

PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SİMETRİK FREKANS KARAKTERİSTİĞİNE SAHİP ÇOK MODLU, ÇOK
BANDLI MİKROŞERİT FİLTRELER**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Ayşe Nihan BASMACI**

Anabilim Dalı : Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Programı : Mikrodalga

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Ceyhun KARPUZ

Haziran, 2011

YÜKSEK LİSANS TEZ ONAY FORMU

Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü 081181003 nolu öğrencisi Ayşe Nihan Basmacı tarafından hazırlanan “**SİMETRİK FREKANS KARAKTERİSTİĞİNE SAHİP ÇOK MODLU, ÇOK BANDLI MİKROŞERİT FİLTRELER**” başlıklı tez tarafımızdan okunmuş, kapsamı ve niteliği açısından bir Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı :
(Jüri Başkanı)

Doç. Dr. Ceyhun KARPUZ

Jüri Üyesi :

Doç. Dr. Sezai TOKAT

Jüri Üyesi :

Yrd. Doç. Dr. Ahmet ÖZEK

Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun
13/07/2011 tarih ve ...20/5..... sayılı kararıyla onaylanmıştır.


Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü
Prof. Dr. Nuri KOLSUZ

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

İmza

: 

Öğrenci Adı Soyadı : Ayşe Nihan Basmacı

ÖNSÖZ

Bu çalışmada iki adet dual mod kare halka mikroşerit rezonatör kullanılarak birinci bandı eliptik ikinci bandı lineer faz, birinci bandı linner faz ikinci bandı eliptik, iki bandı da eliptik ve iki bandı da lineer faz karakteristiğine sahip olmak üzere dört adet yeni dual band band geçiren filtre örneği sunulmaktadır.

Bu çalışmanın gerçekleşmesinde benden desteğini ve yardımlarını esirgemeyen değerli danışman hocam Sn. Doç. Dr. Ceyhun KARPUZ'a, her koşulda desteklerini yanımda hissettiğim çok değerli aileme ve arkadaşlarıma teşekkürü bir borç bilirim.

Haziran, 2011

Ayşe Nihan Basmacı
Elektrik-Elektronik Müh.

İÇİNDEKİLER

| | <u>Sayfa</u> |
|---|--------------|
| ÖZET | xv |
| SUMMARY | xvi |
| 1.GİRİŞ | 1 |
| 1.1 Tezin Amacı..... | 4 |
| 1.2 Literatür Özeti..... | 4 |
| 2. MİKROŞERİT İLETİM HATLARI VE UYGULAMALARI | 37 |
| 2.1 Mikroşerit İletim Hattı..... | 37 |
| 2.2 Temel Özellikleri..... | 37 |
| 2.3 Temel Mikroşerit Devreler..... | 40 |
| 3. PLANAR MİKRODALGA REZONATÖRLERİ | 43 |
| 3.1 Temel Özellikleri..... | 43 |
| 3.2 Rezonatör Parametreleri..... | 44 |
| 3.2.1 Rezonans frekansı..... | 44 |
| 3.2.2 Kısmi band genişliği..... | 45 |
| 3.2.3 Kuplaj katsayısı..... | 45 |
| 3.2.4 Kalite faktör..... | 46 |
| 3.2.5 Mikroşerit rezonatörlerin ABCD matrisi ile analizi..... | 49 |
| 3.2.6 Aralık analizi..... | 50 |
| 3.2.7 Karakteristik empedans ve efektif dielektrik sabiti..... | 51 |
| 3.2.8 Rezonatörün frekans cevabı..... | 52 |
| 3.3 Hat Parametreleri..... | 53 |
| 4. FİLTRE TASARIMI | 66 |
| 4.1 Görüntü Parametreleri Yöntemi..... | 67 |
| 4.2 Araya Girme Kaybı Yöntemi..... | 67 |
| 4.2.1 Eliptik ve lineer faz karakteristikli alçak geçiren filtre prototip filtreleri...67 | |
| 5. DUAL MOD DUAL BAND MİKROŞERİT FİLTRE TASARIMI | 69 |
| 5.1 Besleme Hatlarının Frekans Cevabı Üzerindeki Etkisi..... | 69 |
| 5.1.1 İç besleme yapısı..... | 69 |
| 5.1.2 Dış besleme yapısı..... | 69 |
| 5.2 Dual Mod-Dual Band Bandgeçiren Filtre Cevabının Elde Edilmesi..... | 73 |
| 5.2.1 Birinci tip transmisyon sıfırı organizasyonu..... | 74 |
| 5.2.1.1 Ölçüm sonuçları..... | 81 |
| 5.2.2 İkinci tip transmisyon sıfırı organizasyonu..... | 84 |
| 5.2.2.1 Ölçüm sonuçları..... | 91 |
| 5.2.3 Üçüncü tip transmisyon sıfırı organizasyonu..... | 93 |
| 5.2.3.1 Ölçüm sonuçları..... | 99 |
| 5.2.4 Dördüncü tip transmisyon sıfırı organizasyonu..... | 102 |
| 5.2.3.1 Ölçüm sonuçları..... | 108 |
| 5.4 Besleme Kol Uzunluklarının Dual Band Frekans Cevabı Üzerindeki Etkisi..... | 111 |
| 5.4.1 Birinci tip filtre konfigürasyonu üzerinde 'k ₁ ' ve 'k ₂ ' etkisi..... | 111 |

| | |
|--|------------|
| 5.4.2 İkinci tip filtre konfigürasyonu üzerinde 'k ₁ ' ve 'k ₂ ' etkisi..... | 112 |
| 5.4.3 Üçüncü tip filtre konfigürasyonu üzerinde 'k ₁ ' ve 'k ₂ ' etkisi..... | 114 |
| 5.4.4 Dördüncü tip filtre konfigürasyonu üzerinde 'k ₁ ' ve 'k ₂ ' etkisi..... | 116 |
| 6. SONUÇ VE ÖNERİLER..... | 118 |
| KAYNAKLAR..... | 120 |
| ÖZGEÇMİŞ..... | 121 |

KISALTMALAR:

IL: Araya Girme Kaybı (Insertion Loss)

RL: Dönme Kaybı (Return Loss)

DMR: Dual Mod Rezonatör

BW: Band Genişliği (Band Width)

FBW: Kısmi Band Genişliği (Fractional Band Width)

Konf.: Konfigürasyon

MIC: Mikrodalga Entegre Devre (Microwave Integrated Circuit)

MMIC: Monolitik Mikrodalga Entegre Devre (Monolithic Microwave Int. Circuit)

RF: Radyo Frekansı (Radio Frequency)

