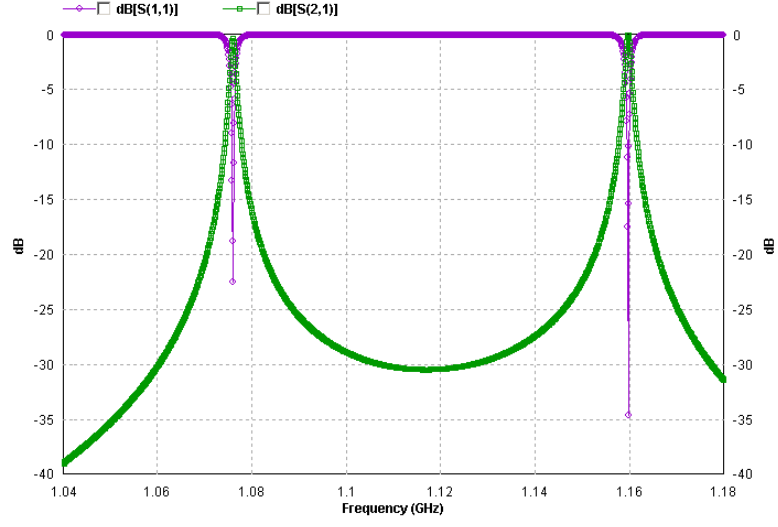
$s=1.5$ mm için yapının frekans tepkisi Şekil 2.16’de görölmektedir. Rezonans frekansları $f_{p1} = 1.08533$ GHz ve $f_{p2} = 1.14633$ GHz’dir. Bağlaşım katsayısı

$$M_M = \frac{1.14633^2 - 1.08533^2}{1.14633^2 + 1.08533^2} = 0.0546 \text{ olarak bulunmuştur.}$$

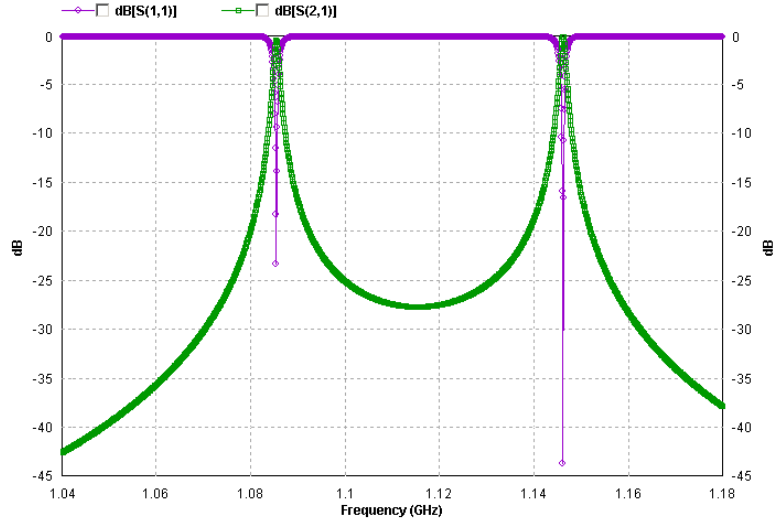
$s=2$ mm için yapının frekans tepkisi Şekil 2.17’de görölmektedir. Rezonans frekansları $f_{p1} = 1.092$ GHz ve $f_{p2} = 1.13767$ GHz’dir. Bağlaşım katsayısı

$$M_M = \frac{1.13767^2 - 1.092^2}{1.13767^2 + 1.092^2} = 0.0409 \text{ olarak bulunmuştur.}$$

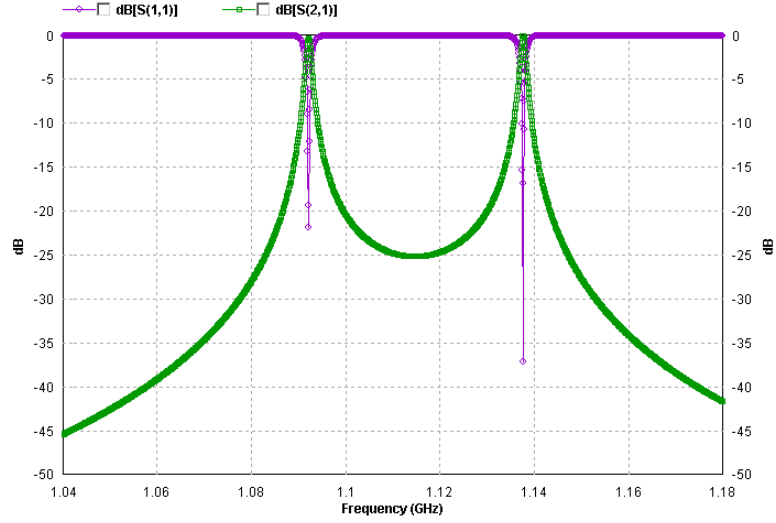
Şekil 2.15, Şekil 2.16, Şekil 2.17’yi incelediğimizde s arttıkça manyetik bağlaşımın azalmakta olduğu görölmektedir. Rezonatörler arası manyetik bağlaşım azaldıkça rezonans tepeleri birbirlerine yaklaşmakta, orta bölgedeki derinlik azalmaktadır.



Şekil 2.15. Manyetik bağlaşımlı kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=1$ mm

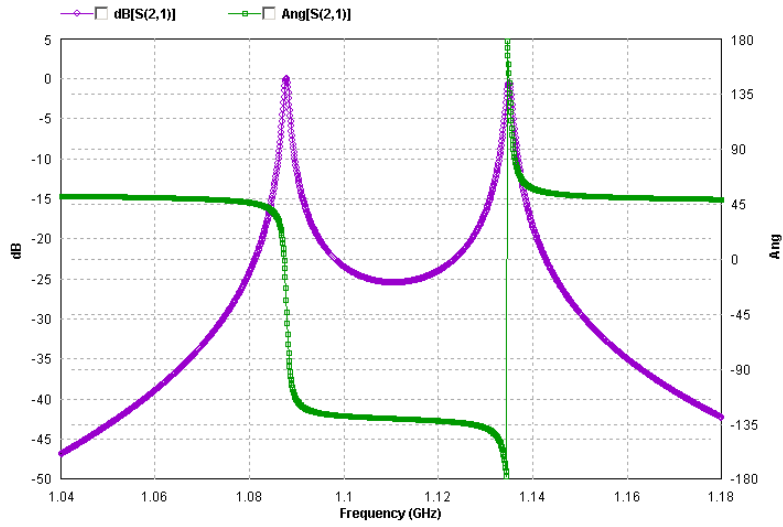


Şekil 2.16. Manyetik bağlaşımlı kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=1.5$ mm

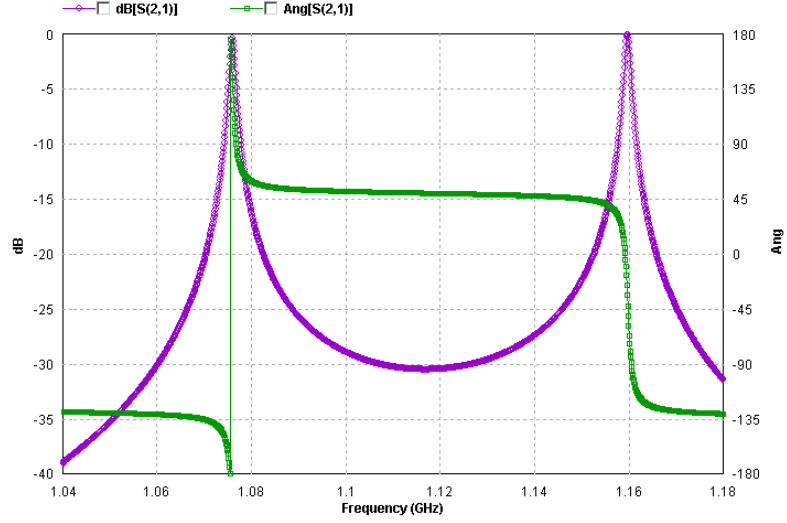


Şekil 2.17. Manyetik bağlaşımlı kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=2$ mm

Elektrik ve manyetik bağlaşımlı kare açık çevrim rezonatörlerin faz tepkisi Şekil 2.18 ve Şekil 2.19’da görülmektedir. Faz cevapları karşılaştırıldığında bu iki bağlaşımın zıt fazlı olduğu görülmektedir.

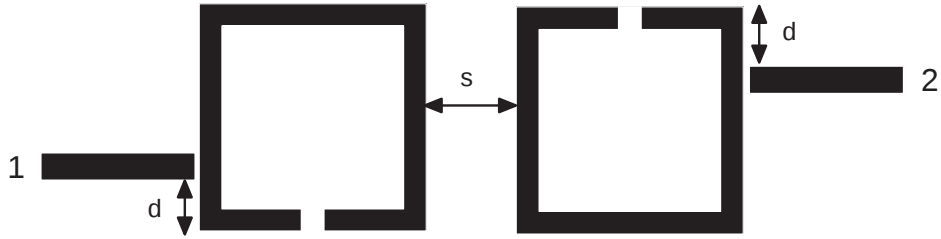


Şekil 2.18. Elektrik bağlaşımlı kare açık çevrim rezonatörlerin genlik ve faz tepkisi, $s=1$ mm



Şekil 2.19. Manyetik bağlaşımlı kare açık çevrim rezonatörlerin genlik ve faz tepkisi, $s=1$ mm

Aralarında karma bağlaşım olan Şekil 2.2(d)'deki kare açık çevrim rezonatörler, giriş ve çıkış bağlaşım yapıları ile birlikte Şekil 2.20'de görülmektedir. $d = 4$ mm'dir. Bu yapıda oluşan karma bağlaşım aynı fazlı elektrik ve manyetik bağlaşımların toplamıdır. Dolayısıyla bu yapıda oluşan elektrik ve manyetik bağlaşımlar birbirlerini kuvvetlendirirler. Bu tip karma bağlaşım tip-1 karma bağlaşım denir [21].



Şekil 2.20. Aralarında tip-1 karma bağlaşım olan kare açık çevrim rezonatörler

Aralarında tip-1 karma bağlaşım olan Şekil 2.20(d)'deki kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=1$ mm için Şekil 2.21'de görülmektedir. Rezonans frekansları $f_{p1} = 1.08$ GHz ve $f_{p2} = 1.148$ GHz'dir. Bağlaşım katsayısı

$$M_{K1} = \frac{1.148^2 - 1.08^2}{1.148^2 + 1.08^2} = 0.061 \text{ olarak bulunmuştur.}$$

Burada M_{K1} , tip-1 karma bağlaşım katsayısı anlamına gelmektedir.

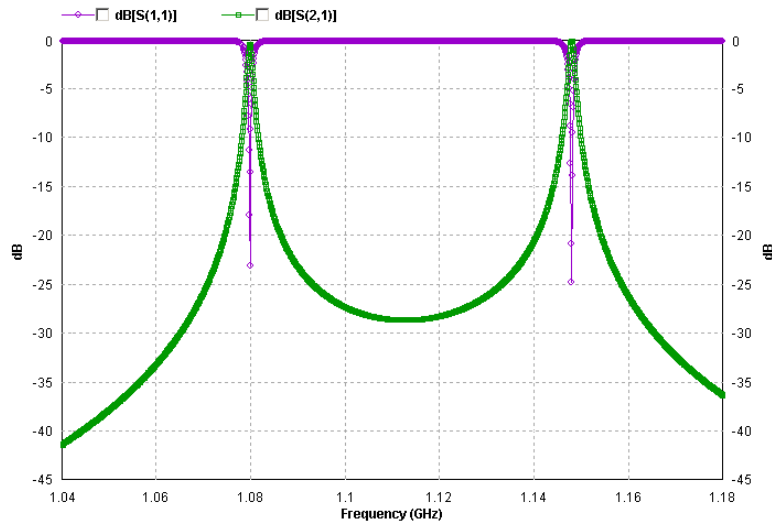
$s=1.5$ mm için yapının frekans tepkisi Şekil 2.22'de görülmektedir. Rezonans frekansları $f_{p1} = 1.09167$ GHz ve $f_{p2} = 1.13633$ GHz'dir. Bağlaşım katsayısı

$$M_{K1} = \frac{1.13633^2 - 1.09167^2}{1.13633^2 + 1.09167^2} = 0.0401 \text{ olarak bulunmuştur.}$$

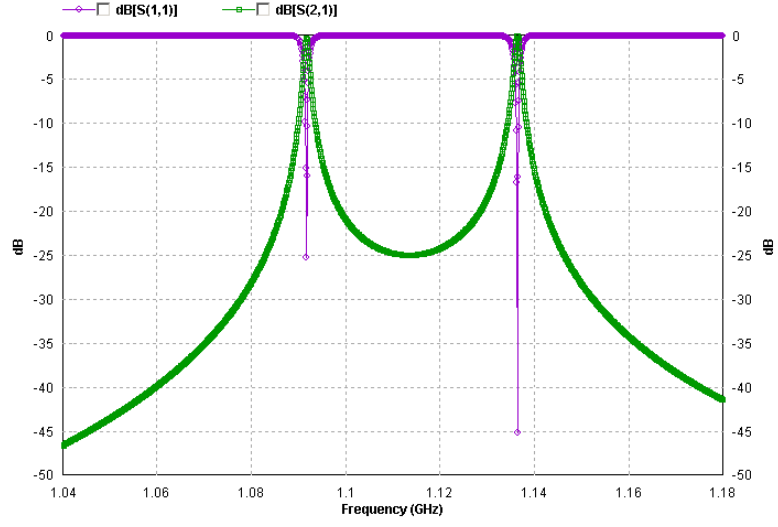
$s=2$ mm için yapının frekans tepkisi Şekil 2.23'de görülmektedir. Rezonans frekansları $f_{p1} = 1.09867$ GHz ve $f_{p2} = 1.12933$ GHz'dir. Bağlaşım katsayısı

$$M_{K1} = \frac{1.12933^2 - 1.09867^2}{1.12933^2 + 1.09867^2} = 0.0205 \text{ olarak bulunmuştur.}$$

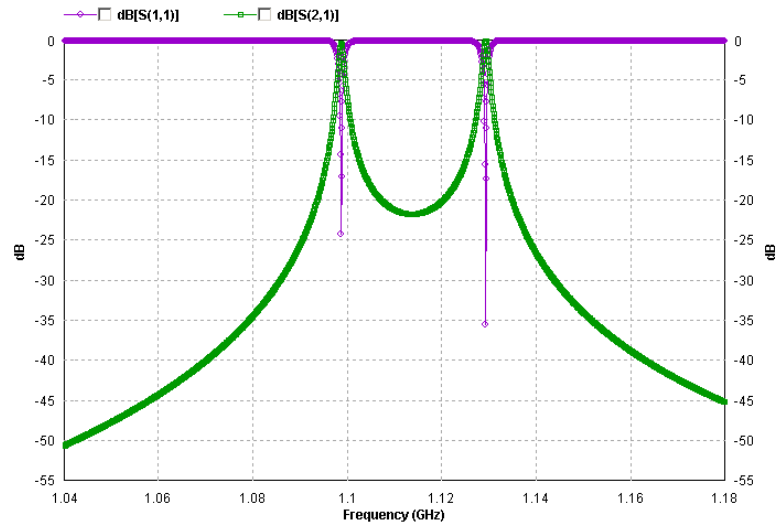
Şekil 2.21, Şekil 2.22, Şekil 2.23'ü incelediğimizde s arttıkça bağlaşımın azalmakta olduğu görülmektedir.



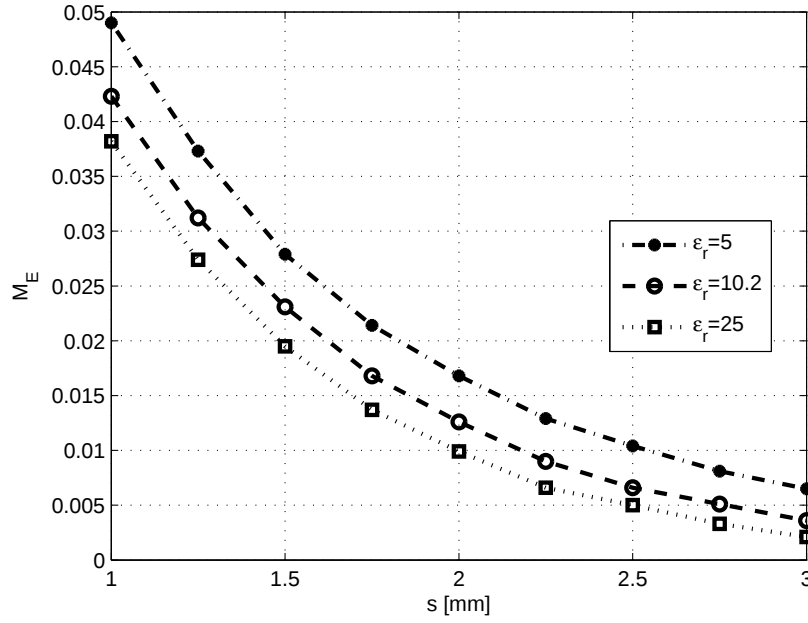
Şekil 2.21. Aralarında tip-1 karma bağlaşım olan kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=1$ mm



Şekil 2.22. Aralarında tip-1 karma bağlaşım olan kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=1.5$ mm



Şekil 2.23. Aralarında tip-1 karma bağlaşım olan kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=2$ mm



Şekil 2.24. Elektrik bağlaşım katsayısının ϵ_r 'ye bağlılığı, $a=15$ mm, $w=1.6$ mm, $g=1$ mm

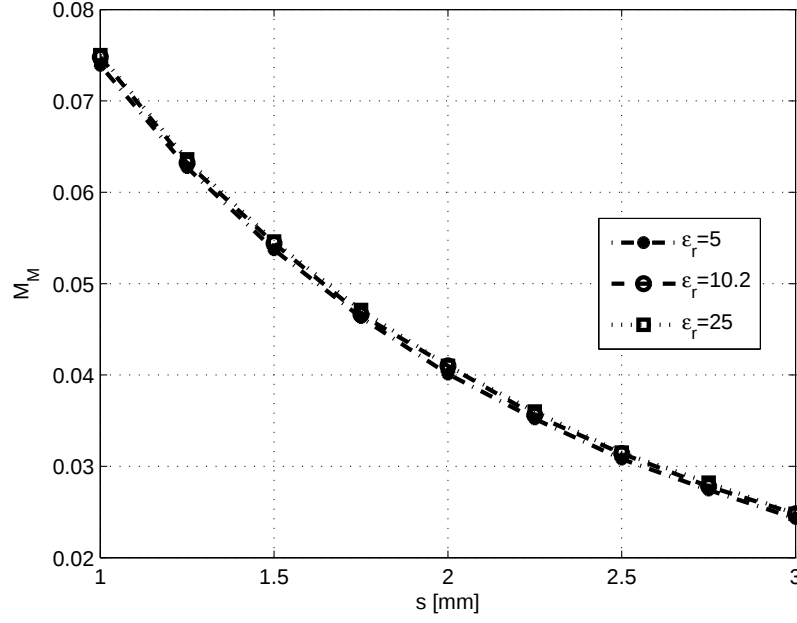
Şekil 2.24'te elektrik bağlaşım katsayısının farklı ϵ_r değerleri için s ile değişimi görülmektedir. Şekil 2.24'ü incelediğimizde elektrik bağlaşım katsayısının dielektrik sabitine bağlılık gösterdiğini görmekteyiz. Dielektrik sabiti arttıkça elektrik bağlaşım katsayısı azalmaktadır. Bunun nedeni dielektrik sabiti arttıkça metal şeritlerden saçaklanan elektrik alanın şeritlerin yakınına doğru alttaş içinde yoğunlaşmasıdır.