ITT: İnternet Teknoloji Eğitimi (Internet Technological Trainer)

TABLO LİSTESİ

| Tablolar | <u>Sayfa</u> |
|---|---------------------|
| 5.1 : Önerilen birinci tip filtre yapısına ait simülasyon ve ölçüm sonuçları..... | 83 |
| 5.2 : Önerilen ikinci tip filtre yapısına ait simülasyon ve ölçüm sonuçları..... | 92 |
| 5.3 : Önerilen üçüncü tip filtre yapısına ait simülasyon ve ölçüm sonuçları..... | 101 |
| 5.4 : Önerilen dördüncü tip filtre yapısına ait simülasyon ve ölçüm sonuçları..... | 110 |

ŞEKİL LİSTESİ

| Şekiller | Sayfa |
|--|-------|
| 1.1 : Dairesel halka rezonatörler..... | 6 |
| 1.2 : Mikroşerit kare halka rezonatörler..... | 8 |
| 1.3 : Kare halka rezonatöre ait yük dağılım grafiği..... | 8 |
| 1.4 : Dual-mod filtreler için örnek bir frekans cevabı..... | 10 |
| 1.5 : Kare halka rezonatördeki perturbasyon tipleri..... | 14 |
| 1.6 : Kare halka rezonatörün boyutlandırması..... | 15 |
| 1.7 : Dual mod kare halka rezonatöre ait frekans cevabı..... | 15 |
| 1.8 : a) Dual mod filtre konfigürasyonu b) Eşedeğer Transmisyon hat modeli..... | 17 |
| 1.9 : Dual mod band durduran filtre a) Topoloji b) Kuplaj tipi..... | 19 |
| 1.10 : Tekli yama perturbasyonlu dual mod filtreye ait tipik dual band durdurma frekans cevabı..... | 20 |
| 1.11 : Tek parça yamalı dual mod band tutan filtreye ait frekans cevabı..... | 20 |
| 1.12 : Dual mod rezonatörün yarısı kullanılarak elde edilen band tutan filtreye ait frekans cevabı..... | 21 |
| 1.13 : Eryılmaz ve diğ. (2007)'de önerilen dual mod band geçiren filtre yapısı..... | 21 |
| 1.14 : a) Pozitif perturbasyon durumu. b) Negatif perturbasyon durumu..... | 22 |
| 1.15 : Kuplaj sabitinin perturbasyon elemanının büyüklüğüne göre değişimi..... | 23 |
| 1.16 : Yük dağılım grafikleri..... | 24 |
| 1.17 : Ölçüm ve simülasyon sonuçları..... | 25 |
| 1.18 : Dördüncü dereceden bant geçiren filtre konfigürasyonları..... | 26 |
| 1.19 : Dördüncü dereceden bant geçiren filtre konfigürasyonlarına ait frekans cevapları..... | 27 |
| 1.20 : a) Dual mod filtre konfigürasyonu. b) Frekans cevabı..... | 27 |
| 1.21 : Önerilen dual mod mikroşerit filtre yapısı..... | 28 |
| 1.22 : Besleme hatlarının konumunun frekans cevabı üzerindeki etkisi (Perturbasyon sabit, $p=3.05$ mm)..... | 29 |
| 1.23 : Farklı perturbasyon boyutlarında ölçülen dejenere modlara ait rezonans frekanslarının, kuplaj katsayılarının perturbasyon boyutuna göre değişimi..... | 29 |

| | |
|---|----|
| 1.24 : Yük dağılım grafikleri..... | 31 |
| 1.25 : Eliptik tipinde filtre frekans cevabı. b) Lineer faz tipinde filtre frekans cevabı..... | 31 |
| 1.26 : Via geçişli dual mod rezonatör..... | 32 |
| 1.27 : Dual mod, dual band mikroşerit filtre yapısı..... | 33 |
| 1.28 : a) Sabit p_2 değişken p_1 b) Sabit p_1 değişken p_2 | 34 |
| 1.29 : a) Eliptik cevap. b) Eliptik ve Lineer faz cevap. c) Lineer faz cevap..... | 35 |
| 1.30 : Karpuz ve Görür (2010)'da önerilen yapı..... | 34 |
| 1.31 : Simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması..... | 34 |
| 2.1 : Temel mikroşerit hat. a) 3-boyutlu. b) 2-boyutlu kesit görünümü..... | 37 |
| 2.2 : Mikroşerit hattın değişik dielektrik malzemeleri için karakteristik empedansın W/h oranı ile değişimi..... | 38 |
| 2.3 : Mikroşerit devre mantığı (üstte) 3-boyutlu görünüş, (altta) yandan kesit..... | 40 |
| 2.4 : Diğer tipik mikroşerit devreler, değişik band geçiren filtreler..... | 42 |
| 2.5 : Dört kapılı devreler, (a) hibrid kuplör, (b) ring kuplör..... | 42 |
| 3.1 : Deney düzeneği. a) Yansıma tipi rezonatör ölçme düzeneği. b) Transmisyon tipi rezonatör ölçme düzeneği..... | 44 |
| 3.2 : Üç kuplaj derecesi için bir rezonans oyuğunun ayarsız kısa devre konumuna göre giriş empedansının Smith abağında gösterim..... | 46 |
| 3.3 : Smith abağından yarı güç noktasının tanımlanması..... | 48 |
| 3.4 : Mikroşerit aralık ve toplu eleman eşdeğer devresi..... | 50 |
| 3.5 : Δz uzunluğundaki iletim hat parçasının eşdeğer devre modeli..... | 34 |
| 3.6 : Faz hızı tanımlamasındaki dalga yayılım gösterimi..... | 58 |
| 3.7 : Doğrusal iki kapılı mikrodalga devresi ve ilerleyen ve yansıyan dalgalar..... | 59 |
| 3.8 : İki kapılı devrede referans düzleminin değişimi..... | 61 |
| 3.9 : İki kapılı devrede normalizasyon empedansının değişimi..... | 62 |
| 3.10 : Z- ve Y- parametreleri için gerilim ve akımların tanımı..... | 63 |
| 3.11 : İki-kapılı devrenin gerilim ve akımları..... | 64 |
| 4.1 : Eliptik karakteristikli alçak geçiren prototip filtre örnekleri..... | 67 |
| 4.2 : Eliptik karakteristikli alçak geçiren prototip filtreye ait transfer fonksiyonu..... | 68 |
| 5.1 : Önerilen filtre yapısının iç kısmında kullanılan besleme yapısı..... | 69 |
| 5.2 : İç besleme kol uzunluğunun (k_2) değişiminin dıştaki dual mod rezonatörün frekans cevabı üzerine etkisi. a) S_{11} b) S_{21} c) Frekans skalası daraltılmış S_{11} | 70 |
| 5.3 : Önerilen filtre yapısının dış kısmında kullanılan besleme yapısı..... | 71 |

| | |
|---|----|
| 5.4 : Dış besleme kol uzunluğunun (k_1) değişiminin dıştaki dual mod rezonatörün frekans cevabı üzerine etkisi. a) S_{11} . b) S_{21} . c) Frekans skalası daraltılmış S_{11} | 72 |
| 5.5 : Önerilen mikroşerit dual mod dual band filtre yapısı..... | 73 |
| 5.6 : Birinci tip transmisyon organizasyonu için tasarlanan filtre yapısı (Eliptik-Eliptik tipinde filtre cevabı veren yapı) a) İki boyutlu görünüm b) Üç boyutlu görünüm..... | 75 |
| 5.7 : a)-b) 1.4-3.2 GHz aralığında p_1 boyutundaki değişimin frekans cevabı üzerindeki etkisi c)-d) Daraltılmış frekans skalasında p_1 boyutundaki değişimin birinci bandın frekans cevabı üzerindeki etkisi..... | 76 |
| 5.8 : a)-b) 1.4-3.2 GHz aralığında p_2 boyutundaki değişimin frekans cevabı üzerindeki etkisi c)-d) Daraltılmış frekans skalasında p_2 boyutundaki değişimin ikinci bandın frekans cevabı üzerindeki etkisi..... | 77 |
| 5.9 : İki band için kuplaj sabiti ve mod frekanslarının perturbasyon etkisine göre değişimi a) p_1 b) p_2 | 79 |
| 5.10 : Önerilen filtre yapısına ait yük dağılım grafikleri. a)-b) Birinci banda ait mod frekanslarında. c)-d) İkinci banda ait mod frekanslarında..... | 80 |
| 5.11 : Birinci tip filtre yapısına ait geniş band cevabı. a) S_{11} . b) S_{21} | 81 |
| 5.12 : Önerilen birinci tip filtre yapısı (Eliptik-Eliptik, I.Tip Konfigürasyon)..... | 82 |
| 5.13 : Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması. (Dar Band) a) S_{11} b) S_{21} | 82 |
| 5.14 : Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması. (Geniş Band) a) S_{11} b) S_{21} | 83 |
| 5.15 : Üçüncü tip transmisyon organizasyonu için tasarlanan filtre yapısı (Eliptik-Lineer faz tipinde filtre cevabı veren yapı) a) İki boyutlu görünüm b) Üç boyutlu görünüm..... | 84 |
| 5.16 : a)-b) 1.4-3.2 GHz aralığında p_1 boyutundaki değişimin frekans cevabı üzerindeki etkisi c)-d) Daraltılmış frekans skalasında p_1 boyutundaki değişimin birinci bandın frekans cevabı üzerindeki etkisi..... | 85 |
| 5.17 : a)-b) 1.4-3.2 GHz aralığında p_2 boyutundaki değişimin frekans cevabı üzerindeki etkisi c)-d) Daraltılmış frekans skalasında p_2 boyutundaki değişimin ikinci bandın frekans cevabı üzerindeki etkisi..... | 86 |
| 5.18 : İki band için kuplaj sabiti ve mod frekanslarının perturbasyon etkisine göre değişimi a) p_1 b) p_2 | 88 |
| 5.19 : Önerilen filtre yapısına ait yük dağılım grafikleri. a)-b) Birinci banda ait mod frekanslarında. c)-d) İkinci banda ait mod frekanslarında..... | 89 |

| | |
|---|-----|
| 5.20 : İkinci tip filtre yapısına ait geniş band cevabı. a) S_{11} . b) S_{21} | 90 |
| 5.21 : Önerilen ikinci tip filtre yapısı (Eliptik-Linear, II.Tip Konfigurasyon)..... | 91 |
| 5.22 : Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması. (Dar Band) a) S_{11} . b) S_{21} | 92 |
| 5.23 : Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması. (Geniş Band) a) S_{11} b) S_{21} | 92 |
| 5.24 : Üçüncü tip transmisyon organizasyonu için tasarlanan filtre yapısı (Linear faz-Eliptik tipinde filtre cevabı veren yapı) a) İki boyutlu görünüm b) Üç boyutlu görünüm..... | 93 |
| 5.25 : a)-b) 1.4-3.2 GHz aralığında p_1 boyutundaki değişimin frekans cevabı üzerindeki etkisi c)-d) Daraltılmış frekans skalasında p_1 boyutundaki değişimin birinci bandın frekans cevabı üzerindeki etkisi..... | 94 |
| 5.26 : a)-b) 1.4-3.2 GHz aralığında p_2 boyutundaki değişimin frekans cevabı üzerindeki etkisi. c)-d) Daraltılmış frekans skalasında p_2 boyutundaki değişimin ikinci bandın frekans cevabı üzerindeki etkisi..... | 95 |
| 5.27 : İki band için kuplaj sabiti ve mod frekanslarının perturbasyon etkisine göre değişimi a) p_1 b) p_2 | 97 |
| 5.28 : Önerilen filtre yapısına ait yük dağılım grafikleri. a)-b) Birinci banda ait mod frekanslarında. c)-d) İkinci banda ait mod frekanslarında..... | 98 |
| 5.29 : Üçüncü tip filtre yapısına ait geniş band cevabı. a) S_{11} . b) S_{21} | 99 |
| 5.30 : Önerilen üçüncü tip filtre yapısı (Linear-Eliptik, III.Tip Konfigurasyon)..... | 100 |
| 5.31 : Vektör Network Analizör HP8720C..... | 100 |
| 5.32 : Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması. (Dar Band) a) S_{11} . b) S_{21} | 101 |
| 5.33 : Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması. (Geniş Band) a) S_{11} b) S_{21} | 101 |
| 5.34 : Dördüncü tip transmisyon organizasyonu için tasarlanan filtre yapısı (Linear faz-Linear faz tipinde filtre cevabı veren yapı) a) İki boyutlu görünüm b) Üç boyutlu görünüm..... | 102 |
| 5.35 : a)-b) 1.4-3.2 GHz aralığında p_1 boyutundaki değişimin frekans cevabı üzerindeki etkisi c)-d) Daraltılmış frekans skalasında p_1 boyutundaki değişimin birinci bandın frekans cevabı üzerindeki etkisi..... | 103 |
| 5.36 : a)-b) 1.4-3.2 GHz aralığında p_2 boyutundaki değişimin frekans cevabı üzerindeki etkisi. c)-d) Daraltılmış frekans skalasında p_2 boyutundaki değişimin ikinci bandın frekans cevabı üzerindeki etkisi..... | 104 |