Şekil 2.25'te manyetik bağlaşım katsayısının farklı ϵ_r değerleri için s ile değişimi görülmektedir. Beklendiği gibi manyetik bağlaşım katsayısı dielektrik sabitine bağlılık göstermemektedir.

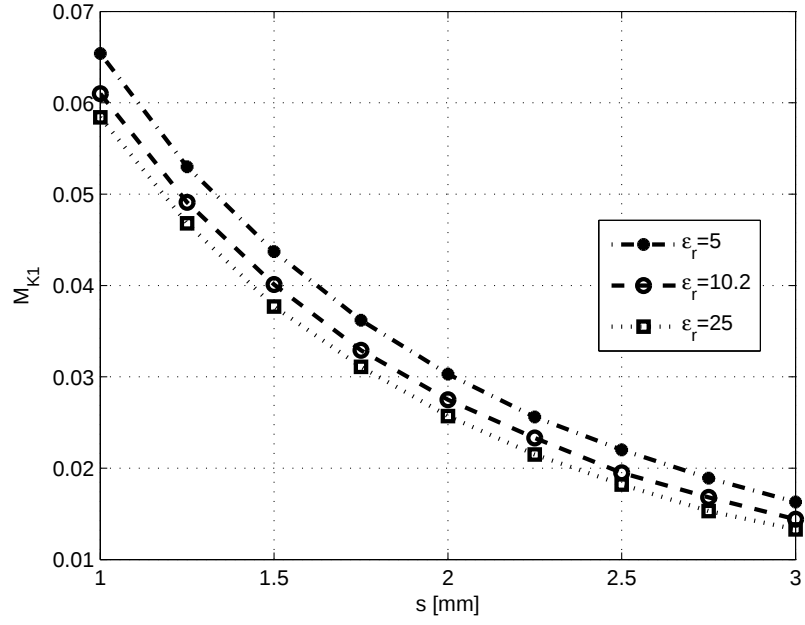
Şekil 2.26'da tip-1 karma bağlaşım katsayısının farklı ϵ_r değerleri için s ile değişimi görülmektedir. Şekil 2.26'yı incelediğimizde tip-1 karma bağlaşımın dielektrik sabitine bağlı olduğunu görmekteyiz. Bunun nedeni bu bağlaşımın elektrik ve manyetik bağlaşımın toplamı olmasıdır.

Bağlaşım katsayısının bağlılık gösterdiği diğer bir parametre bağlaşım kollarının kalınlığı w 'dir. Şekil 2.27'de elektrik bağlaşım katsayısının farklı w değerleri için s ile değişimi görülmektedir. w küçüldükçe elektrik bağlaşım artmaktadır. Bunun nedeni metal şeritlerin kalınlığı azaldıkça saçaklanan alanların kuvvetlenmesidir. Şekil 2.28'de manyetik bağlaşım katsayısının ve Şekil 2.29'da da tip-1 karma bağlaşım katsayısının farklı w değerleri için s ile değişimi görülmektedir. Manyetik ve tip-1 karma bağlaşım da w küçüldükçe artmaktadır.

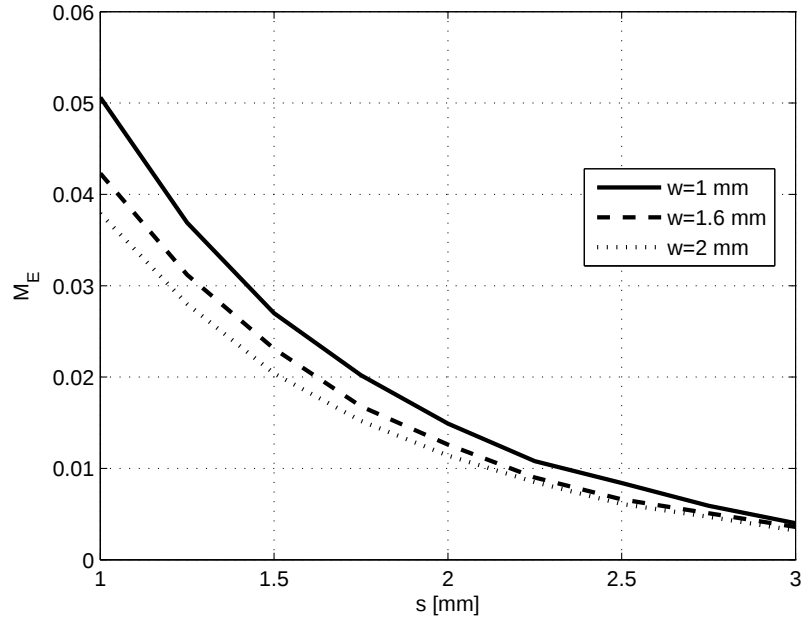
Şekil 2.30’da elektrik bağlaşım katsayısının Şekil 2.31’de manyetik bağlaşım katsayısının ve Şekil 2.32’de de tip-1 karma bağlaşım katsayısının kare açık çevrim rezonatörün kol uzunluğuna bağlılığı görülmektedir. Şekil 2.30, Şekil 2.31, Şekil 2.32’yi incelediğimizde bağlaşımli kolların uzunluğu a arttıkça tüm bağlaşımlarda artış olduğunu görmekteyiz. Bu bölümde elde edilen tüm sonuçlar ve çıkarılan eğriler, [19]’de verilenlerle uyumludur.



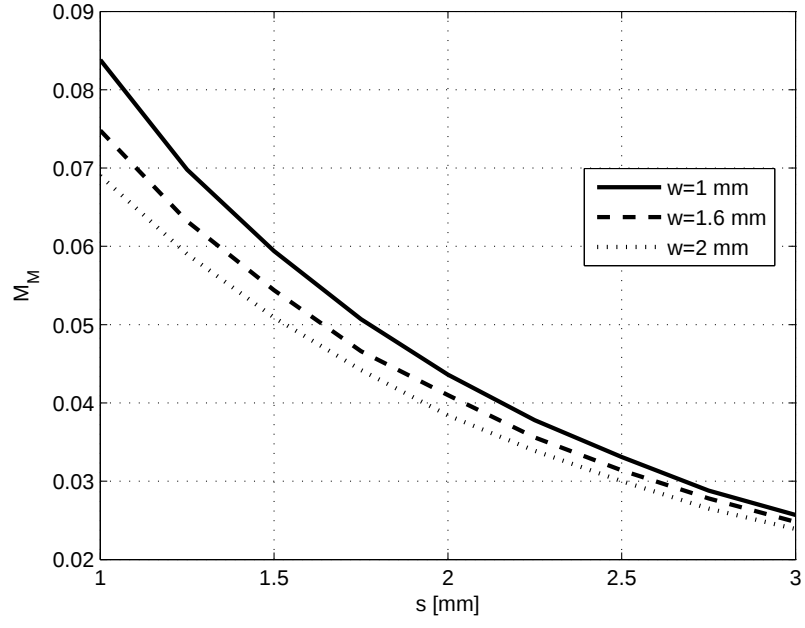
Şekil 2.25. Manyetik bağlaşım katsayısının ϵ_r 'ye bağlılığı, $a=15$ mm, $w=1.6$ mm, $g=1$ mm



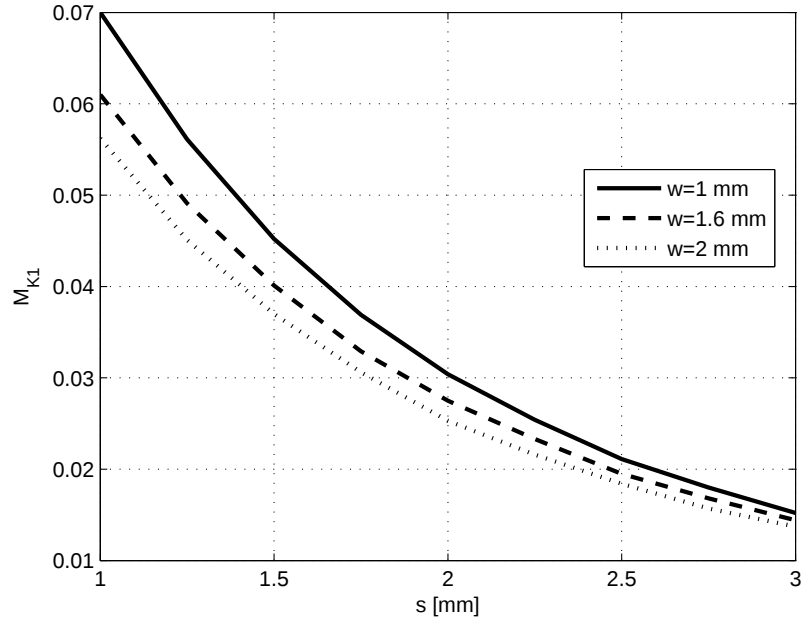
Şekil 2.26. Tip-1 karma bağlaşım katsayısının ϵ_r 'ye bağlılığı, $a=15$ mm, $w=1.6$ mm, $g=1$ mm



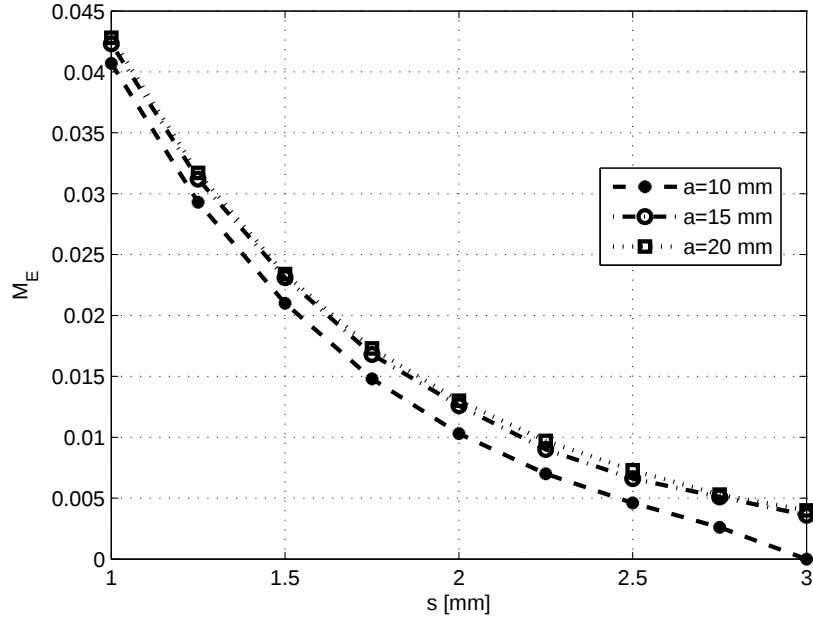
Şekil 2.27. Elektrik bağlaşım katsayısının w 'ya bağlılığı, $a=15$ mm, $\epsilon_r=10.2$ mm, $g=1$ mm



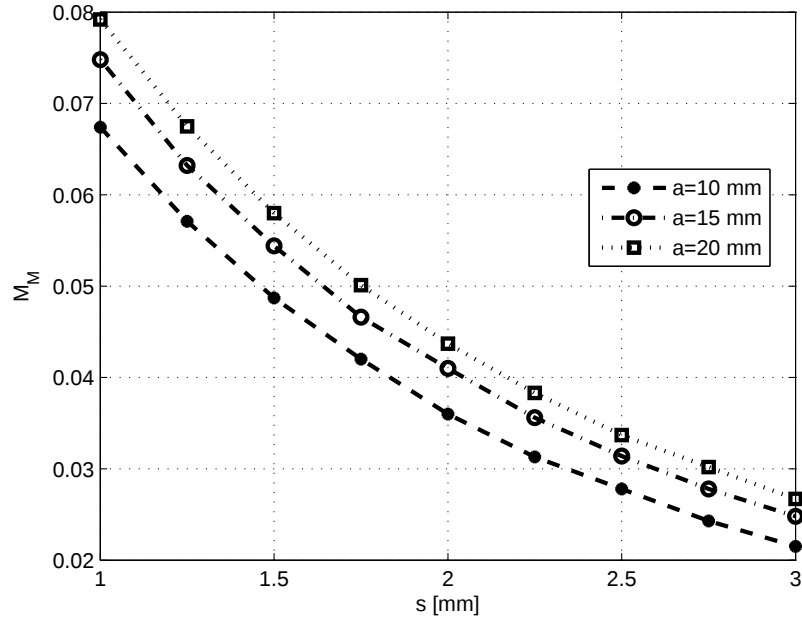
Şekil 2.28. Manyetik bağlaşım katsayısının w 'ya bağlılığı, $a=15$ mm, $\epsilon_r=10.2$ mm, $g=1$ mm



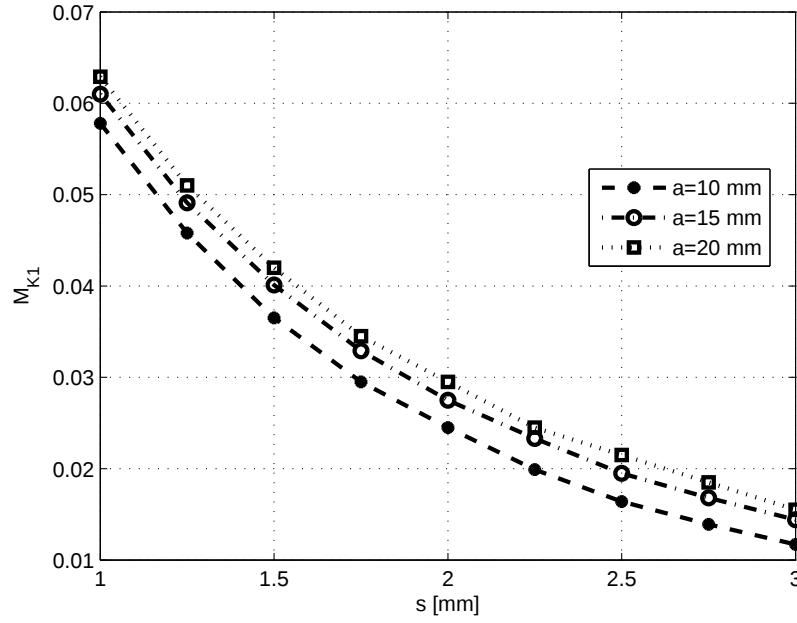
Şekil 2.29. Tip-1 karma bağlaşım katsayısının w 'ya bağlılığı, $a=15$ mm, $\epsilon_r=10.2$ mm, $g=1$ mm



Şekil 2.30. Elektrik bağlaşım katsayısının a 'ya bağılılığı, $w=1.6$ mm, $\epsilon_r=10.2$ mm, $g=1$ mm

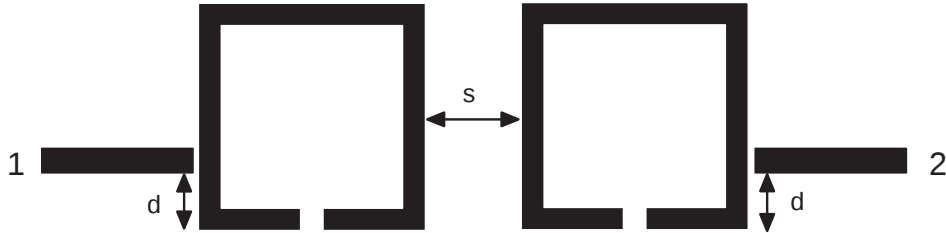


Şekil 2.31. Manyetik bağlaşım katsayısının a 'ya bağılılığı, $w=1.6$ mm, $\epsilon_r=10.2$ mm, $g=1$ mm



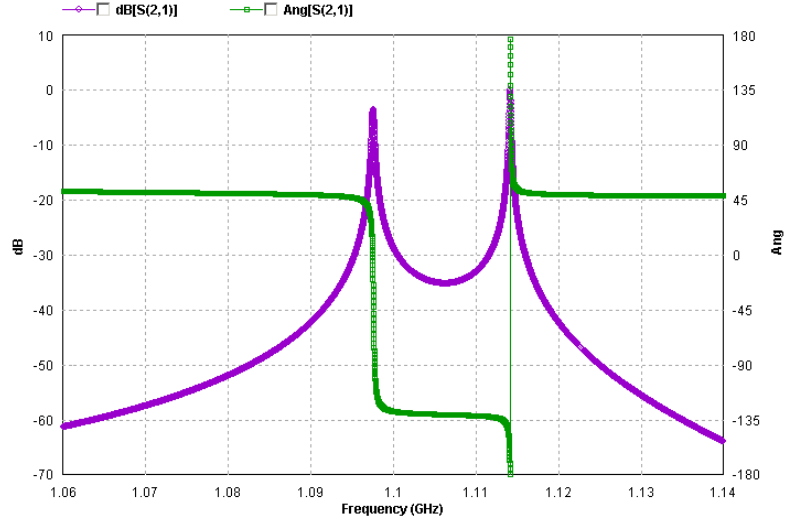
Şekil 2.32. Tip-1 karma bağlaşım katsayısının a 'ya bağlılığı, $w=1.6$ mm, $\epsilon_r=10.2$ mm, $g=1$ mm

Aralarında karma bağlaşım olan Şekil 2.2(c)'deki kare açık çevrim rezonatörler, giriş ve çıkış bağlaşım yapıları ile birlikte Şekil 2.33'de görülmektedir. $d = 4$ mm'dir. Bu yapıda oluşan karma bağlaşım, zıt fazlı elektrik ve manyetik bağlaşımın toplamıdır. Dolayısıyla bu yapıda oluşan elektrik ve manyetik bağlaşım birbirlərini zayıflatırlar. Bu tip karma bağlaşım tip-2 karma bağlaşım denir [21]. Aralarında tip-2 karma

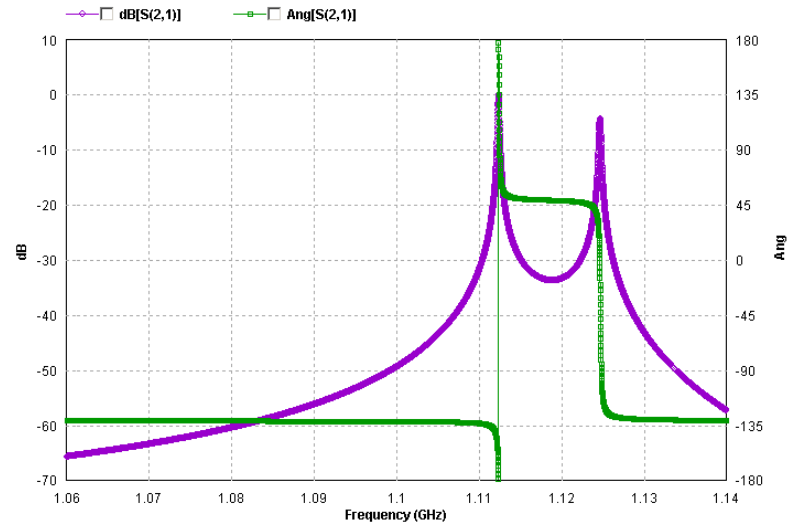


Şekil 2.33. Aralarında tip-2 karma bağlaşım olan kare açık çevrim rezonatörler

bağlaşım olan kare açık çevrim rezonatörlerin faz tepkisi, $s=0.1$ mm için Şekil 2.34'de görülmektedir. Şekil 2.33'deki rezonatörler birbirlerine çok yakın iken elektrik bağlaşım daha kuvvetlidir. s arttıkça hem elektrik bağlaşım hem de manyetik bağlaşım azalır. Fakat elektrik bağlaşım daha hızlı azaldığı için, s arttıkça manyetik bağlaşım baskın gelmeye başlar. Şekil 2.34 ve Şekil 2.35 karşılaştırıldığında, $s=0.1$ mm iken rezonatörler arası bağlaşımın, $s=1$ mm iken ki bağlaşım ile zıt fazlı olduğu görülmektedir.