| | |
|---|-----|
| 5.37 : İki band için kuplaj sabiti ve mod frekanslarının perturbasyon etkisine göre değişimi a) p_1 b) p_2 | 106 |
| 5.38 : Önerilen filtre yapısına ait yük dağılım grafikleri. a)-b) Birinci banda ait mod frekanslarında. c)-d) İkinci banda ait mod frekanslarında. | 107 |
| 5.39 : Dördüncü tip filtre yapısına ait geniş band cevabı. a) S_{11} . b) S_{21} | 108 |
| 5.40 : Önerilen dördüncü tip filtre yapısı (Lineer-Lineer, IV.tip konfigürasyon)..... | 109 |
| 5.41: Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması. (Dar Band) a) S_{11} . b) S_{21} | 109 |
| 5.42 : Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması. (Geniş Band) a) S_{11} b) S_{21} | 110 |
| 5.43 : Birinci tip filtre konfigürasyonu..... | 111 |
| 5.44 : ' k_1 ' değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi..... | 111 |
| 5.45 : ' k_2 ' değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi..... | 112 |
| 5.46 : İkinci tip filtre konfigürasyonu..... | 113 |
| 5.47 : ' k_1 ' değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi..... | 113 |
| 5.48 : ' k_2 ' değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi..... | 114 |
| 5.49 : Üçüncü tip filtre konfigürasyonu..... | 114 |
| 5.50 : ' k_1 ' değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi..... | 115 |
| 5.51 : ' k_2 ' değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi..... | 115 |
| 5.52 : Dördüncü tip filtre konfigürasyonu..... | 116 |
| 5.53: ' k_1 ' değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi..... | 117 |
| 5.54 : ' k_2 ' değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi..... | 117 |

SEMBOL LİSTESİ

| | |
|--------------|-------------------|
| λ | Dalga boyu |
| c | Işık hızı |
| f | Frekans |
| ϵ_r | Dielektrik sabiti |
| k | Kuplaj sabiti |
| f_0 | Rezonans frekansı |
| Q | Kalite faktörü |
| α | Zayıflama sabiti |
| f_c | Kesim frekansı |
| Z | Empedans |

ÖZET

SİMETRİK FREKANS KARAKTERİSTİĞİNE SAHİP ÇOK MODLU, ÇOK BANDLI MİKROŞERİT FİLTRELER

Bu çalışmada, dual mod karakteristiğine sahip kare halka mikroşerit rezonatörler kullanılarak, birinci bandı eliptik ikinci bandı lineer faz, birinci bandı linner faz ikinci bandı eliptik, iki bandı da eliptik ve iki bandı da lineer faz karakteristiğine sahip olmak üzere dört adet yeni dual band band geçiren filtre örneği sunulmaktadır. Kullanılan perturbasyon elemanlarıyla dejenere modlar uyarılmakta ve böylece mod frekansları ve iletim sıfırları kontrol edilebilmektedir. Önerilen bu yapılar bandların mod frekansları ve transmisyon sıfırları anlamında birbirinden izole olarak kontrol edilebilmelerine imkan sağlar. Önerilen yapılara ait filtre karakteristikleri de perturbasyon elemanlarının kesik ya da yama tipinde olmasına göre değişim göstermektedir. Tasarımda farklı bir besleme konfigürasyonu kullanılmıştır. Bu yeni besleme konfigürasyonu kullanılarak, yapıların geniş band harmonikleri ek bir yükleme elemanına gerek duyulmadan bastırılmıştır. Önerilen bu dört bandgeçiren filtre imal edilmiş ve simulasyon sonuçlarının ölçüm sonuçlarıyla uyumlu olduğu görülmüştür.

Anahtar kelimeler: Perturbasyon elemanı, dual mod rezonatör, dual mod filtre, dual band filtre, saçılma parametreleri

SUMMARY

MULTI MODE, MULTI BAND MICROSTRIP FILTERS WITH SYMMETRICAL RESPONSE

In this work, by using microstrip square loop resonators having dual mode characteristics four novel dual band, bandpass filters with elliptical filter characteristics for both of the bands, with linear phase filter characteristics for the first band and elliptical filter characteristics for the second band, with elliptical filter characteristics for the first band and linear phase characteristics for the second band, with linear phase filter characteristics for both of the bands are presented. By means of used perturbation elements, degenerate modes are excited and by this way mode frequencies and transmission zeros can be controlled. Proposed structures allow controlling each passband separately in terms of mode frequencies and transmission zeros. Filter characteristics of proposed structures varies according to the type of perturbation elements are cut or patch. In the design a novel feed scheme is used. By using this novel feed scheme, wideband harmonics of the structures can be suppressed without using any loading element. Four proposed bandpass filters have been fabricated and it has been observed that simulated results are compatible with measured results.

Key words: Perturbation element, dual mode resonator, dual band filter, dual mode filter, scattering parameters.

1. GİRİŞ

Günümüz gelişen teknolojisinde mikrodalga sistemler büyük bir etkiye sahiptir. Mikrodalga teknolojisinin kullanım alanları, uydu üzerinden yapılan televizyon yayınları yoluyla eğlence sektöründen, sivil ve askeri radar sistemleri yoluyla savunma sanayi sektörüne kadar çeşitlilik arz eder. Bu bölümde mikrodalga entegre devrelerin tarih içindeki gelişim süreci kısaca açıklanmaya çalışılacaktır.

Düzlemsel iletim hatlarından olan mikroşerit hatlar ITT laboratuvarında 1952 yılında D.D. Grieg ve H.F. Engelmann tarafından geliştirildi. İlk mikroşerit hat çok kalın bir dielektrik tabakası üzerinde gerçekleştirildi. Dolayısıyla bu yapıda çok fazla frekans dağılması meydana geldi. Bu karakteristik mikroşerit hat yerine şerit hattın tercih edilmesine neden oldu.

1960'lı yıllarda bu yapının dielektrik malzemesi inceltirilerek istenilen frekans karakteristiğine ulaşıldı. Mikroşerit hatlar radyasyonun neden olduğu birim uzunluktaki yüksek kayıplardan ötürü ilk zamanlar pek kabul görmese de 1960'lı yıllarda sivil ve askeri mikrodalga uygulamaları için sürekli artan mikrodalga devre ihtiyacı mikroşerit hatların kullanıldığı devrelere olan ihtiyacı artırdı.

Wheeler mikroşerit yapıların konform dönüşüm metoduna dayalı çok basit bir analizini gerçekleştirdi. Yüksek dielektrik sabitine sahip düşük kayıplı dielektrik malzemelerin imal edilmesi ve metalik filmlerin yoğunlaştırılmasıyla ilgili teknolojik gelişmeler mikroşerit devrelerin kullanımında hızlı ilerlemeler sağladı ve bu yapıların mükemmel hale gelmesinde etkin rol aldı. Bu gelişmelerle birlikte fotolitografi ve ince film yoğunlaştırma tekniklerinin ve ayrıca, mikrodalga süper iletkenler teknolojisinin hızlı gelişimiyle birlikte (Microwave Integrated Circuit: Mikrodalga Entegre Devre) teknolojisi doğdu.

MIC'ler 1GHz ve daha büyük frekanslarda çalışmak üzere tasarlanmış devrelerdir. Bileşenleri bazı durumlarda 1mm²'den daha küçük yüzey alanına sahip olabilir.

1960'lı yılların sonuna doğru yapılan çalışmalar daha çok toplu elemanların mikrodalga devrelerin analizi üzerinde yoğunlaştığından MIC'ler cazip hale geldi ve

bu yıllarda MIC'lerde kullanılmak üzere SL yarık hatlar, CPV-CPS koplanar hatlar gibi alternatif transmisyon yapıları tasarlandı. Yüksek güvenilirlik ihtiyacını karşılamak üzere tasarlanan MIC'lerde hassas olarak tasarlanmış düzenlere ihtiyaç duyması devre tasarımında olası hataların önceden tespiti için simülasyonları zorunlu hale getirmiştir.

Yarıiletken malzemelerin planar yapıda geliştirilmesi ve bunların ucuz, düşük kayıplı, dielektrik malzemeden üretilmesi ile gelişen MIC teknolojisi ile beraber büyük ve pahalı dalga kılavuzları ile koaksiyel bileşenlerin yerini kolay analiz edilebilen mikroşerit bileşenler aldı. Mikroşeritler küçük boyut hafiflik ve düşük maliyet gibi pek çok avantajı beraberinde getiren MIC teknolojisinin gelişimiyle beraber son yıllarda büyük gelişmeler kaydetti.

Mikroşerit filtrelerin dalga kılavuz filtrelerle kıyasla; üretim maliyetinin düşüklüğü, seri üretiminin kolay olması, yüksek doğruluğa sahip ve boyutlarının küçük olması gibi pek çok avantajı vardır. Mikroşerit filtrelerin ayrıca modellenmesi de kolay ve hızlıdır. Günümüzde kullanılan sayısal modelleme yöntemleri sayesinde çok kısa sürede yüksek doğrulukla modellenebilmeleri tasarımcının işini kolaylaştırmaktadır. Bir diğer avantajı ise aktif devre elemanları ile birlikte aynı dielektrik tabaka üzerinde üretilebilmesidir. Avantajlarının yanı sıra göz ardı edilmemesi gereken dezavantajı ise iletken ve dielektrik kayıplarından dolayı araya girme kayıplarının yüksek olmasıdır. Bu sebeple yüksek güç ve düşük güç kaybının gerekli olduğu durumlarda tercih edilmezler.

1980'li yıllarda yapılan çalışmalarda, yüksek rezistiviteli silikon ve galyum arsenik ve silisyum dioksit tabanlı düşük rezistiviteli yarı iletken tabanlarının MIC'lerde kullanılmasıyla MMIC teknolojisi ortaya çıktı. MMIC'lerin araştırılması ve geliştirilmesiyle kısa sürede oldukça mesafe kaydetti. MMIC'lerin çoğu mikroşerit hat konfigürasyonuna sahiptir. Bu konfigürasyonlar, toprak iletkenlerle bağlantı sağlamak için geçiş delikleri ve sınırlı kalınlıklara sahip ince taban ihtiyaçlarının yanında ilave işlemler gerektirdiğinden MMIC çip boyutunu azaltmak amacıyla birçok araştırmacı tarafından tek yüzlü MMIC konfigürasyonları önerildi. Geliştirilen tek yüzlü MMIC'lerin özellikle devre boyutlarını ve imalat masraflarını azaltması açısından, radyo sistemlerinde ve uydu haberleşme sistemlerinde önemli bir rol üstlendiği görülmektedir.

Sayısal teknolojide ve işlemcilerdeki gelişme sayısal işaret işleme, sayısal hafıza ve sayısal kontrol gibi birçok alanda ilerleme sağladı. Özellikle askeri alanda geniş bir pazar bulan mikrodalga frekanslarında çalışan entegre devre tasarımı ABD, Avrupa Ülkeleri Savunma Bakanlıkları ve savunma elektroniği konularında çalışan firmaların ortak yürüttükleri bazı programlar ile başladı. Bunların ışığında MMIC teknolojisi de büyük gelişmeler kaydetti.

Günümüzde MMIC teknolojisi kullanılarak mikrodalga frekanslarında yükselteç, osilatör, karıştırıcı, aktif filtre gibi birçok devre üretilebilmektedir. MMIC teknolojisi ile 1GHz frekansından 60 GHz frekansına kadar mikrodalga devre üretimi mümkün olmaktadır. Bu teknoloji ile üretilmiş yongaların boyutları birkaç milimetrekare olabilmekte bu da birden çok mikrodalga devrenin birleşiminden oluşan çok fonksiyonlu yongaların üretilmesini mümkün kılmaktadır. Örneğin yonga büyüklüğünde bir almaç alt band çevirici modülü MMIC teknolojisi kullanılarak üretilebilmektedir.

Mikrodalga frekanslarında çalışan birden çok devrenin aynı yongada bulunmasına imkan sağlamayan MMIC teknolojisi tek bir modül içinde birden çok modülde bulunacak devreleri bir araya getirebilmektedir. Bu özelliği sayesinde modüller arası bağlantı için gereken kablo, konektör ve geçişlere gerek kalmamaktadır. Sonuçta mevcut yöntemler ile gerçekleştirilen sistemler ile karşılaştırıldığında sistem içinde çok daha az yer kaplamakta ve mikrodalga modül ağırlığı azalmış olmaktadır. Yüksek performans ve hassas kalibrasyon gerektiren mikrodalga birimler; örneğin kanal eşliği gerektiren çok kanallı almaç yapıları gibi; aynı yongada kontrollü bir üretim süreci ile çok hassas olarak üretilebilmektedir. Böylece sistemlerde kullanılacak bu birimlerin kalibrasyonu için gereken donanım ve yazılım yükünde büyük bir azalma olmaktadır.