Şekil 2.34. Aralarında tip-2 karma bağlaşım olan kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=0.1$ mm



Şekil 2.35. Aralarında tip-2 karma bağlaşım olan kare açık çevrim rezonatörlerin frekans tepkisi, $s=1$ mm

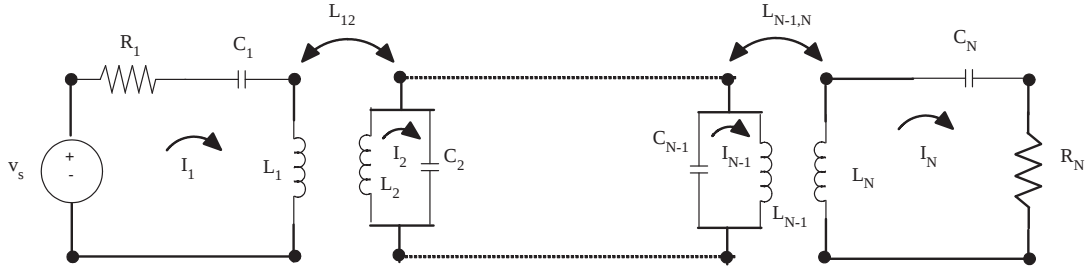
3. ÇAPRAZ BAĞLAŞIMLI REZONATÖR FİLTRELER

3.1 Çevre Denklemleri Formülasyonu

Dar bant mikrodalga rezonatör filtreler filtre merkez frekansı civarında toplu eleman devrelerle modellenebilirler. Şekil 3.1’de N tane manyetik bağlaşımlı seri rezonans devresinden oluşan filtre devresi görülmektedir [5]. Şekil 3.1’de belirtilen referans akım yönlerine göre her bir çevrim için çevre denklemlerini yazarsak

$$\begin{aligned}
 \left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right)I_1 - j\omega L_{12}I_2 \cdots - j\omega L_{1N}I_N &= V_s \\
 -j\omega L_{21}I_1 + \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right)I_2 \cdots - j\omega L_{2N}I_N &= 0 \\
 &\vdots \\
 -j\omega L_{N1}I_1 - j\omega L_{N2}I_2 \cdots + \left(R_N + j\omega L_N + \frac{1}{j\omega C_N}\right)I_N &= 0
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

denklem setini elde ederiz. Burada $L_{ij} = L_{ji}$ ’ler i ve j rezonatörleri arasındaki karşılıklı endüktanstır.



Şekil 3.1. Çevre denklemleri formülasyonu için N bağlaşımlı rezonatör devre

Eşitlik 3.1’de verilen denklem seti matris formunda ifade edilebilir:

$$\begin{bmatrix}
 R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & -j\omega L_{12} & \cdots & -j\omega L_{1N} \\
 -j\omega L_{21} & j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} & \cdots & -j\omega L_{2N} \\
 \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
 -j\omega L_{N1} & -j\omega L_{N2} & \cdots & R_N + j\omega L_N + \frac{1}{j\omega C_N}
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 I_1 \\
 I_2 \\
 \vdots \\
 I_N
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 V_s \\
 0 \\
 \vdots \\
 0
 \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

$$[Z][I] = [V] \tag{3.3}$$

Eşitlik 3.3'te Z , $N \times N$ empedans matrisi olarak tanımlanmaktadır. $L = L_1 = L_2 = \dots L_N$ ve $C = C_1 = C_2 = \dots C_N$ olduğunda tüm rezonatörler aynı frekansta, yani filtrenin merkez frekansı $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 'da rezonant olur. Bu durumda empedans matrisi

$$[Z] = \omega_0 LFBW [\bar{Z}] \quad (3.4)$$

biçiminde ifade edilebilir. Burada $FBW = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ görece bant genişliği, $[\bar{Z}]$ ise normalize empedans matrisi olarak tanımlanmaktadır:

$$[\bar{Z}] = \begin{bmatrix} \frac{R_1}{\omega_0 L \cdot FBW} + p & -j \frac{\omega L_{12}}{\omega_0 L} \frac{1}{FBW} & \dots & -j \frac{\omega L_{1N}}{\omega_0 L} \frac{1}{FBW} \\ -j \frac{\omega L_{21}}{\omega_0 L} \frac{1}{FBW} & p & \dots & -j \frac{\omega L_{2N}}{\omega_0 L} \frac{1}{FBW} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -j \frac{\omega L_{N1}}{\omega_0 L} \frac{1}{FBW} & -j \frac{\omega L_{N2}}{\omega_0 L} \frac{1}{FBW} & \dots & \frac{R_N}{\omega_0 L \cdot FBW} + p \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Eşitlik 3.5'de p kompleks alçak geçiren frekans değişkenidir:

$$p = j\Omega = j \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (3.6)$$

$\frac{L_{ij}}{L}$ oranı rezonatörler arası bağlaşımın bir ölçüsü olarak bağlaşım katsayısı olarak tanımlanır:

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{L} \quad (3.7)$$

Giriş ve çıkış rezonatörlerinin dış kalite faktörü $Q_e = \frac{\omega_0 L}{R}$ 'dir. Dolayısıyla

$$\frac{R_i}{\omega_0 L} = \frac{1}{Q_{ei}} \quad i = 1, N \quad (3.8)$$

olacaktır. $\frac{\omega}{\omega_0} \approx 1$ varsayımı (dar bant yaklaşımı), normalize bağlaşım katsayısı

$$m_{ij} = \frac{M_{ij}}{FBW} \quad (3.9)$$

ve

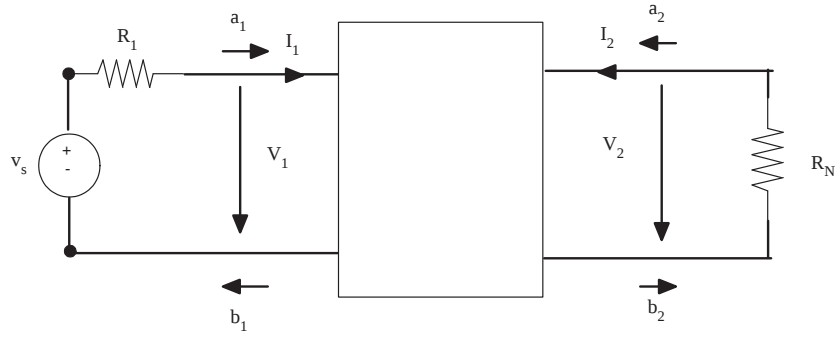
$$q_{ei} = FBW \cdot Q_{ei} \quad i = 1, N \quad (3.10)$$

tanımlarıyla Eşitlik 3.5,

$$[\bar{Z}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1N} \\ -jm_{21} & p & \cdots & -jm_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{N1} & -jm_{N2} & \cdots & \frac{1}{q_{eN}} + p \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

biçiminde yazılabilir.

Şekil 3.2’de Şekil 3.1’deki devrenin iki kapılı eşdeğer devresi görülmektedir.



Şekil 3.2. Şekil 3.1’deki devrenin iki kapılı eşdeğer devresi

$V_1 = V_1^+ + V_1^-$ ve benzer şekilde $V_2 = V_2^+ + V_2^-$ gelen ve yansıyan gerilim dalgalarının toplamıdır. $a_{1,2}$ ve $b_{1,2}$ normalize gelen ve yansıyan gerilim dalgaları olarak tanımlanır:

$$a_1 = \frac{V_1^+}{\sqrt{R_1}} \quad a_2 = \frac{V_2^+}{\sqrt{R_N}} \quad (3.12)$$

$$b_1 = \frac{V_1^-}{\sqrt{R_1}} \quad b_2 = \frac{V_2^-}{\sqrt{R_N}}$$

Normalize gerilim dalgalarını kapı akım ve gerilimleri cinsinden ifade eder,

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_1}{\sqrt{R_1}} + \sqrt{R_1} I_1 \right) \\ a_2 &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_2}{\sqrt{R_N}} + \sqrt{R_N} I_2 \right) \\ b_1 &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_1}{\sqrt{R_1}} - \sqrt{R_1} I_1 \right) \\ b_2 &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_2}{\sqrt{R_N}} - \sqrt{R_N} I_2 \right) \end{aligned} \quad (3.13)$$

$I_2 = -I_N$ ve $V_1 = V_s - I_1 R_1$ olduğunu dikkate alırsak normalize gerilim dalgaları

$$a_1 = \frac{V_s}{2\sqrt{R_1}} \quad b_1 = \frac{V_s - 2I_1 R_1}{2\sqrt{R_1}} \quad (3.14)$$

$$a_2 = 0 \quad b_2 = I_N \sqrt{R_N}$$

biçiminde elde edilir. Dolayısıyla Şekil 3.2'deki iki kapılı devrenin S parametreleri

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{2\sqrt{R_1 R_N} I_N}{V_s} \quad (3.15)$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = 1 - \frac{2R_1 I_1}{V_s}$$

biçiminde ifade edilebilir. I_1 ve I_N 'i Eşitlik 3.2'den çekip

$$I_1 = \frac{V_s}{\omega_0 L \cdot FBW} [\bar{Z}]_{11}^{-1} \quad (3.16)$$

$$I_N = \frac{V_s}{\omega_0 L \cdot FBW} [\bar{Z}]_{N1}^{-1}$$

Eşitlik 3.15'de yerine koyarsak S_{21} ve S_{11}

$$S_{21} = \frac{2}{\sqrt{q_{e1} q_{eN}}} [\bar{Z}]_{N1}^{-1} \quad (3.17)$$

$$S_{11} = 1 - \frac{2}{q_{e1}} [\bar{Z}]_{11}^{-1}$$

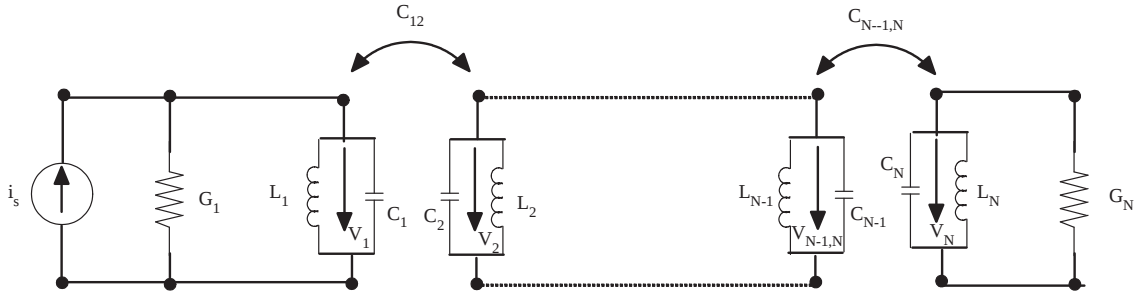
biçiminde elde edilir.

3.2 Düğüm Denklemleri Formülasyonu

Şekil 3.3’de N tane elektrik bağlaşımlı paralel rezonans devresinden oluşan filtre devresi görülmektedir [5]. Şekil 3.3’de belirtilen referans gerilim yönlerine göre her bir düğüm için düğüm denklemlerini yazarsak

$$\begin{aligned}
 \left(G_1 + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1}\right)V_1 - j\omega C_{12}V_2 \cdots - j\omega C_{1N}V_N &= I_s \\
 -j\omega C_{21}V_1 + \left(j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2}\right)V_2 \cdots - j\omega C_{2N}V_N &= 0 \\
 &\vdots \\
 -j\omega C_{N1}V_1 - j\omega C_{N2}V_2 \cdots + \left(G_N + j\omega C_N + \frac{1}{j\omega L_N}\right)V_N &= 0
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

denklem setini elde ederiz. Burada $C_{ij} = C_{ji}$ ’ler i ve j rezonatörleri arasındaki karşılıklı kapasitedir.



Şekil 3.3. Düğüm denklemleri formülasyonu için N bağlaşımlı rezonatör devre

Eşitlik 3.18’de verilen denklem seti matris formunda ifade edilebilir:

$$\begin{bmatrix} G_1 + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1} & -j\omega C_{12} & \cdots & -j\omega C_{1N} \\ -j\omega C_{21} & j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2} & \cdots & -j\omega C_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j\omega C_{N1} & -j\omega C_{N2} & \cdots & G_N + j\omega C_N + \frac{1}{j\omega L_N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.19}$$

$$[Y][V] = [I] \tag{3.20}$$

Eşitlik 3.20’de Y , $N \times N$ admittans matrisi olarak tanımlanmaktadır. $L = L_1 = L_2 = \cdots L_N$ ve $C = C_1 = C_2 = \cdots C_N$ olduğunda tüm rezonatörler aynı frekansta rezonant

olur. Bu durumda admittans matrisi

$$[Y] = \omega_0 CFBW [\bar{Y}] \quad (3.21)$$

biçiminde ifade edilebilir. Burada $FBW = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ görece bant genişliği, $[\bar{Y}]$ de normalize admittans matrisi olarak tanımlanmaktadır:

$$[\bar{Y}] = \begin{bmatrix} \frac{G_1}{\omega_0 C \cdot FBW} + p & -j \frac{\omega C_{12}}{\omega_0 C} \frac{1}{FBW} & \cdots & -j \frac{\omega C_{1N}}{\omega_0 C} \frac{1}{FBW} \\ -j \frac{\omega C_{21}}{\omega_0 C} \frac{1}{FBW} & p & \cdots & -j \frac{\omega C_{2N}}{\omega_0 C} \frac{1}{FBW} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -j \frac{\omega C_{N1}}{\omega_0 C} \frac{1}{FBW} & -j \frac{\omega C_{N2}}{\omega_0 C} \frac{1}{FBW} & \cdots & \frac{G_N}{\omega_0 C \cdot FBW} + p \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Eşitlik 3.22’de p kompleks alçak geçiren frekans değişkenidir:

$$p = j\Omega = j \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (3.23)$$

$\frac{C_{ij}}{C}$ oranı rezonatörler arası bağlaşımın bir ölçüsü olarak bağlaşım katsayısı olarak tanımlanır:

$$M_{ij} = \frac{C_{ij}}{C} \quad (3.24)$$

Giriş ve çıkış rezonatörlerinin dış kalite faktörü $Q_e = \frac{\omega_0 C}{G}$ ’dir. Dolayısıyla

$$\frac{G_i}{\omega_0 C} = \frac{1}{Q_{ei}} \quad i = 1, N \quad (3.25)$$

olacaktır. $\frac{\omega}{\omega_0} \approx 1$ varsayımı (dar bant yaklaşımı), normalize bağlaşım katsayısı

$$m_{ij} = \frac{M_{ij}}{FBW} \quad (3.26)$$

ve

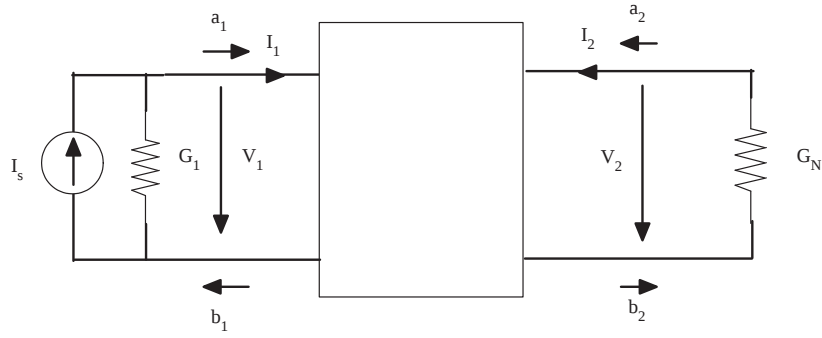
$$q_{ei} = FBW \cdot Q_{ei} \quad i = 1, N \quad (3.27)$$

tanımlarıyla Eşitlik 3.22,

$$[\bar{Y}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1N} \\ -jm_{21} & p & \cdots & -jm_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -jm_{N1} & -jm_{N2} & \cdots & \frac{1}{q_{eN}} + p \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

biçiminde yazılabilir.

Şekil 3.4’de Şekil 3.3’deki devrenin iki kapılı eşdeğer devresi görülmektedir.



Şekil 3.4. Şekil 3.3’deki devrenin iki kapılı eşdeğer devresi

$V_2 = V_N$ ve $I_1 = I_s - V_1 G_1$ olduğunu dikkate alırsak normalize gerilim dalgaları

$$a_1 = \frac{I_s}{2\sqrt{G_1}} \quad b_1 = \frac{2V_1 G_1 - I_s}{2\sqrt{G_1}} \quad (3.29)$$

$$a_2 = 0 \quad b_2 = V_N \sqrt{G_N}$$

biçiminde elde edilir. Dolayısıyla Şekil 3.4’deki iki kapılı devrenin S parametreleri

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{2\sqrt{G_1 G_N} V_N}{I_s} \quad (3.30)$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{2G_1 V_1}{I_s} - 1$$

biçiminde ifade edilebilir. V_1 ve V_N 'i Eşitlik 3.19'den çekip

$$V_1 = \frac{I_s}{\omega_0 C \cdot FBW} [\bar{Y}]_{11}^{-1}$$

$$V_N = \frac{I_s}{\omega_0 C \cdot FBW} [\bar{Y}]_{N1}^{-1}$$
(3.31)

Eşitlik 3.30'de yerine koyarsak S_{21} ve S_{11}

$$S_{21} = \frac{2}{\sqrt{q_{e1}q_{eN}}} [\bar{Y}]_{N1}^{-1}$$

$$S_{11} = \frac{2}{q_{e1}} [\bar{Y}]_{11}^{-1} - 1$$
(3.32)

biçiminde elde edilir.

3.3 Genel Bağlaşım Matrisi

Çevre denklemleri formülasyonu ile elde edilen $[\bar{Z}]$ matrisi ile düğüm denklemleri formülasyonu ile elde edilen $[\bar{Y}]$ matrisi yapı olarak aynı olduğu için bağlaşımlı rezonatör filtreler, ister bağlaşımlı seri rezonans devreleriyle ister bağlaşımlı paralel rezonans devreleriyle modellensinler, genel bir bağlaşım matrisi formülasyonu ile ifade edilebilirler:

$$S_{21} = \frac{2}{\sqrt{q_{e1}q_{eN}}} [A]_{N1}^{-1}$$
(3.33)

$$S_{11} = \pm \left(1 - \frac{2}{q_{e1}} [A]_{11}^{-1} \right)$$

$$[A] = [q] + p[U] - j[m]$$

Burada $[U]$, $N \times N$ birim matristir. $[q]$, $q_{11} = \frac{1}{q_{e1}}$ ve $q_{NN} = \frac{1}{q_{eN}}$ elemanları dışında tüm elemanları sıfır olan $N \times N$ bir matristir. $[m]$ ise $N \times N$ simetrik bir matristir ve genel bağlaşım matrisi olarak adlandırılır.