Son yıllar içerisinde yüksek kaliteli minyatür RF ve mikrodalga filtrelerin tasarlanması telsiz mobil haberleşme ve kablosuz iletişim sistemlerinin geliştirilmesi açısından birçok avantaj sağlamakla beraber düşük araya girme kaybına ve yüksek seçiciliğe sahip dar band geçiren filtrelere duyulan ihtiyacı da fazlasıyla artırmıştır.

1.1 Tezin Amacı

Mikroşerit band geçiren filtreler genellikle, tek mod veya dual mod rezonatörler kullanılarak tasarlanmaktadır. Bir tek dual mod rezonatör çift ayarlı rezonans devresi olarak kullanılabilirdiğinden ve bu nedenle öngörülen filtre derecesi için gerekli rezonatör sayısını yarıya indirmek suretiyle filtre yapısının boyutunu küçülteceğinden, dual mod mikroşerit rezonatörler ilgi çeker hale gelmiştir. Bunun sonucu olarak, küçük boyut, kütle ve az kayıp gibi özelliklerle yüksek kalite dar band band geçiren filtrelerin gerekli olduğu mikrodalga uygulamalarındaki avantajları nedeniyle, dual mod mikroşerit filtreler mobil ve kablosuz haberleşme sistemlerinde geniş kullanım alanı bulmuştur.

Bu filtrelerin imalatı, özellikle uydu ve haberleşme sistemlerinde kullanılan L, S, C bantları gibi düşük mikrodalga frekans bantlarının kullanılması ya da büyük devre boyutları gibi sınırlamalar getirebilir. Bu nedenle hem bu tip filtrelerin minyatürizasyonu hem de yeni tipte hem dual mod hem dual band özelliği gösteren filtrelerin geliştirilmesi son derece önemli bir konudur.

Bu tezde yapılan çalışmayla amaçlanan; minyatür mikrodalga devreler için yeni dual band dual mod özellikli mikroşerit devrelerin tasarlanarak, teorik ve deneysel analizlerinin yapılmasıdır.

1.2 Literatür Özeti

Mikrodalga devre tasarımındaki öncelikli amaçların başında devre boyutlarının küçültülmesi yani boyutlarda minyatürizasyonun sağlanması gelir. Minyatürizasyonun sağlanması için deneysel çalışmalar ışığında, transmisyon hattının karakteristiğinde yapılan ayarlamalar ile istenen frekans cevabı elde edilmeye çalışılır.

Minyatürizasyonu sağlamanın yollarından biri periyodik yapılar kullanmaktır. Örneğin, periyodik aralıklarla hat parçaları yerleştirmek veya yarıklar açmak suretiyle, kapasitif veya indüktif olarak yüklenmiş bir transmisyon hattı periyodik bir yapı özelliği gösterir.

Periyodik yüklü dalga kılavuzlama yapılarına olan ilgi, tüm periyodik yapılar için ortak olan iki temel özellikten kaynaklanmaktadır. Bu iki temel özellik, geçirme bandı

ve tutma bandı karakteristikleri ile ışık hızından daha düşük faz hızına sahip dalga propagasyonunun sağlanmasıdır.

Dalga'nın zayıflamasız olarak yayıldığı frekans bandı geçirme bandı, dalga'nın kesime uğradığı frekans bandı tutma bandı olarak adlandırılır. Geçirme bandı ile tutma bandı özelliği esas itibarıyla filtreleme olayından ibarettir.

Dalga kılavuzları ve transmisyon hatları, geometrik özelliklerine ve ortama bağlı olarak belirli bir frekansta dalga propagasyonuna müsaade eden yapılardır. Bu yapılarla, TEM (Enine elektromanyetik alanlar), TE (Enine elektrik alanlar) ve TM (Enine manyetik alanlar) modlarında dalga propagasyonu gerçekleştirilebilir.

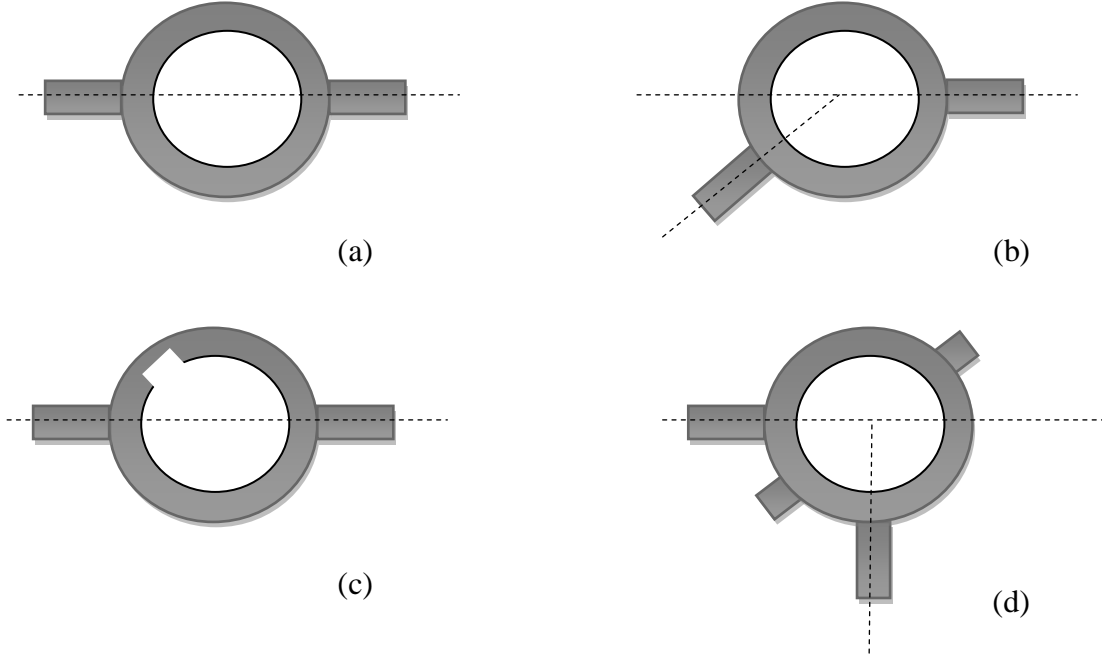
Dalga kılavuzu ve boşluk rezonatörleri kullanılarak gerçekleştirilen mikrodalga filtreler için geliştirilen tasarım tekniklerinden bilindiği gibi, bir rezonatörün simetrik yapısı bozulmak suretiyle iki dejenere mod uyarılabilir.

Aynı prensip, MMIC'ler için geniş bir uygulama alanı sağlayan minyatür yapı avantajına sahip olan planar yapılar için de kullanılabilir. Wolff (1972)'deki çalışmada, Şekil 1.1a'da gösterilen konvansiyonel dairesel halka rezonatörlerde giriş ve çıkış kuplaj hatlarının asimetrik olarak yerleştirildiği Şekil 1.2b durumunda, iki dejenere modun uyarılmasıyla rezonans frekansı ayrılmasının iyi bir şekilde gözlenebileceği gösterilmektedir.

İki mod, kuplaj hatlarının geometrik düzenine bağlı olarak farklı genliklerde uyarılabilir. Wolff (1972)'de önerilen ve Şekil 1.1b'de gösterilen konfigürasyonda her iki modun aynı genlikte uyarılmasını sağlayacak şekilde simetrik bir rezonans eğrisi elde edilebileceği ifade edilmektedir.

İki dejenere modun uyarılması, kuplaj hatları simetrik yerleşime sahipken, halka rezonatörün simetrisinin bozulmasıyla da sağlanabilir. Bu işlem Şekil 1.2c'de gösterildiği gibi, halka içerisinde bir dar yarık açmak suretiyle kolayca gerçekleştirilebilir. Böyle bir düzenleme Wolff (1972)'de deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. İki mod yarık pozisyonuna bağlı olarak farklı genliklerle uyarılabilir. Yarık yokken rezonans frekansı ayrımı oluşmaz. Belirli bir yarık konumu için elde edilen rezonans frekans ayrımında, yani iki dejenere modun uyarılması durumunda, frekans ayrımı yarık derinliğine bağlı olarak değişir. Yarık derinliği artarken, iki dejenere mod frekansı arasındaki farklılık artar. (Wolff, 1972).

İki dejenere mod arasındaki kuplaj bir band geçiren filtre gerçekleştirmede kullanılabilir. Modlar arasındaki kuplaj rezonatör yapısının her türlü asimetrik tipiyle gerçekleştirilebilir. Örneğin, asimetrik kuplaj düzeniyle Şekil 1.2b veya halka rezonatörde simetri bozucu elemanlar kullanılarak Şekil 1.2c ve d'de olduğu gibi modlar birbirine kuplajlandırılabilir.



Şekil 1.1 : Dairesel halka rezonatörler.

Herhangi bir dairesel dual mod rezonatörün eşdeğer devresi bir paralel hat modeliyle temsil edilebilir.

Dairesel bir rezonatör için dual-modların zıt yönlü iki yürüyen dalganın rezonans modları ile eşdeğer olarak tanımlandığı Awai ve Yamashita (1997)'deki çalışmada, yürüyen dalga modeline dayalı olarak, dar band yaklaşımı altında dual mod rezonatörün kuplaj katsayısı, rezonans frekansı ve harici Q kalite faktörü için analitik ifadeler verilmekte ve bu parametreler iki kutuplu band geçiren filtre tasarımı için kullanılmaktadır. Ayrıca, bu çalışmada, iki kutuplu band geçiren filtrenin geçme bandının her iki tarafında zayıflama kutuplarının meydana gelme şartları da analiz edilmektedir.

Dual-mod filtreler mikroşerit diskler kullanılarak da gerçekleştirilebilir. İki modun uyarılabilmesi için yukarıda ifade edilen işlemler disklere de uygulanarak iki dejenere mod uyarılabilir ve rezonans frekansı ayrımı sağlanabilir. (Curtis, 1991).

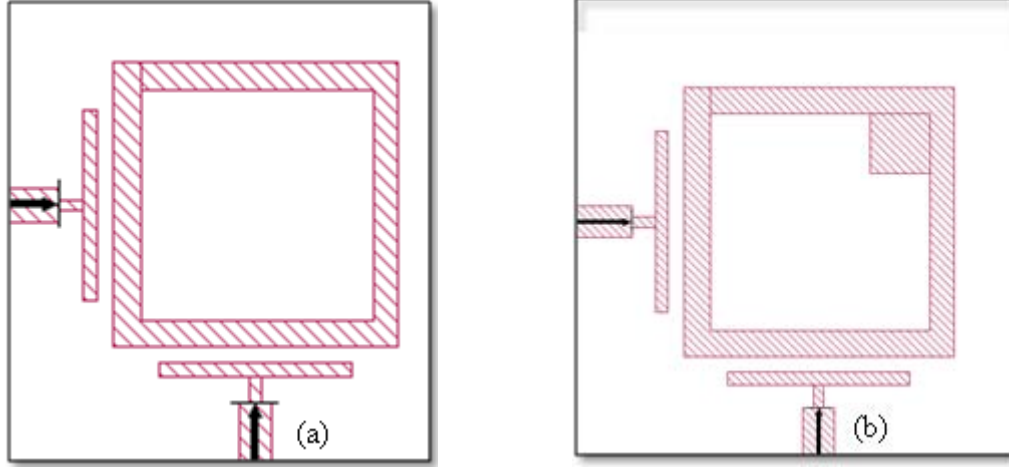
Dairesel dual-mod filtrelerin birçok türü vardır. Hollow dalga kılavuzu, mikroşerit ve koplanar halka, parça ve dielektrik disk konfigürasyonları örnek olarak verilebilir.

Awai ve Yamashita (1997)'de yapılan çalışmada, dairesel rezonatörlerde dual-mod özelliğinin elde edilmesi için uygulanabilecek yeni bir uyarım metodu önerilmekte ve metodun hem mikroşerit hem de koplanar konfigürasyonlara uygulanabileceği gösterilmektedir. Band geçiren filtrenin band genişliği ve zayıflama kutuplarının frekansı I/O (Giriş/Çıkış) portları arasındaki açıyla tanımlanmaktadır. I/O portlarına paralel suseptans ilave edilmesi band genişliğinin rezonatörün diğer parametrelerinden bağımsız olarak ayarlanabilmesini sağlar.

Awai ve Yamashita (1997)'deki çalışma bir rezonatörün harici bir devreyle dönmeli uyarımını içermektedir. Bu çalışmada önerilen uyarım metodu orijinal olarak Wolf tarafından mikroşerit halka rezonatör için önerildi ve Moretti tarafından bir dairesel dalga kılavuzu rezonatörüne uygulandı. Fakat Awai ve Yamashita (1997)'de de ifade edildiği gibi gözden kaçan önemli nokta, bu metodun dairesel rezonatörlerin herhangi bir tipine uygulanabilir olmasıdır. Bu durum, mikroşerit ve koplanar halka rezonatörler için deneysel olarak Awai ve Yamashita (1997)'de gösterilmektedir. Dönmeli uyarım, filtre band genişliğinin ve belirli bir frekans bölgesindeki zayıflama kutuplarının frekanslarının ayarlanabilmesini sağlar. Kuplaj katsayısını ve harici Q kalite faktörünü daha da genişletmek üzere belirli bir değeri sağlamak için bir paralel suseptans da ilave edilebilir.