4. SONLU FREKANSLARDA BİR ÇİFT İLETİM SIFIRI OLAN SEÇİCİLİĞİ YÜKSEK MİKROŞERİT BANTGEÇİREN FİLTRE

4.1 Filtre Karakteristiği

Geçirme bandının alt ve üst bölgelerinde, kesim frekansından hemen sonra bir iletim sıfırı olan filtrelerin seçiciliği yüksektir. Bu tip N'yinci mertebeden bir filtrenin transfer fonksiyonu

$$|S_{21}(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 F_N^2(\Omega)} \quad (4.1)$$

biçiminde ifade edilebilir. Burada Ω , kesim frekansı $\Omega_c = \pm 1$ olan alçak geçiren prototip filtrenin radyan frekans değişkenidir. ϵ geçirme bandındaki minimum yansıma kaybı L_R 'yi belirleyen bir parametredir.

$$\epsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{L_R/10} - 1}} \quad (4.2)$$

$F_N(\Omega)$ ise N'yinci mertebeden filtre fonksiyonu olarak adlandırılır ve bu tip bir filtre için

$$F_N(\Omega) = \cosh \left((N-2) \cosh^{-1}(\Omega) + \cosh^{-1} \left(\frac{\Omega_a \Omega - 1}{\Omega_a - \Omega} \right) + \cosh^{-1} \left(\frac{\Omega_a \Omega + 1}{\Omega_a + \Omega} \right) \right) \quad (4.3)$$

biçimindedir [13]. $\Omega = \pm \Omega_a$ ($\Omega_a > 1$) iletim sıfırlarının olduğu frekans noktalarıdır.

$\Omega_a \rightarrow \infty$ olduğunda $F_N(\Omega)$, N'yinci mertebeden Chebyshev fonksiyonuna indirgenir:

$$F_N(\Omega) = \cosh \left(N \cosh^{-1}(\Omega) \right) \quad (4.4)$$

Merkez frekansı ω_0 ve görece bantgenişliği FBW olan bant geçiren filtrenin frekans tepkisi

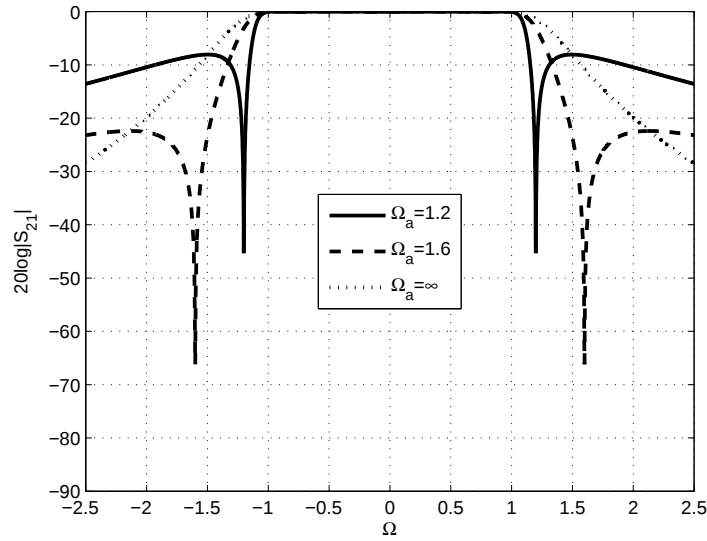
$$\Omega = \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (4.5)$$

frekans dönüşümüyle elde edilebilir. Dolayısıyla bant geçiren filtrenin iletim sıfırları f_{a1} ve f_{a2}

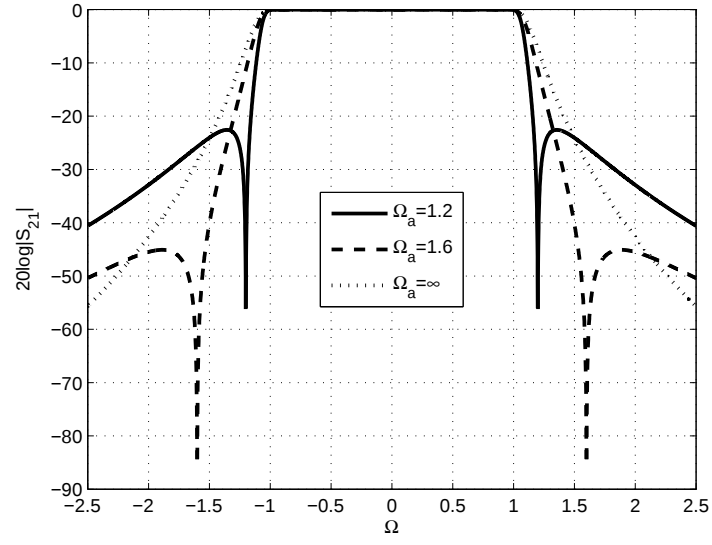
$$f_{a1} = f_0 \frac{-\Omega_a FBW + \sqrt{(\Omega_a FBW)^2 + 4}}{2} \quad (4.6)$$

$$f_{a2} = f_0 \frac{\Omega_a FBW + \sqrt{(\Omega_a FBW)^2 + 4}}{2}$$

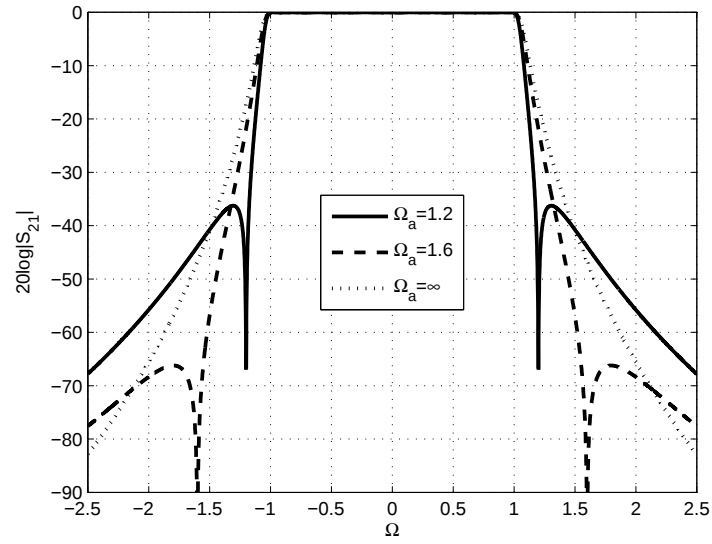
biçiminde elde edilir. Şekil 4.1, Şekil 4.2 ve Şekil 4.3'te $\Omega_a = 1.2$, $\Omega_a = 1.6$ ve $\Omega_a \rightarrow \infty$ için, 4'üncü, 6'ıncı ve 8'inci mertebelerinde bu tip yüksek seçicili bir filtrenin frekans tepkisi görülmektedir. Ω_a , $\Omega_c = 1$ 'e yaklaştıkça filtrenin seçiciliği artmaktadır. Fakat iletim sıfırlarından hemen sonra durdurma bandındaki zayıflatma miktarı düşmektedir.



Şekil 4.1. 4'üncü mertebeden filtrenin iletim kaybı



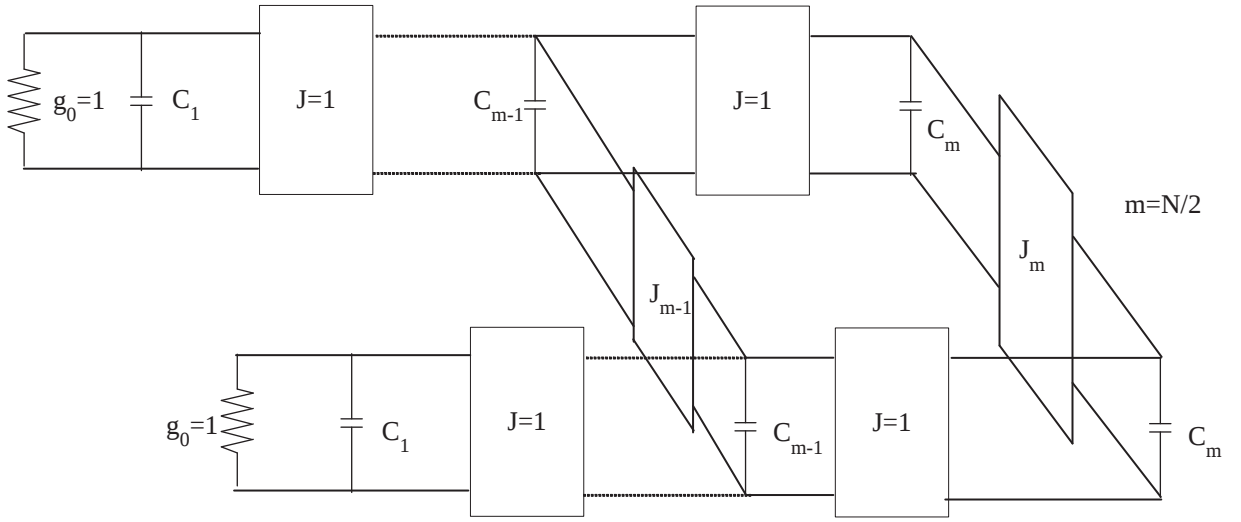
Şekil 4.2. 6'ıncı mertebeden filtrenin iletim kaybı



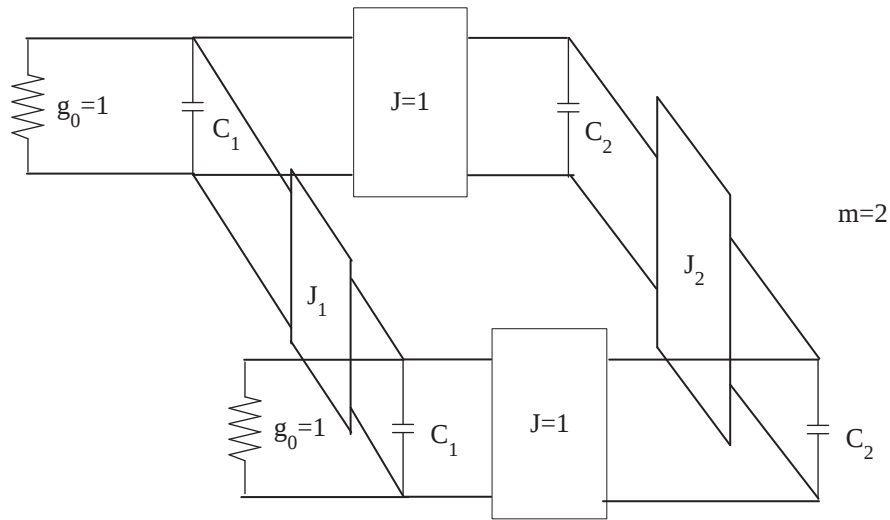
Şekil 4.3. 8'inci mertebeden filtrenin iletim kaybı

4.2 Alçak Geçiren Prototip Devresi

Şekil 4.4'de bu tip N 'yinci mertebeden bir filtrenin, N 'nin çift olduğu durumlar için geçerli olan alçak geçiren prototip devresi görülmektedir [3]. Şekil 4.4'te $C_1, C_2, \dots, C_m$ 'ler toplu eleman kapasitelerdir. $m=N/2$ 'dir. J ile gösterilen iki kapılı devreler ise ideal admitans eviricileridir. Şekil 4.4'te baştaki ve sondaki $g_0 = 1$ 'ler, devreyi süren kaynağın iç direnci ve devreyi sonlandıran yük direncidir. Şekil 4.4'de görülen alçak geçiren prototip devre simetrik bir devredir. $N=4$ için alçak geçiren prototip devresi, Şekil 4.5'te görülmektedir.



Şekil 4.4. N 'yinci mertebeden filtrenin alçak geçiren prototip devresi



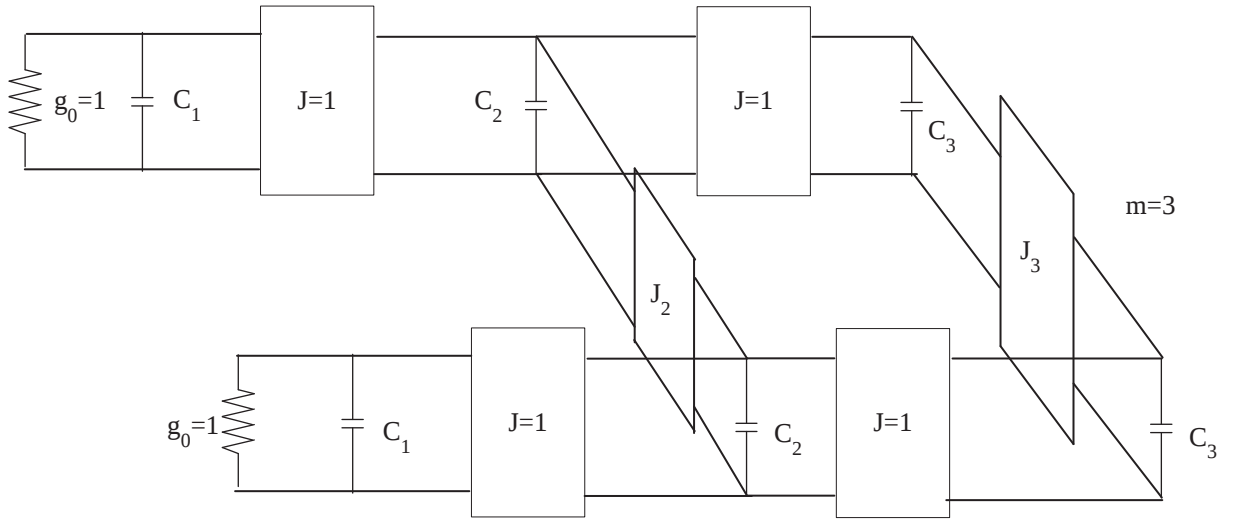
Şekil 4.5. $N=4$ için alçak geçiren prototip devre

Geçirme bandında minimum yansıma kaybı $L_R = 20$ dB olan 4'üncü mertebeden filtreler için, çeşitli Ω_a frekanslarına karşılık gelen alçak geçiren prototip devre parametreleri Tablo 4.1'de verilmiştir [13].

Ω_a	C_1	C_2	J_1	J_2
1.8	0.95974	1.42192	-0.21083	1.11769
1.9	0.95691	1.39927	-0.18429	1.08548
2	0.95449	1.38235	-0.16271	1.06062
2.1	0.95242	1.36934	-0.14487	1.04094
2.2	0.95063	1.35908	-0.12992	1.02499

Tablo 4.1. 4'üncü mertebeden alçak geçiren prototip devre parametreleri ($L_R = 20$ dB)

N=6 için alçak geçiren prototip devresi, Şekil 4.6'da görülmektedir.



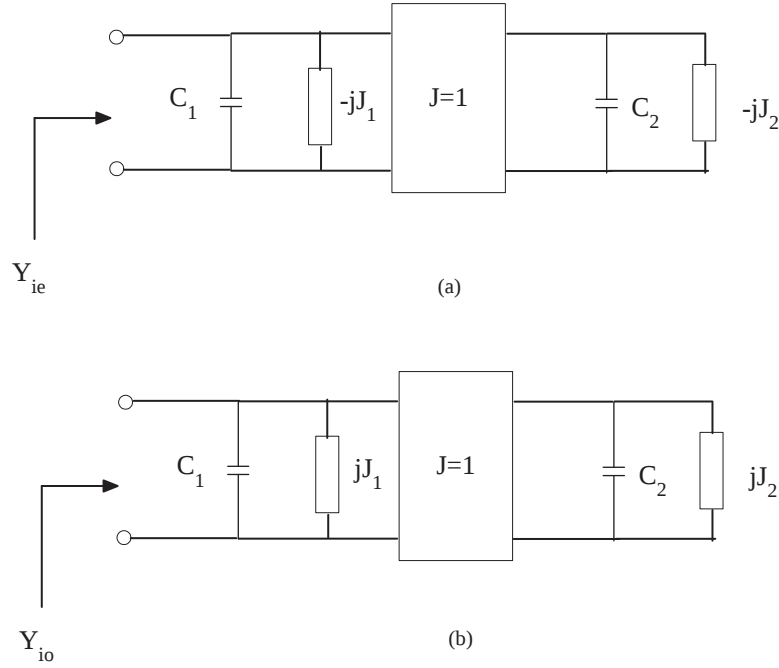
Şekil 4.6. N=6 için alçak geçiren prototip devre

Geçirme bandında minimum yansıma kaybı $L_R = 20$ dB olan 6'ıncı mertebeden filtreler için, çeşitli Ω_a frekanslarına karşılık gelen alçak geçiren prototip devre parametreleri Tablo 4.2'de verilmiştir [13].

Ω_a	C_1	C_2	C_3	J_2	J_3
1.2	1.01925	1.45186	2.47027	-0.39224	1.95202
1.3	1.01407	1.44419	2.21	-0.29379	1.63737
1.4	1.01051	1.43853	2.09713	-0.23203	1.487
1.5	1.00795	1.4343	2.03664	-0.18962	1.39876
1.6	1.00606	1.43112	2.00021	-0.15883	1.34103

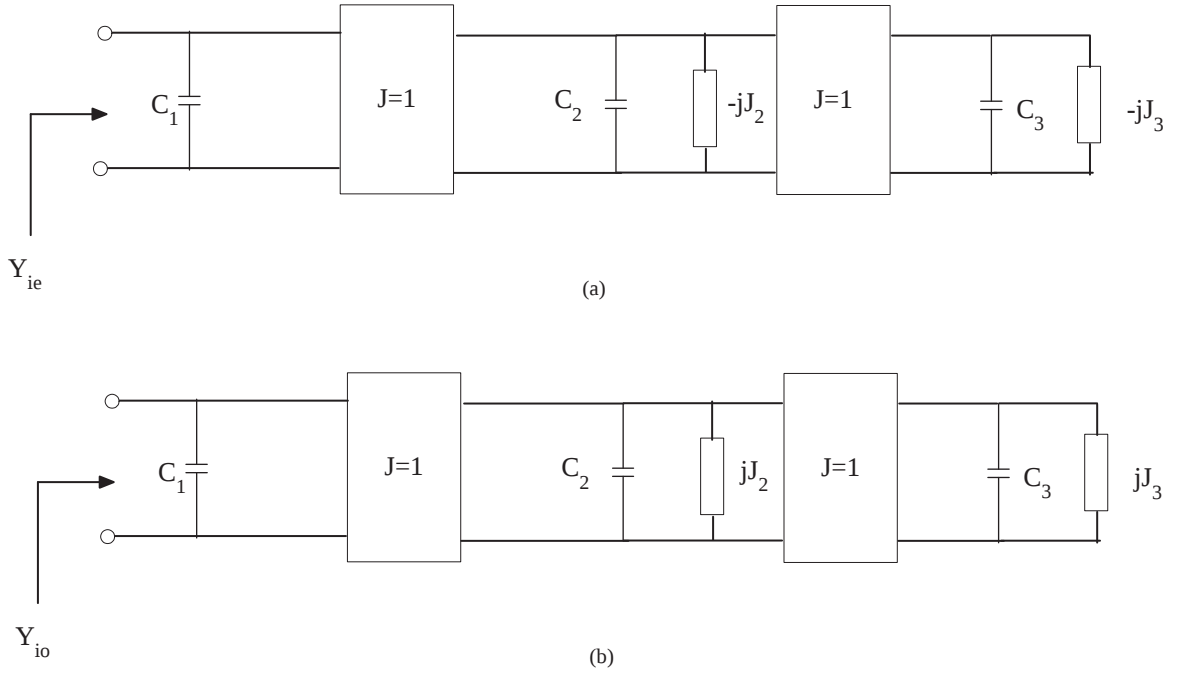
Tablo 4.2. 6'ncı mertebeden alçak geçiren prototip filtre parametreleri ($L_R = 20\text{dB}$)

Alçak geçiren prototip devresi simetrik bir devredir. Dolayısıyla devrenin S parametrelerinin hesaplanmasında, simetrik devre analizi yöntemi uygulanabilir [5]. Şekil 4.5'teki alçak geçiren prototip devresinin çift ve tek kip uyarılma durumları için eşdeğer devresi Şekil 4.7'de görülmektedir.



Şekil 4.7. $N=4$ için alçak geçiren prototip devresinin çift ve tek kipte eşdeğer devreleri.
(a) Çift kip (b) Tek kip

Şekil 4.6'daki alçak geçiren prototip devresinin çift ve tek kip uyarılma durumları için eşdeğer devresi Şekil 4.8'de görülmektedir.



Şekil 4.8. N=6 için alçak geçiren prototip devresinin çift ve tek kipte eşdeğer devreleri.
(a) Çift kip (b) Tek kip

Alçak geçiren prototip devresinin S_{21} ve S_{11} parametreleri

$$S_{21} = \frac{Y_{io} - Y_{ie}}{(1 + Y_{ie})(1 + Y_{io})} \quad (4.7)$$

$$S_{11} = \frac{1 - Y_{ie}Y_{io}}{(1 + Y_{ie})(1 + Y_{io})}$$

biçiminde yazılabilir. Burada Y_{ie} ve Y_{io} çift ve tek kip giriş admittanslarıdır. N=4 için

$$Y_{ie} = j(\Omega C_1 - J_1) + \frac{1}{j(\Omega C_2 - J_2)} \quad (4.8)$$

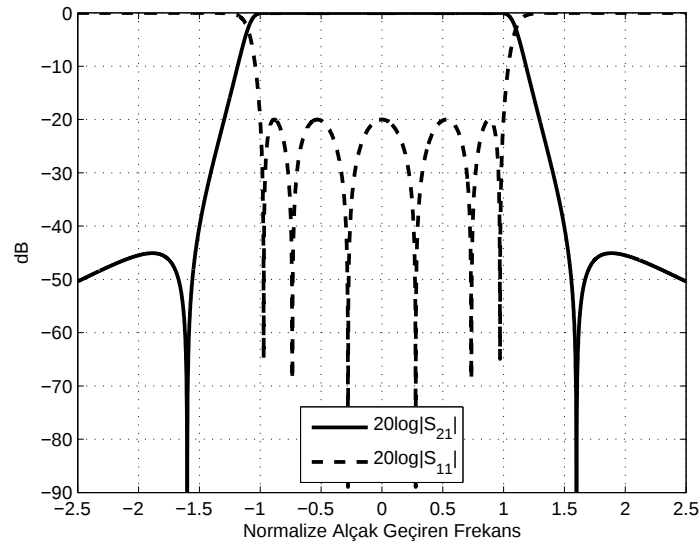
$$Y_{io} = j(\Omega C_1 + J_1) + \frac{1}{j(\Omega C_2 + J_2)}$$

ve $N=6$ için

$$Y_{ie} = j\Omega C_1 + \frac{1}{j(\Omega C_2 - J_2) + \frac{1}{j(\Omega C_3 - J_3)}} \quad (4.9)$$

$$Y_{ie} = j\Omega C_1 + \frac{1}{j(\Omega C_2 + J_2) + \frac{1}{j(\Omega C_3 + J_3)}}$$

biçiminde yazılabilir. N ve Ω_a belirlendikten sonra Tablo 4.1 ve Tablo 4.2'deki değerler ve Eşitlik 4.7 kullanılarak filtrenin frekans tepkisi hesaplanabilir. $N=6$ ve $\Omega_a = 1.6$ için, Eşitlik 4.7 kullanılarak elde edilen frekans tepkisi Şekil 4.9'da görülmektedir.

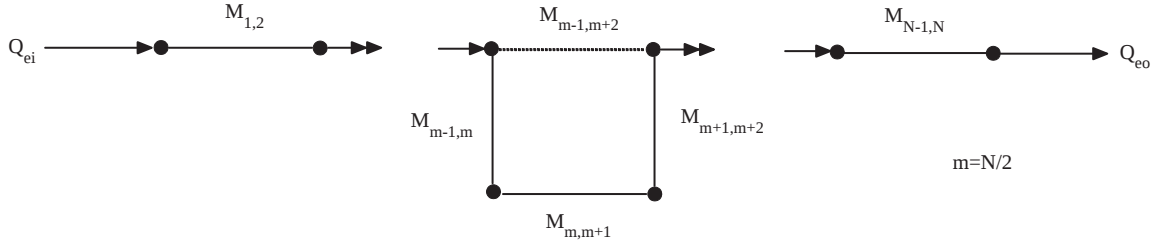


Şekil 4.9. 6'ncı mertebeden filtrenin $\Omega_a = 1.6$ için Eşitlik 4.7'i kullanarak elde edilen frekans tepkisi

Şekil 4.9'da görülen, Eşitlik 4.7 kullanılarak elde edilen $20\log|S_{21}|$ 'in frekansla değişim eğrisi, Şekil 4.2'de $\Omega_a = 1.6$ için verilen eğri ile aynıdır.

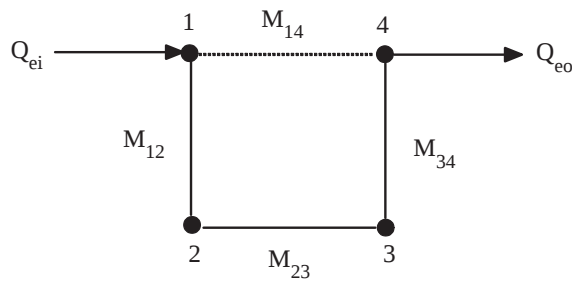
4.3 Bant Geçiren Filtrenin Genel Bağlaşım Topolojisi

Çapraz bağlaşımlı rezonatör devrelerde giriş sinyali, yapı içerisinde birbirinden farklı yollar izleyerek çıkışa ulaşır. Yapı içerisinde ilerleyen bir sinyal, fazına bağlı olarak, yolların kesiştiği bir düğüm noktasında sönmümlenebilir. Dolayısıyla sonlu frekanslarda bir çift iletim sıfırı olan filtre karakteristiği Şekil 4.10'daki bağlaşım topolojisi ile elde edilebilir [13]. N çift bir sayıdır ve $m=N/2$ 'dir.

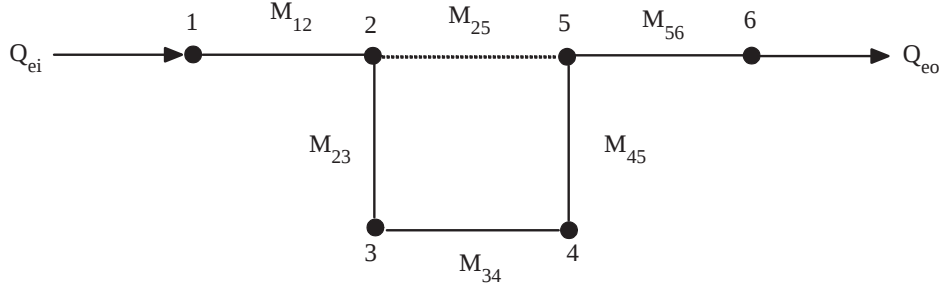


Şekil 4.10. Sonlu frekanslarda bir çift iletim sıfırı olan bant geçiren filtre için genel bağlaşım yapısı

Şekil 4.10'daki düğüm noktaları rezonatörleri ifade etmektedir. Siyah çizgiler ardışıl rezonatörler arası bağlaşım ile izlenen yolu belirtmektedir. Kesikli çizgi ise çapraz bağlaşımını belirtmektedir. $M_{m-1,m+2}$ çapraz bağlaşımını ile $M_{m,m+1}$ bağlaşımını zıt fazlı olduğunda sonlu frekanslarda bir çift iletim sıfırı elde edilebilir. $N=4$ için bağlaşım topolojisi Şekil 4.11'de görülmektedir. M_{14} çapraz bağlaşımını ile M_{23} bağlaşımını zıt fazlı olduğunda sonlu frekanslarda bir çift iletim sıfırı elde edilebilir.



Şekil 4.11. $N=4$ için bağlaşım topolojisi



Şekil 4.12. N=6 için bağlaşım topolojisi

N=6 için bağlaşım topolojisi Şekil 4.12’de görülmektedir. Şekil 4.12’deki topolojide M_{25} çapraz bağlaşımı ile M_{34} bağlaşımı zıt fazlı olduğunda sonlu frekanslarda bir çift iletim sıfırı olan filtre karakteristiği elde edilebilir.

Şekil 4.10’deki bant geçiren filtre parametreleri (bağlaşım katsayıları M_{ij} ’ler, Q_{ei} ve Q_{eo}) alçak geçiren prototip devresinin parametreleri cinsinden

$$\begin{aligned}
 Q_{ei} &= Q_{eo} = \frac{C_1}{FBW} \\
 M_{i,i+1} &= M_{N-i,N-i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{C_i C_{i+1}}} \quad i = 1 \cdots m-1 \\
 M_{m,m+1} &= \frac{FBW J_m}{C_m} \\
 M_{m-1,m+2} &= \frac{FBW J_{m-1}}{C_{m-1}}
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

biçiminde ifade edilir. [23].

4’üncü ve 6’ıncı mertebeden filtreler için normalize bağlaşım katsayıları Tablo 4.3 ve Tablo 4.4’te görülmektedir.

Ω_a	$q_{ei} = q_{eo}$	m_{12}	m_{23}	m_{34}	m_{14}
1.8	0.95974	0.8560	0.7860	0.8560	-0.2197
1.9	0.95691	0.8642	0.7757	0.8642	-0.1926
2	0.95449	0.8706	0.7673	0.8706	-0.1705
2.1	0.95242	0.8756	0.7602	0.8756	-0.1521
2.2	0.95063	0.8798	0.7542	0.8798	-0.1367

Tablo 4.3. 4'üncü mertebeden filtrenin normalize bağlaşım katsayıları ($L_R = 20\text{dB}$)

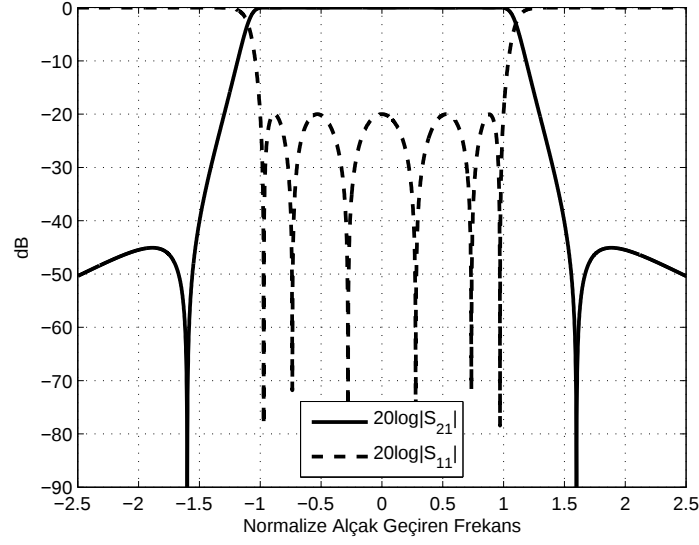
Ω_a	$q_{ei} = q_{eo}$	m_{12}	m_{23}	m_{34}	m_{45}	m_{56}	m_{25}
1.2	1.0193	0.8220	0.5280	0.7902	0.5280	0.8220	-0.2702
1.3	1.0141	0.8263	0.5597	0.7409	0.5597	0.8263	-0.2034
1.4	1.0105	0.8294	0.5757	0.7091	0.5757	0.8294	-0.1613
1.5	1.0079	0.8317	0.5851	0.6868	0.5851	0.8317	-0.1322
1.6	1.0061	0.8334	0.5910	0.6704	0.5910	0.8334	-0.1110

Tablo 4.4. 6'ıncı mertebeden filtrenin normalize bağlaşım katsayıları ($L_R = 20\text{dB}$)

N ve Ω_a belirlendikten sonra Tablo 4.3 ve Tablo 4.4'teki değerler kullanılarak bağlaşım matrisi oluşturabilir. Örneğin N=6 ve $\Omega_a = 1.6$ için, filtrenin bağlaşım matrisi [m]

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & 0.8334 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.8334 & 0 & 0.5910 & 0 & -0.1110 & 0 \\ 0 & 0.5910 & 0 & 0.6704 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.6704 & 0 & 0.5910 & 0 \\ 0 & -0.1110 & 0 & 0.5910 & 0 & 0.8334 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.8334 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

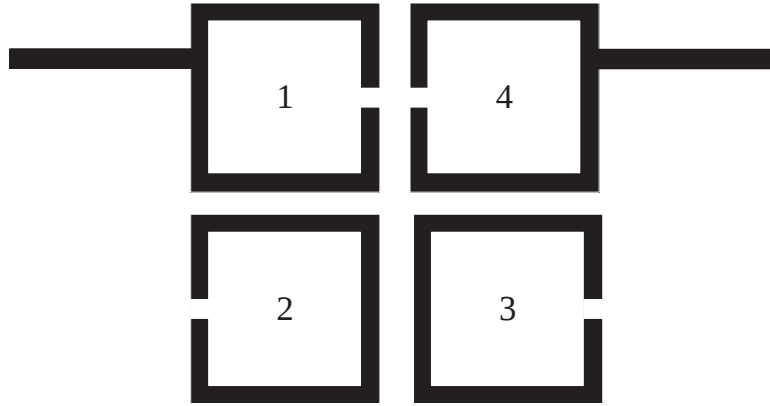
biçimindedir. Filtrenin Eşitlik 3.33 kullanılarak elde edilen frekans tepkisi Şekil 4.13'te görülmektedir. Beklendiği gibi Şekil 4.13'te görülen, Eşitlik 3.33 kullanılarak elde edilen frekans tepkisi, Şekil 4.9'da görülen Eşitlik 4.7 kullanılarak elde edilen frekans tepkisi ile aynıdır.



Şekil 4.13. 6'ncı mertebeden filtrenin $\Omega_a = 1.6$ için Eşitlik 3.33 kullanılarak elde edilen frekans tepkisi

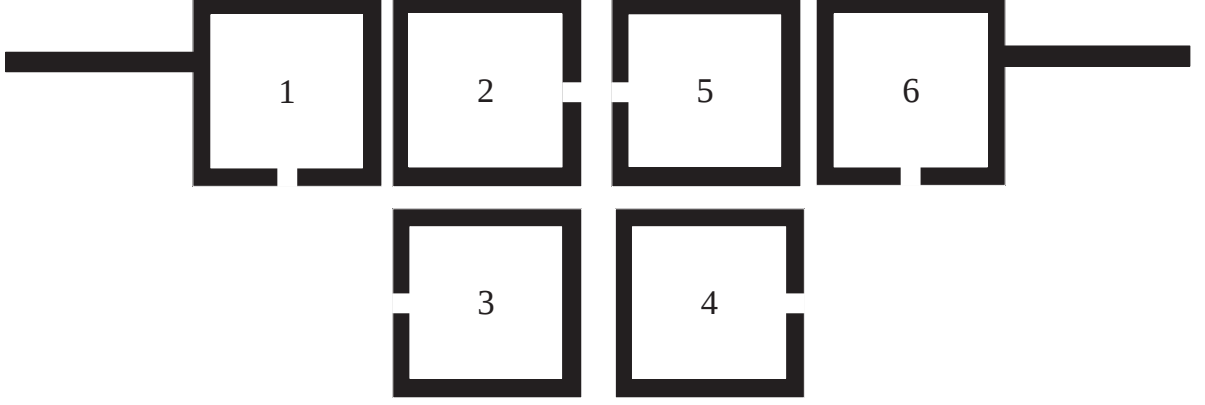
4.4 Mikroşerit Filtre Yapısı

Şekil 4.11'de topolojisi görülen 4'üncü mertebeden bant geçiren filtrenin gerçekleştirimi için önerilen mikroşerit yapı Şekil 4.14'de görülmektedir [13]. 2 ve 3 numaralı rezonatörler arasında manyetik bağlaşım vardır. 1 ve 4 numaralı rezonatörler arasında ise elektrik bağlaşım vardır. Zıt fazlı bu bağlaşımalar sonlu frekanslarda bir çift iletim sıfırı elde edilmesini sağlarlar. Diğer bağlaşımaların fazının bir önemi yoktur.



Şekil 4.14. 4'üncü mertebeden mikroşerit filtre

Şekil 4.14’de 1 numaralı rezonatörü besleyen hattın kalınlığı ve yeri Q_{ei} ’yi belirler. Benzer şekilde çıkış hattının kalınlığı ve yeri Q_{eo} ’yu belirler. Rezonatörler arası uzaklıklar gereken bağlaşım katsayılarını verecek şekilde ayarlanır.



Şekil 4.15. 6’ıncı mertebeden mikroşerit filtre

Şekil 4.12’de topolojisi görülen 6’ıncı mertebeden bant geçiren filtrenin gerçekleştirimi için önerilen mikroşerit yapı Şekil 4.15’te görülmektedir [13]. 2 ve 5 numaralı rezonatörler arasında elektrik bağlaşım vardır. 3 ve 4 numaralı rezonatörler arasında manyetik bağlaşım vardır. Zıt fazlı bu bağlaşımın yapının sonlu frekanslarda bir çift iletim sıfırı oluşturmasını sağlarlar. Diğer bağlaşımın fazının bir önemi yoktur.

5. TASARIM VE GERÇEKLEME

Filtrelerin tasarımına geçmeden önce, buraya kadar anlatılan bilgiler ışığında, sonlu frekanslarda bir çift simetrik iletim sıfırı olan bant geçiren bir filtrenin tasarımının nasıl yapılacağını adım adım anlatalım.

1'inci adım: Filtrenin merkez frekansının belirlenmesi

Öncelikle filtrenin merkez frekansı f_0 ' belirlemek gerekir. Filtrenin merkez frekansı, filtre yapısındaki rezonatörlerin rezonant olduğu frekanstır. Dolayısıyla mikroşerit kare açık çevrim rezonatörün fiziksel boyutları (a, w ve g), rezonans frekansı f_0 olacak biçimde ayarlanır. (Bakınız Bölüm 2.3.1)

2'nci adım: Filtrenin görece bant genişliği FBW'nun belirlenmesi

Filtrenin bant genişliği BW'nun filtrenin merkez frekansı f_0 'a oranı, görece bant genişliği olarak tanımlanır. Filtrenin tasarımında f_0 'ı belirledikten sonra FBW belirlenmelidir.

3'üncü adım: Filtrenin mertebesinin ve iletim sıfırlarının yerlerinin belirlenmesi

Filtrenin durdurma bandındaki frekans tepkisi, N ve Ω_a 'ya doğrudan bağlıdır (Bakınız Bölüm 4.1). Dolayısıyla tasarımcı N ve Ω_a 'yı, filtrenin durdurma bandına ilişkin koyacağı ölçütlere göre seçer.

4'üncü adım: N ve Ω_a değerlerine karşılık gelen alçak geçiren prototip devre parametreleri C ve J 'lerin tablolardan bulunması

N ve Ω_a değerlerine karşılık gelen alçak geçiren prototip devre parametreleri Tablo 4.1 ve Tablo 4.2'den bulunur.

5'inci adım: Alçak geçiren prototip devre parametrelerinden bant geçiren filtre parametrelerine geçiş

4'üncü adımda Tablo 4.1 ve 4.2'den bulunan alçak geçiren devre parametreleri C 'ler ve J 'lerden, Eşitlik 4.10 kullanılarak, bant geçiren filtre parametrelerine (bağlaşım katsayıları M 'ler, Q_{ei} ve Q_{eo}) geçiş yapılır.

6'ncı adım: N'yinci mertebeden filtre için önerilen mikroşerit yapıda rezonatörler arası uzaklıkların hesaplanması

Herhangi bir elektromanyetik benzetim programı yardımıyla, filtre serimindeki rezonatörler arası uzaklıklar, 5'inci adımda hesaplanan bağlaşım katsayıları elde edilecek biçimde hesaplanır.

7'nci adım: Filtre seriminde giriş ve çıkış hatlarının yerlerinin belirlenmesi

Giriş ve çıkış hatlarının yerleri, 5'inci adımda hesaplanan giriş ve çıkış rezonatörlerinin dış kalite faktörleri elde edilecek biçimde, herhangi bir elektromanyetik benzetim programı yardımıyla hesaplanır.

8'inci adım: Filtrenin benzetiminin yapılması

Benzetim sonunda, tasarımın başında belirlenen ölçütlerin ne derece sağlandığı değerlendirilir. Filtre merkez frekansında bir kayma varsa, 1'inci adıma geri dönülüp, rezonatörlerin boylarıyla oynanarak ayar yapılır.

9'uncu adım: Filtrenin üretimi ve ölçümlerinin yapılması

Gerçeklenen filtrenin ölçümle elde edilen frekans tepkisi ile benzetimle elde edilen frekans tepkisi karşılaştırılır. Filtre merkez frekansında bir kayma görülürse, 1'inci adıma tekrar geri dönülüp, rezonatörlerin boylarıyla oynanarak ayar yapılır.

Bu bölümde yukarıdaki adımlar izlenerek tasarlanan filtreler anlatılacaktır.

5.1 Filtrelerin Karakteristik Özellikleri

Bu bölümde, Tablo 5.1’de özellikleri belirtilen, sonlu frekanslarda bir çift iletim sıfırı olan bant geçiren filtrelerin tasarımı ve gerçekleştirilmesi anlatılmaktadır.

Tasarım ölçütleri	Filtre-1	Filtre-2
f_0	1.112 GHz	1.104 GHz
FBW	0.05	0.07
zayıflatma ≥ 40 dB	$f \leq 1.06$ GHz ve $f \geq 1.17$ GHz	$f \leq 1.03$ GHz ve $f \geq 1.18$ GHz
L_R	20 dB	20 dB

Tablo 5.1. Filtre-1 ve filtre-2 için tasarım ölçütleri

$N=6$ ve $\Omega_a = 1.5$ seçildiğinde, Tablo 5.1’in 3’üncü satırındaki durdurma bandına ilişkin tasarım ölçütlerinin her iki filtre için de sağlandığı görülmüştür.

$N=6$ için $\Omega_a = 1.5$ frekansına karşılık gelen alçak geçiren prototip devre parametreleri $C_1 = 1.00795$, $C_2 = 1.4343$, $C_3 = 2.03664$, $J_2 = -0.18962$ ve $J_3 = 1.39876$ olarak Tablo 4.2’den elde edilir.. Bant geçiren filtrenin tasarım parametrelerini, Eşitlik 4.10’u kullanırsak, filtre-1 için

$$Q_{ei} = Q_{eo} = 20.159$$

$$M_{12} = M_{56} = 0.0416$$

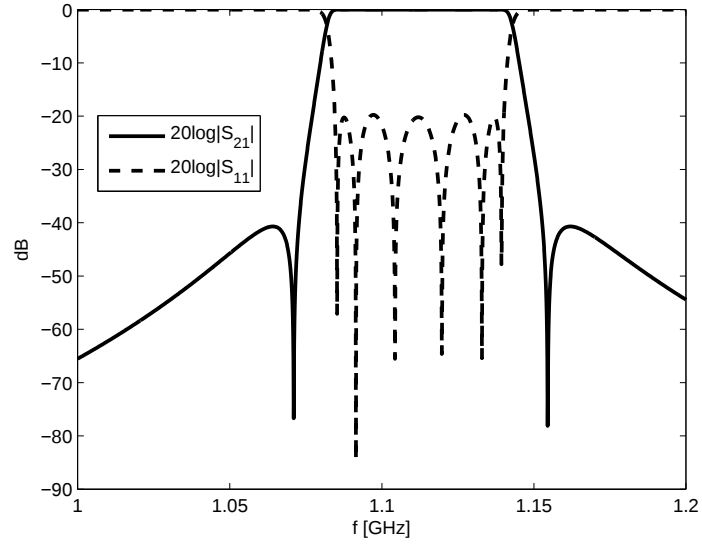
$$M_{23} = M_{45} = 0.0293$$

$$M_{34} = 0.0343$$

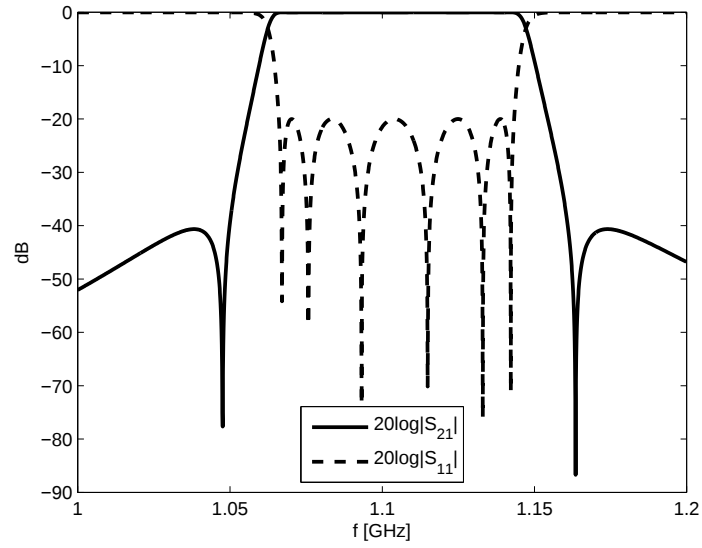
$$M_{25} = -0.0066$$

biçiminde hesaplayabiliriz. Filtre-2 için ise, $Q_{ei} = Q_{eo} = 14.399$, $M_{12} = M_{56} = 0.0582$, $M_{23} = M_{45} = 0.041$, $M_{34} = 0.0481$ ve $M_{25} = -0.0093$ ’tür.

Şekil 5.1’de filtre-1’in, Şekil 5.2’de ise filtre-2’in Eşitlik 3.33 kullanılarak elde edilen frekans tepkisi görülmektedir. Bant geçiren filtrelerin iletim sıfırları Eşitlik 3.6 kullanılarak, filtre-1 için $f_{a1} = 1.0711$ GHz ve $f_{a2} = 1.1545$ GHz, filtre-2 için $f_{a1} = 1.0477$ GHz ve $f_{a2} = 1.1637$ GHz olarak elde edilir.



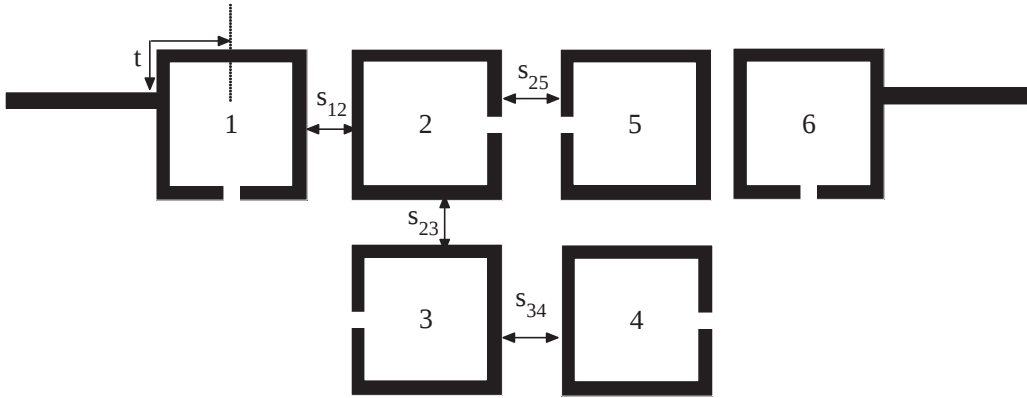
Şekil 5.1. Filtre-1'in kuramsal frekans tepkisi



Şekil 5.2. Filtre-2'nin kuramsal frekans tepkisi

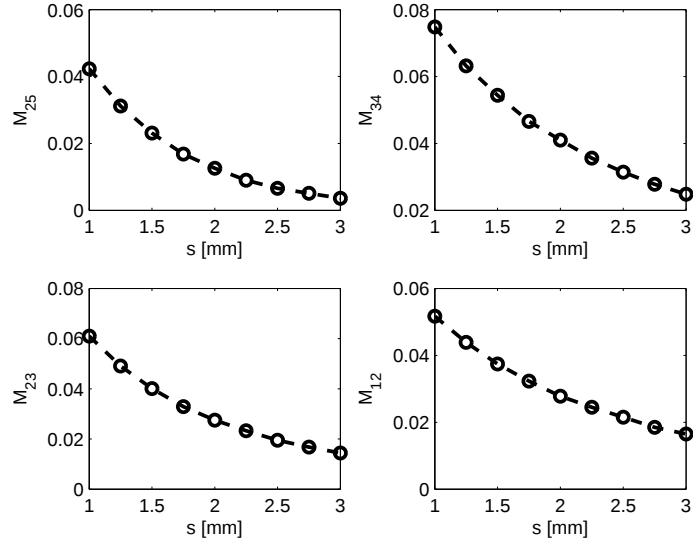
5.2 Tasarım Eğrileri ile Rezonatörler Arası Uzaklıkların Belirlenmesi

Şekil 5.3'te filtrelerin serimi görülmektedir. Filtre-1'in gerçekleştirilmesinde dielektrik sabiti 10.2, kalınlığı 1.27 mm olan bir alttaş kullanılmıştır. Filtre-2'nin gerçekleştirilmesinde ise dielektrik sabiti 3.38, kalınlığı 1.524 mm olan bir alttaş kullanılmıştır. Şekil 5.3'te görülen açık çevrim rezonatörlerin boyutları filtre-1 için $a=15$ mm, $w=1.6$ mm, $g=1$ mm, filtre-2 için $a=25$ mm, $w=3$ mm ve $g=2$ mm'dir. (a , w ve g 'nin tanımı Bölüm 2.1'de yapılmıştır.)

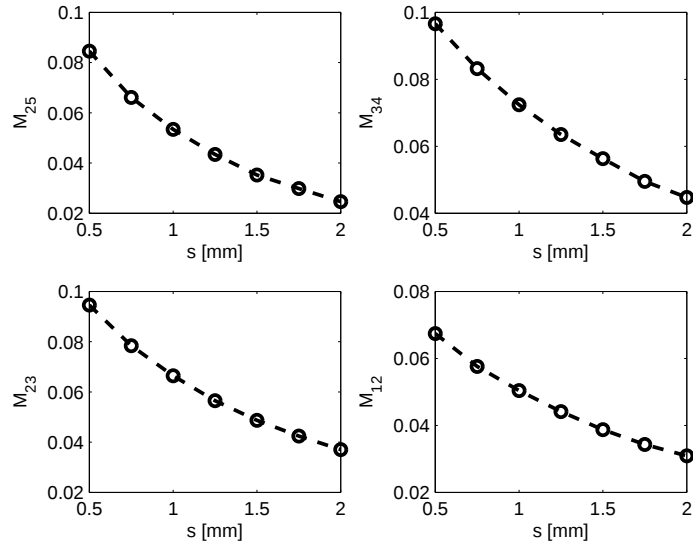


Şekil 5.3. 6'ıncı mertebeden sonlu frekanslarda bir çift iletim sıfırı veren mikroşerit bant geçiren filtrelerin serimi

Şekil 5.4 ve Şekil 5.5'te IE3D 10.0 [18] elektromanyetik benzetim programı kullanılarak elde edilen tasarım eğrileri görülmektedir. Rezonatörler arası s uzaklıkları tasarımda belirlenen bağlaşım katsayılarını verecek biçimde belirlenmiştir: filtre-1 için $s_{12} = 1.3$ mm, $s_{23} = 1.9$ mm, $s_{34} = 2.3$ mm, $s_{25} = 2.6$ mm; filtre-2 için $s_{12} = 0.7$ mm, $s_{23} = 1.8$ mm, $s_{34} = 1.8$ mm, $s_{25} = 3.6$ mm'dir.



Şekil 5.4. Filtre-1 için tasarım eğrileri



Şekil 5.5. Filtre-2 için tasarım eğrileri

5.3 Besleme Yeri t 'nin Belirlenmesi

Şekil 5.3'te t , giriş ve çıkış besleme hatlarının kare açık çevrim rezonatörün merkezine olan uzaklığıdır. t giriş ve çıkış rezonatörlerinin dış kalite faktörünü belirler. Tasarımda Şekil 5.6'da görülen rezonatörü besleyen şerit hattın kalınlığı, filtre-1 için 1.2 mm, filtre-2 için 3.5 mm olarak hesaplanmıştır. Hattın kalınlığı, hattın karakteristik empedansı 50Ω olacak şekilde ayarlanmıştır. Bunun nedeni hatta bağlanan konnektörlerle empedans uyumunu sağlamaktır. Şekil 5.6'daki şerit hat ile beslenen kare açık çevrim rezonatörün eşdeğer devresi Şekil 5.7'de görülmektedir [5]. Şekil 5.6'daki dağılmış parametrelili mikroşerit rezonatör yapısı, rezonans frekansı civarında toplu eleman paralel rezonans devresiyle modellenmektedir. Şekil 5.7'deki yansıma katsayısı S_{11} ,

$$S_{11} = \frac{G - Y_{in}}{G + Y_{in}} = \frac{1 - Y_{in}/G}{1 + Y_{in}/G} \quad (5.1)$$

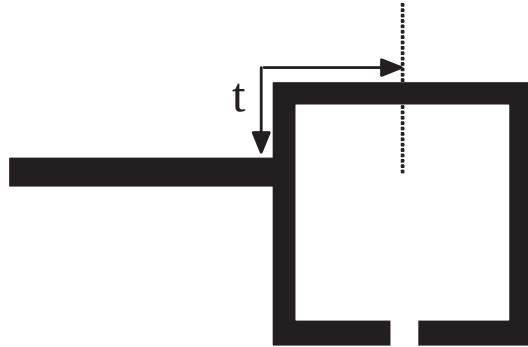
biçiminde yazılabilir. Y_{in} rezonatörün giriş admitansdır ve

$$Y_{in} = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = j\omega_0 C \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (5.2)$$

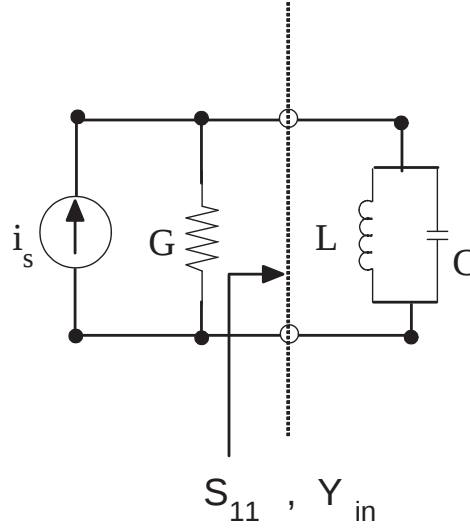
biçiminde yazılabilir. Burada $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ rezonatörün rezonans frekansdır. Rezonans frekansı civarında, $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$, $\Delta\omega \ll \omega_0$ iken Y_{in} ,

$$Y_{in} = j\omega_0 C \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \quad (5.3)$$

biçiminde yazılabilir.



Şekil 5.6. Şerit hat ile beslenen kare açık çevrim rezonatör



Şekil 5.7. Şekil 5.6’da verilen şerit hat ile beslenen kare açık çevrim rezonatörün eşdeğer devresi

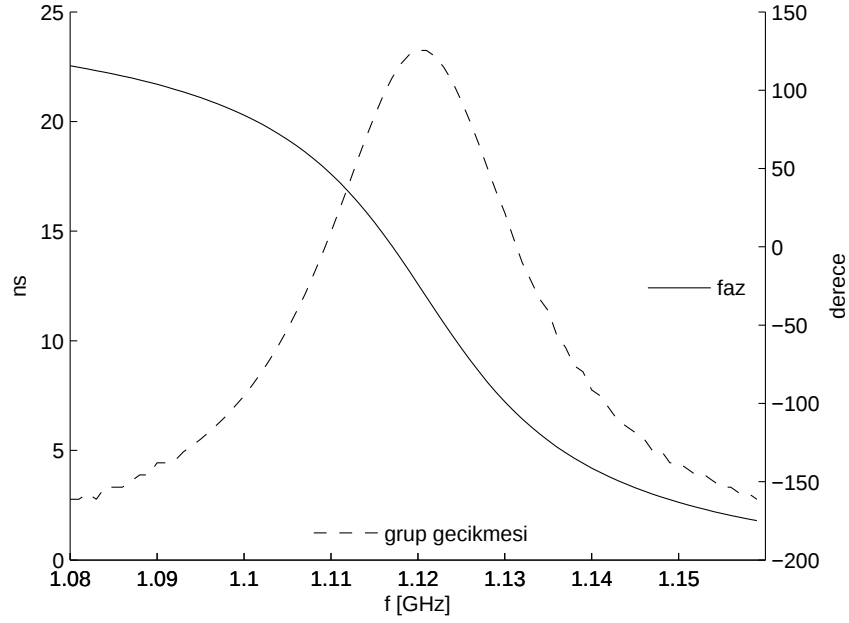
Rezonatörün dış kalite faktörü $Q_e = \omega_0 C / G$ ’dir. Eşitlik 5.3, Eşitlik 5.1’de yerine konursa, S_{11}

$$S_{11} = \frac{1 - jQ_e 2\Delta\omega / \omega_0}{1 + jQ_e 2\Delta\omega / \omega_0} \quad (5.4)$$

biçiminde yazılır. Şekil 5.7’deki eşdeğer devrede rezonatörü kayıpsız kabul ettiğimiz için ω_0 civarında $|S_{11}| = 1$ ’dir, çünkü rezonatör açık devre gibi davranır. Fakat S_{11} ’in fazı ω_0 civarında ω ’ya bağlı değişim gösterir. Rezonans frekansı $\omega = \omega_0$ ’da S_{11} ’in fazı sıfırdır. $\Delta\omega_{\pm} = \pm\omega_0 / 2Q_e$ olduğunda S_{11} ’in fazı $\mp 90^\circ$ olur. Dolayısıyla fazın $\mp 90^\circ$ bant genişliğinden, $\Delta\omega_{\mp 90^\circ} = \Delta\omega_+ - \Delta\omega_- = \omega_0 / Q_e$,

$$Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\mp 90^\circ}} \quad (5.5)$$

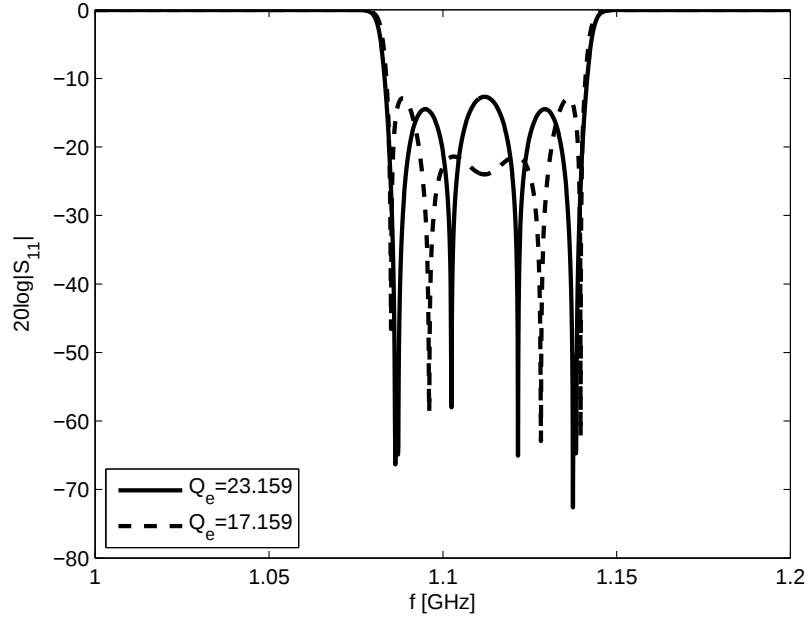
olarak bulunur. Ancak Şekil 5.6’daki yapının benzetiminde tanımlanan S_{11} ’in referans düzlemiyle, Şekil 5.7’de verilen eşdeğer devrede tanımlı S_{11} ’in referans düzlemi çakışmayabilir. Bu da faz kayması anlamına gelir. Dolayısıyla $\omega = \omega_0$ ’da S_{11} ’in fazı sıfır olmaz [5]. Bu durumda $\mp 90^\circ$ bant genişliği, S_{11} ’in $\omega = \omega_0$ ’daki fazı esas alınarak hesaplanır. Filtre-1 için Şekil 5.6’daki yapının benzetimi IE3D [18] programıyla $t=3$ mm iken yapılmıştır. S_{11} ’in faz ve grup gecikmesi tepkisi Şekil 5.8’de görülmektedir.



Şekil 5.8. $t=3$ mm için faz tepkisi ve grup gecikmesi (filtre-1)

S_{11} 'i, $S_{11} = |S_{11}|e^{j\phi}$ biçiminde ifade edersek, S_{11} 'in grup gecikmesi $\tau_{S_{11}} = -\frac{\partial\phi}{\partial\omega}$ biçiminde tanımlanır. $\omega = \omega_0$ 'da grup gecikmesi maksimum değerine ulaşır [5]. Şekil 5.8'de, $f = 1.1205$ GHz'de grup gecikmesi maksimum değerindedir. Dolayısıyla rezonans frekansı $f_0 = 1.1205$ GHz'dir. $f = f_0$ 'da S_{11} 'in fazı -28.1° bulunmuştur. Fazın $-28.1^\circ - 90^\circ = -118.1^\circ$ olduğu frekans $f = 1.13373$ GHz ve $-28.1^\circ + 90^\circ = 61.9^\circ$ olduğu frekans ise $f = 1.10667$ GHz'dir. $\pm 90^\circ$ bant genişliği, $\Delta f_{\pm 90^\circ} = 0.0271$ GHz'dir. Eşitlik 5.5 kullanılarak $Q_e = 41.4$ bulunmuştur. $t=5$ mm için ise $Q_e = 19.8$ bulunmuştur.

Tasarım sürecinde yapılan benzetimlerde, L_R 'nin t 'ye çok hassas şekilde bağlı olduğu görülmüştür. Bu kuramsal olarak beklenen bir bağımlılıktır. Şekil 5.9'da $Q_e = 20.159 \pm 3$ değerleri için, filtre-1'in Eşitlik 3.33 kullanılarak elde edilen yansıma kaybı eğrileri görülmektedir. $Q_e = 23.159$ için $L_R = 12.6$ dB, $Q_e = 17.159$ için $L_R = 12.8$ dB'dir.

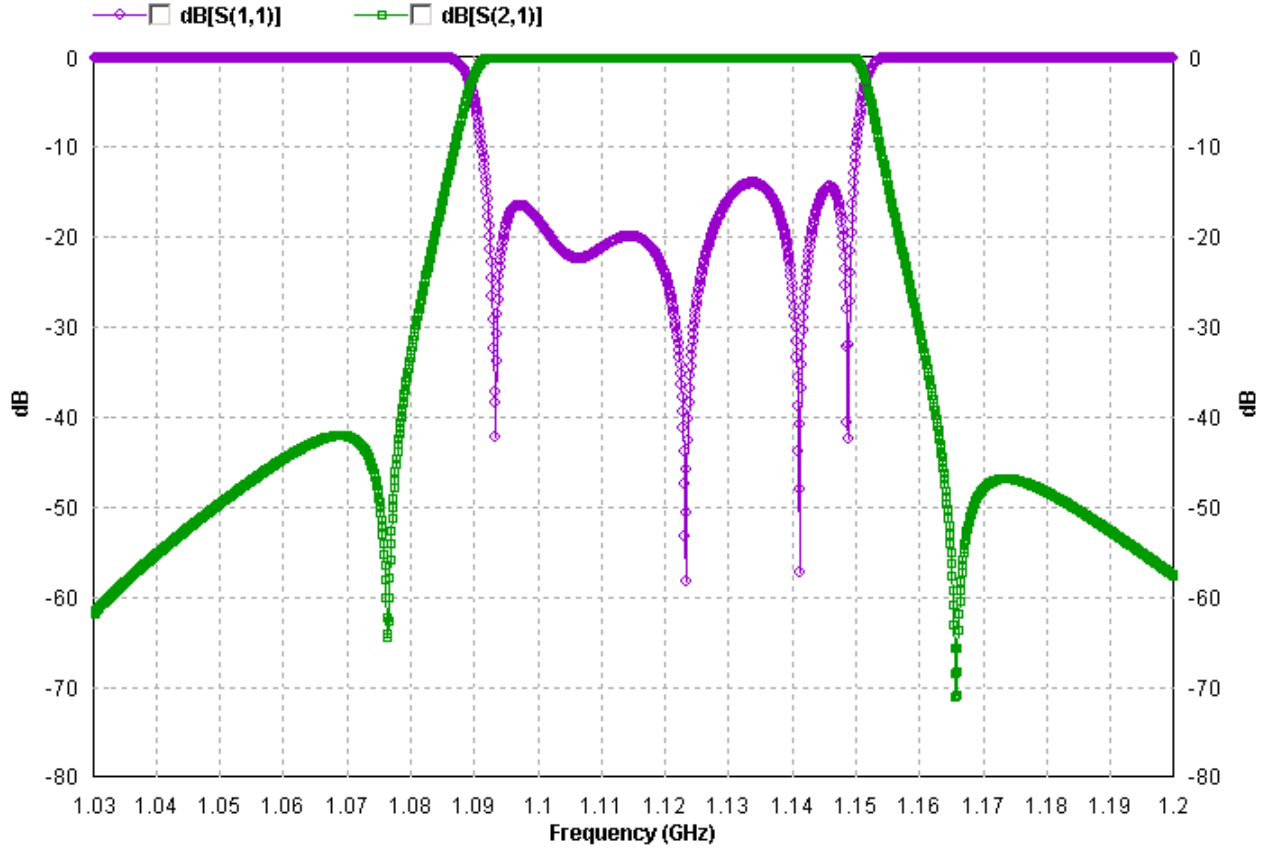


Şekil 5.9. Filtre-1'in yansıma kaybının Q_e 'ye bağılılığı

Filtre-1 için, besleme hattı girişi $t=5$ mm noktası civarında değiştirilerek en iyi L_R elde edilmeye çalışılmıştır. $t=5.1$ mm seçiminin en iyi nokta olduğu belirlenmiştir. Filtre-2 için ise, $t=7.9$ mm seçiminin en iyi nokta olduğu tespit edilmiştir.

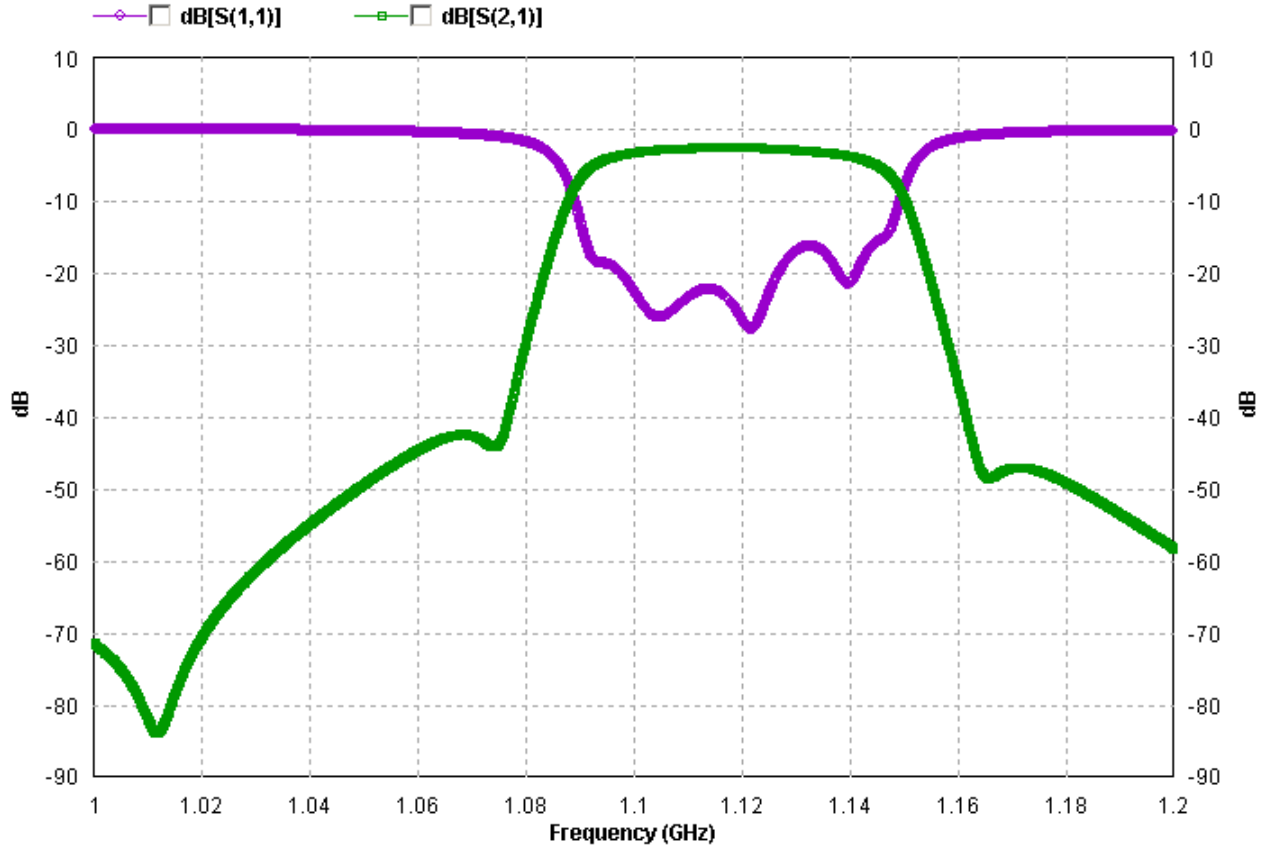
5.4 Benzetim Sonuçları

Tasarlanan filtrelerin benzetimi IE3D [18] benzetim programıyla yapılmıştır. Şekil 5.10'da filtre-1'in benzetimle elde edilen frekans tepkisi görülmektedir. Benzetimde dielektrik ve metal kayıpları dahil edilmemiştir ($\tan \delta = 0$ ve $\sigma = 4.9 \times 10^{27}$ S/m alınmıştır). Benzetim sonucunda filtre merkez frekansı $f_0 = 1.12$ GHz bulunmuştur. 3-dB görece bant genişliği 0.0554, iletim sıfırlarının olduğu frekanslar $f_{a1} = 1.0763$ ve $f_{a2} = 1.1656$ GHz olarak bulunmuştur. Bölüm 5.1'de tasarım ölçütlerinden biri olan geçirme bandı minimum yansıma kaybı L_R , 20 dB olarak belirlenmişti. Benzetimde L_R , 14.18 dB olarak bulunmuştur. Benzer tasarımların yapıldığı bir çalışmada da [13], benzer farklılıklar görülmektedir..



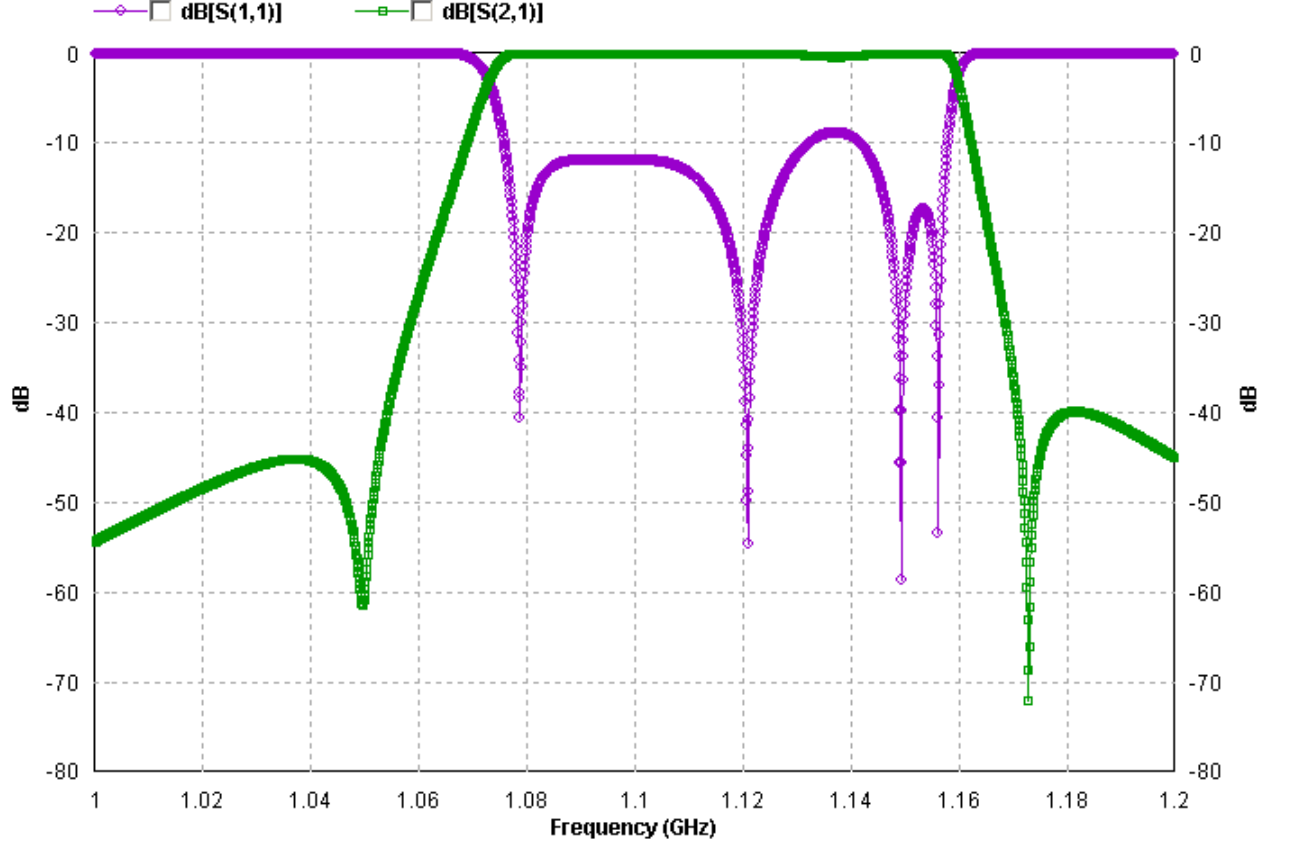
Şekil 5.10. Filtre-1'in benzetimle elde edilen frekans tepkisi (dielektrik ve metal kayıpları göz önüne alınmadan)

Şekil 5.11’de filtre-1’in, dielektrik ve metal kayıpları dahil edilerek yapılan benzetim sonucu elde edilen frekans tepkisi görülmektedir. ($\tan \delta = 0.0023$ ve $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m alınmıştır. Bakır kalınlığı $70 \mu\text{m}$ ’dir.) Benzetim sonucunda filtre merkez frekansı $f_0 = 1.12$ GHz bulunmuştur. 3-dB görece bant genişliği 0.0488, iletim sıfırlarının olduğu frekanslar $f_{a1} = 1.074$ ve $f_{a2} = 1.16567$ GHz olarak bulunmuştur. Geçirme bandında minimum yansıma kaybı $L_R = 16.36$ dB olarak bulunmuştur. Geçirme bandı kaybı 2.7 dB’dir.



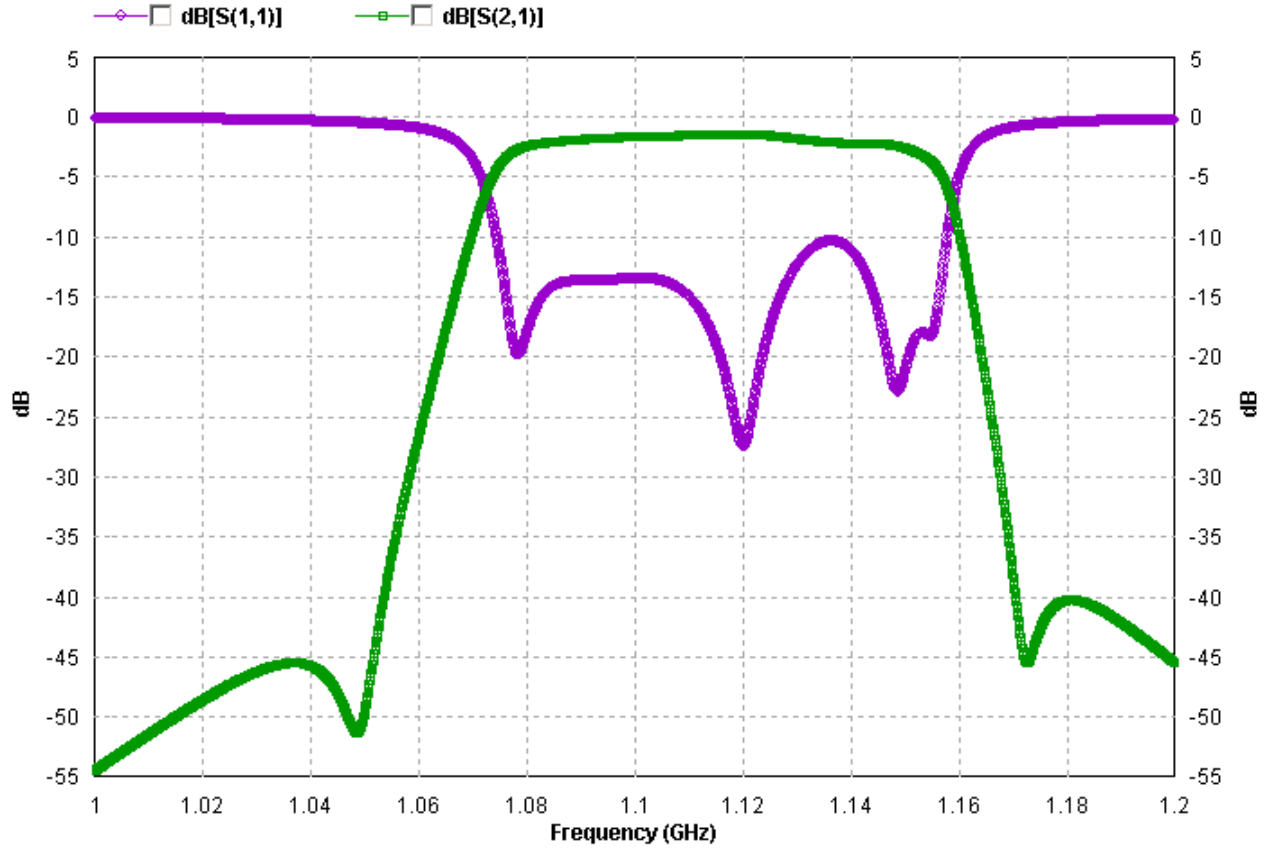
Şekil 5.11. Filtre-1’in benzetimle elde edilen frekans tepkisi (dielektrik ve metal kayıpları dahil)

Şekil 5.12’de filtre-2’nin benzetimle elde edilen frekans tepkisi görülmektedir. Benzetimde dielektrik ve metal kayıpları dahil edilmemiştir ($\tan \delta = 0$ ve $\sigma = 4.9 \times 10^{27}$ S/m alınmıştır). Benzetim sonucunda filtre merkez frekansı $f_0 = 1.117$ GHz bulunmuştur. 3-dB görece bant genişliği 0.078, iletim sıfırlarının olduğu frekanslar $f_{a1} = 1.05$ ve $f_{a2} = 1.173$ GHz olarak bulunmuştur. Benzetimde L_R , 9 dB olarak bulunmuştur.



Şekil 5.12. Filtre-2’nin benzetimle elde edilen frekans tepkisi (dielektrik ve metal kayıpları göz önüne alınmadan)

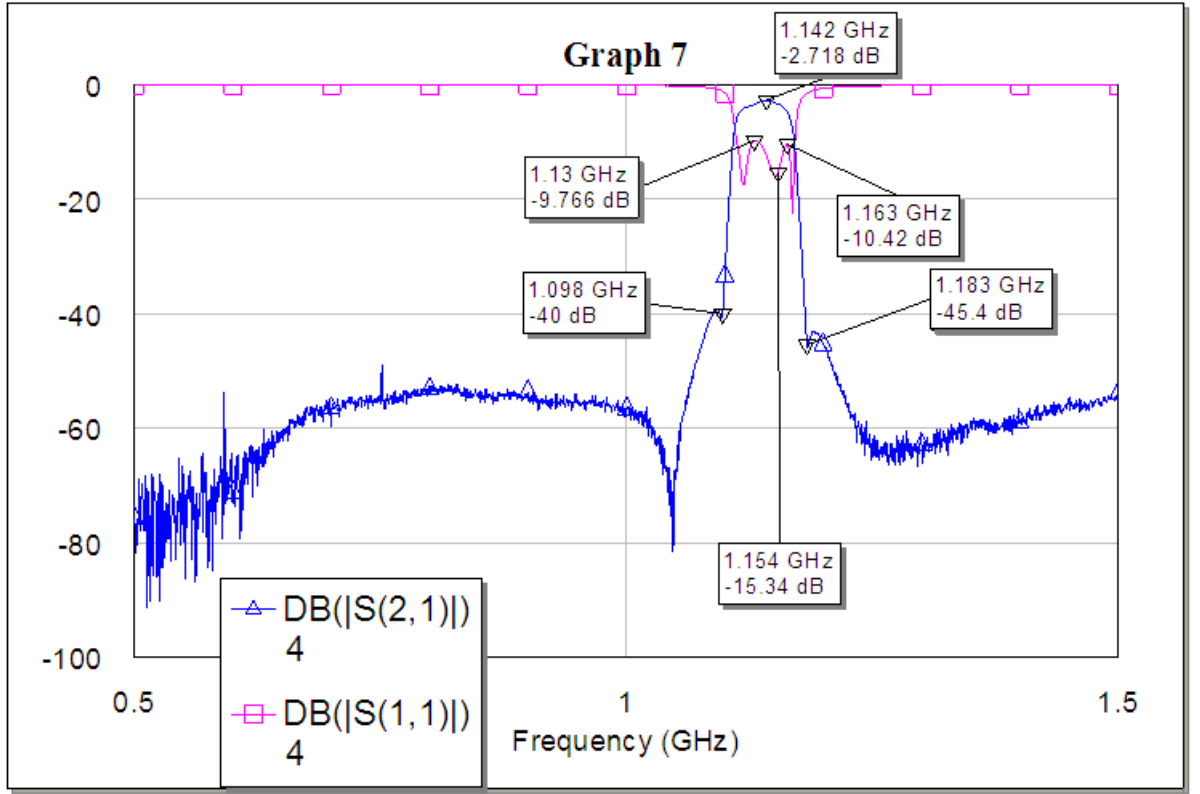
Şekil 5.13'te filtre-2'nin, dielektrik ve metal kayıpları dahil edilerek yapılan benzetim sonucu elde edilen frekans tepkisi görülmektedir. ($\tan \delta = 0.0021$ ve $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m alınmıştır. Bakır kalınlığı $35 \mu\text{m}$ 'dir.) Benzetim sonucunda filtre merkez frekansı $f_0 = 1.115$ GHz bulunmuştur. 3-dB görece bant genişliği 0.074, iletim sıfırlarının olduğu frekanslar $f_{a1} = 1.05$ ve $f_{a2} = 1.173$ GHz olarak bulunmuştur. Geçirme bandında minimum yansıma kaybı $L_R = 10.4$ dB olarak bulunmuştur. Geçirme bandı kaybı 1.5 dB'dir.



Şekil 5.13. Filtre-2'nin benzetimle elde edilen frekans tepkisi (dielektrik ve metal kayıpları dahil)

5.5 Filtrelerin Üretimi ve Ölçüm Sonuçları

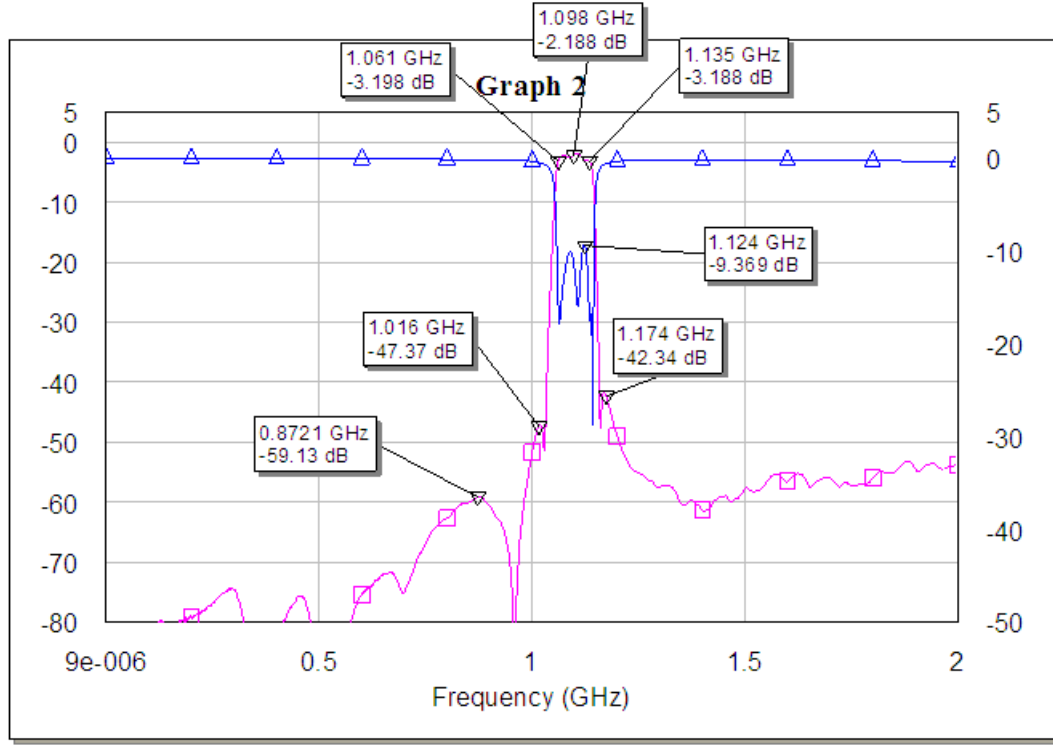
Filtre-1'in gerçekleştirilmesinde Rogers® firmasının üretimi RT/duroid 6010.2LM plakası kullanılmıştır.



Şekil 5.14. Filtre-1'in ölçüm sonuçları

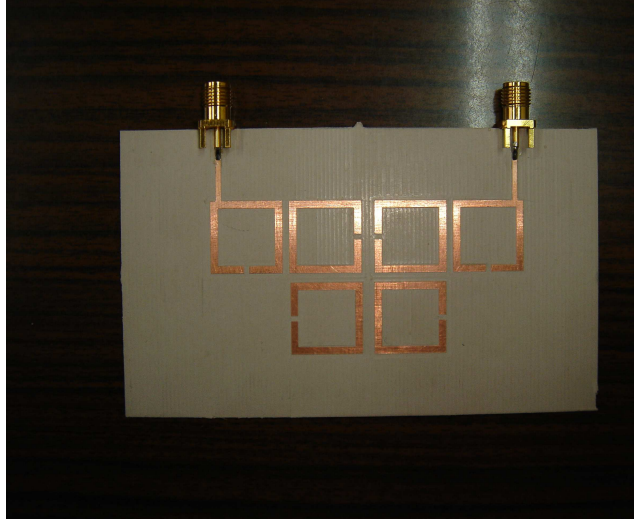
Filtre-1'in ölçüm sonuçları Şekil 5.14'te görülmektedir. Filtre merkez frekansının $f_0 = 1.142$ GHz olduğu Şekil 5.14'ten kolaylıkla görülmektedir. f_0 frekansı tasarımda belirlenen değerinden 30 MHz kaymıştır. Geçirme bandının üstündeki iletim sıfırı $f = 1.183$ GHz'de, geçirme bandının altındaki iletim sıfırı ise $f = 1.098$ GHz'dedir. Her iki iletim sıfırı da tasarımda belirlenen değerlerinden yaklaşık 30 MHz kaymıştır. Frekans tepkisindeki bu kayma açık çevrim rezonatörlerin boyları ile oynanarak azaltılabilir. Geçirme bandı minimum yansıma kaybı 9.76 dB olarak ölçülmüştür.

Filtre-2'nin gerçekleştiriminde ise yine Rogers® firmasının üretimi olan RO4003C plakası kullanılmıştır.

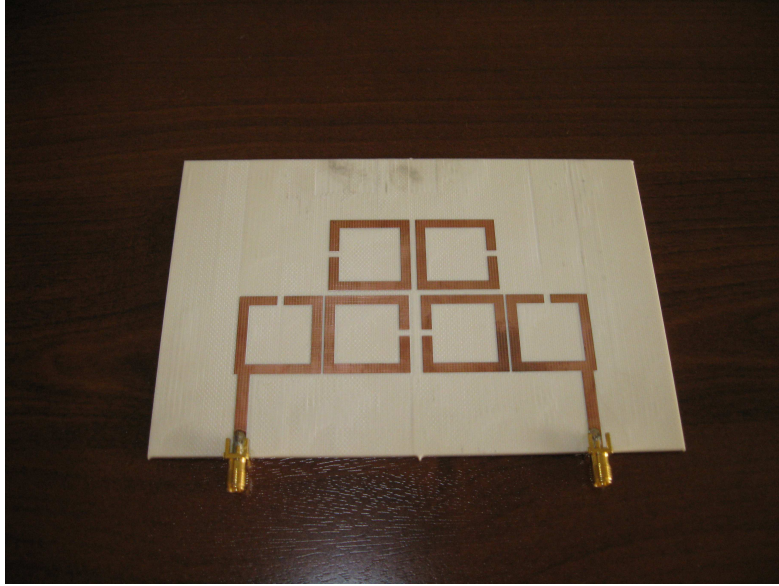


şekil 5.15. Filtre-2'nin lm sonuçları

şekil 5.15'teki ölçüm sonuçlarından filtre merkez frekansının $f_0 = 1.098$ GHz olduğu görülmektedir. Geçirme bandı minimum yansıma kaybı 9.37 dB olarak ölçülmüştür.



Şekil 5.16. Filtre-1'in fotoğrafı



Şekil 5.17. Filtre-2'nin fotoğrafı

Filtrelerin serimi, LPKF Promat S62 baskı devre üretim makinesiyle plakanın üzeri kazınarak oluşturulmuştur. Üretilen filtrelerin fotoğrafı Şekil 5.16 ve Şekil 5.17 'de görülmektedir. Filtre-1'in boyutları 10×6 cm, filtre-2'nin boyutları ise 16×10 cm'dir.

6. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu tez çalışmasında sonlu frekanslarda bir çift iletim sıfırı olan dar bantlı, bant geçiren bir filtre tasarımı ve gerçekleştirimi yapılmıştır. Bu tip filtrelerle geçirme bandında kaybı yüksek olmayan yüksek seçicili bir frekans tepkisi elde edilebilmektedir. Filtre, mikroşerit kare açık çevrim rezonatör yapılarıyla gerçekleştirilmiştir. Kare açık çevrim rezonatörler, çapraz bağlaşımların mikroşerit yapı kullanılarak gerçekleştirilmesini mümkün kılan yapılardır ve bükülü yapıları sayesinde yerden tasarruf edilmesini, dolayısıyla filtrenin boyutlarının küçük olmasını sağlarlar.

Filtrenin tasarımında bağlaşım katsayılarının, bağlaşımli rezonatörler arası mesafe ile nasıl değiştiği elektromanyetik benzetimlerle bulunmuştur. Filtre seriminde, rezonatörler arası uzaklıklar gerekli bağlaşım katsayılarını verecek şekilde belirlenmiştir. Doğrudan geometrik komşuluğu olmayan bağlaşımlar (örneğin Şekil 5.3’de, 1 ile 3, 2 ile 4, 3 ile 5 ve 4 ile 6 rezonatörleri arasındaki bağlaşımlar) tasarımda dikkate alınmamıştır.

Filtre-1’in ölçüm sonuçları incelendiğinde, f_0 frekansının tasarımın başında belirlenen değerinden 30 MHz daha yüksek olduğu görülmüştür. Filtre-2’nin merkez frekansı ölçüm sonunda 1.098 GHz olarak elde edilmiştir. Tasarımın başında belirlenen değerine oldukça yakındır. Filtre-1’nin merkez frekansındaki bu kaymanın üretim hatalarından kaynaklandığı düşünülmektedir.

Bu tez çalışmasında filtre tasarımı ve gerçekleştirimi mikroşerit kare açık çevrim rezonatör yapıları kullanılarak yapılmıştır. Bölüm 5’in başında anlatılan tasarım yöntemi uygulanarak başka rezonatör yapılarıyla da filtrenin tasarımı gerçekleştirilebilir.

KAYNAKLAR DİZİNİ

- [1] Hong J.-S., Lancaster M.J., 1999, Microstrip Cross-Coupled Trisection Bandpass Filters with Asymmetric Frequency Characteristics, IEE Proc.-Microw. Antennas Propag. vol. 146 No. 1 84-90
- [2] Cameron R. J., 1999, General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, No. 4, 433-442
- [3] Levy R., 1976, Filters with Single Transmission Zeros at Real and Imaginary Frequencies, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 24, no. 4, 172-181
- [4] Kurzrok R.M., 1966, General Three-Resonator Filters in Waveguide, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 14, January, 46-47
- [5] Hong J.-S., Lancaster M.J., 2001, Microstrip Filters For RF/Microwave Applications, Wiley, New York, NY.
- [6] Rhodes J. D., 1969, The Theory of Generalized Interdigital Networks, IEEE Transactions on Circuit Theory, vol. CT-16, Aug., 280-288
- [7] Atia A. E., Williams A. E., 1972, Narrow-Bandpass Waveguide Filters, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 20, No. 4, 258-265
- [8] Atia A. E., Williams A. E., 1974, Narrow-Band Multiple-Coupled Cavity Synthesis, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. CAS-21, No. 5 , 649-655
- [9] Accatino L., Bertin G., Mongiardo M., 1996, A Four-Pole Dual Mode Elliptic Filter Realized in Circular Cavity without Screws, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 44, No. 12, 2680-2687
- [10] Wang C., Yao H.-W., Zaki K. A., Mansour R.R., 1995, Mixed Modes Cylindrical Planar dielectric Resonator Filters with Rectangular Enclosure, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 43, No. 12, 2817-2823.
- [11] Hong J.-S., Lancaster M.J., Jedamzik D., Greed R.B., 1999, On the Development of Superconducting Microstrip Filters for Mobile Communication Applications, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 9, 1656-1663
- [12] Blondy P., Brown A. R., Cros D., Rebeiz G. M., Low loss micromachined Filters for Millimeter-Wave Telecommunication Systems, IEEE MTT-S, Digest, 1181-1184
- [13] Hong J.-S., Lancaster M.J., 2000, Design of Highly Selective Microstrip Bandpass Filters with a Single Pair of Attenuation Poles at Finite Frequencies, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, no. 7, 1098-1107
- [14] Hong J.-S., Lancaster M.J., 1995, Canonical Microstrip Filter Using Square Open-Loop Resonators, Electronics Letters, vol. 31, No. 23, 2020-2022

- [15] Hong J.-S., 2000, Couplings of Asynchronously Tuned Coupled Microwave Resonators, IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 147, no. 5, 354-358
- [16] García-García J., Bonache J., Gil I., Martín F., Velázquez-Ahumada M. C., Martel J., 2006, Miniaturized Microstrip and CPW Filters Using Coupled Metamaterial Resonators, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 6, 2628-2635
- [17] Hsieh L.-H., Chang K., 2003, Tunable Microstrip Bandpass Filters with Two Transmission Zeros, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, no. 2, 520-525
- [18] IE3D 10.0, Zeland Software, Inc., 2003
- [19] Hong J.-S., Lancaster M.J., 1996, Couplings of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 44, no. 12, 2099-2109
- [20] Montgomery C. G., Dicke R.H., Purcell E.M., 1948, Principle of Microwave Circuits, McGraw-Hill, Newyork.
- [21] Hong J.-S., Lancaster M.J., 1998, Cross-Coupled Microstrip Hairpin-Resonator Filters, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, no. 1, 118-122
- [22] Cameron R. J., Kudsia C. M., Mansour R. R., 2007, Microwave Filters For Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications, Wiley, New Jersey.
- [23] Matthaei G., Young L., Jones E.M.T., 1980, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, Artech House, Norwood, MA.

Adı Soyadı : METEHAN BULUT
Doğum Yeri : Samsun
Doğum Yılı : 06.11.1980
Medeni Hali : Bekar

Eğitim ve Akademik Durumu

Yüksek Lisans 2006-2009 : Hacettepe Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü,
ANKARA
Lisans 1999-2006 : İstanbul Üniversitesi
Elektronik Mühendisliği Bölümü,
İSTANBUL
Lise 1994-1998 : Atatürk Anadolu Lisesi, SAMSUN

Yabancı Dil : İngilizce

İş Tecrübesi

10.2008-05.2009 : Başkent Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği,
ANKARA
Mühendis
06.2009- : Hacettepe Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği,
ANKARA
Araştırma Görevlisi