Bir band geçiren filtre gerçekleştirmek için, harici Q kalite faktörünü ve k kuplaj katsayısını belirli bir değerde tutmak önemlidir. Paralel suseptans ilave edilmesi, harici Q ve k kuplaj katsayısının birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilmesini sağlar. Awai ve Yamashita (1997)'de belirtildiği üzere, dual mod halka rezonatörün seri uyarımı küçük bir bozulma meydana getirir ve rezonans frekans ayırımı oluşur. Harici devreye paralel suseptans ilave edilmesi toplam suseptansı ve böylece bozulmayı artırır. Fakat akım paralel suseptanstan geçerken, harici Q kalite faktörü büyük seri suseptansa rağmen orta bir değerde (kritik kuplaj değeri yakınlarında) kalabilir. Zayıflama kutupları bu işlemlerden etkilenmemektedir. Yani zayıflama kutuplarının yeri değişmemektedir. Dönmeli uyarım ve seri-paralel suseptans ilave etme işlemlerinin birlikte kullanılması band geçiren filtre imalatında karşılaşılan sınırlamaları azaltabilir.

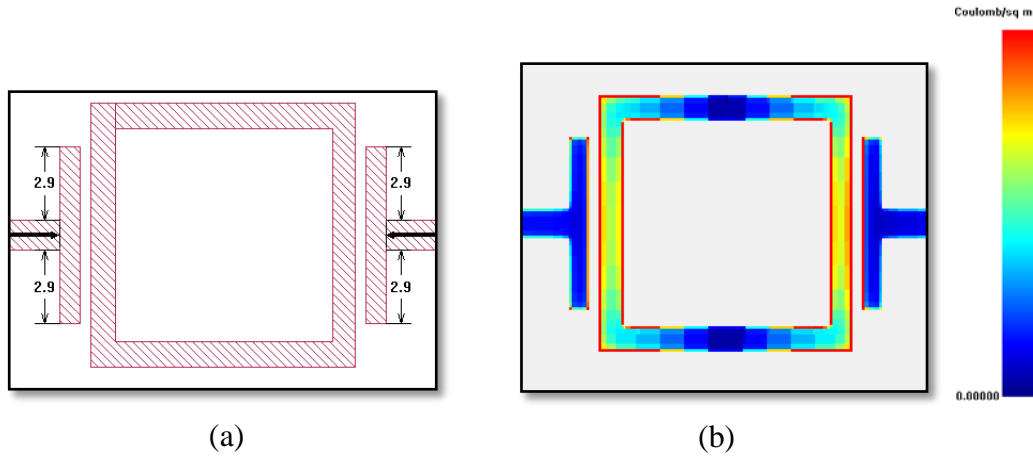
Dairesel halka ve disk rezonatörlerle gerçekleştirilen dual-mod filtrelere alternatif olarak literatürde önerilen kare parça ve kare halka rezonatörler kullanılarak gerçekleştirilen dual-mod filtre yapıları Şekil. 1.2’de gösterilmiştir. (Hong ve Lancaster, 1995, Mansour, 1994).



Şekil. 1.2 : Mikroşerit kare halka rezonatörler.

Bu tip filtrelerde, dual-mod özelliği elde etmek için öncelikli olarak kuplaj hatları (yani giriş ve çıkış besleme hatları) 90° 'lik bir açı ile yerleştirilmiş ve daha sonra Şekil 1.2b’den de görüldüğü gibi, kare halkada köşeye küçük kare parça yerleştirmek suretiyle alan mevcut alan dağılımının bozulması sağlanmıştır.

Kare halka bir rezonatöre ait giriş çıkış besleme hatları 180° 'lik açı ile konumlandırıldığı durumda, ilgili rezonatöre ait yük dağılım grafiği Şekil 1.3b’de verilmiştir.

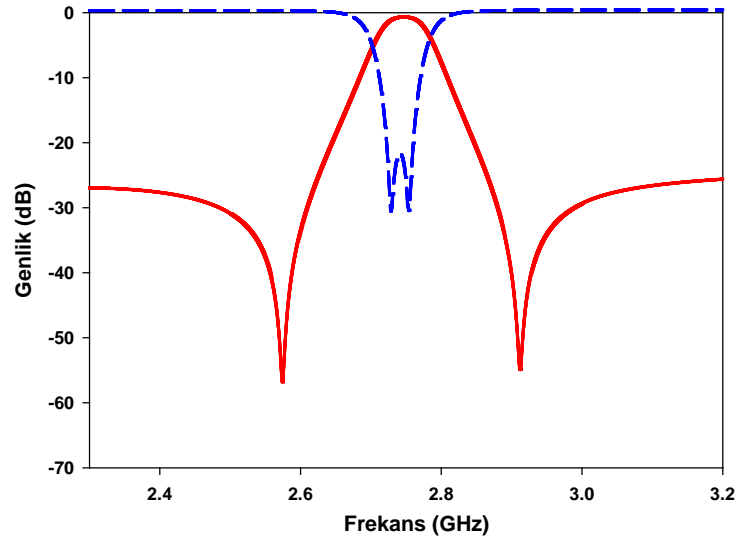


Şekil 1.3 : Kare halka rezonatöre ait yük dağılım grafiği.

Hsieh ve Chang (2000)'deki çalışmada ise, tek kuplaj aralığına sahip yapılarla gerçekleştirilen yeni bir mikrodalga dual mod eliptik fonksiyon band geçiren filtre önerilmektedir. Bu yapıda çıkış kapısı besleme hattı halka rezonatöre direk olarak bağlanmıştır. Bu yapı, iki kuplaj aralığına sahip konvansiyonel halka rezonatörden farklıdır. Kuplaj aralığı halka rezonatörün performansını etkiler. Küçük aralık için, besleme hatları ile halka rezonatör arasındaki kuplaj artmakta ve halka rezonatörün araya girme kaybı azalmaktadır. Büyük aralık için kuplaj azalmakta ve halka rezonatör yüksek bir araya girme kaybı göstermektedir. aralık, halka rezonatörün rezonans frekansını da etkiler. Aralık azalırken, rezonans frekansı artar. Ancak, belirli bir aralık değerinden sonra rezonans frekansı fazla değişmez. Halka rezonatördeki alan bozulması, tek kuplaj aralığı durumunda iki kuplaj aralıklı duruma göre daha azdır. Tek kuplaj aralığı halka rezonatörün araya girme kaybını azalttığından daha fazla mikrodalga güç iletimi sağlamaktadır. Köşe bölgeye ilave edilen hat parçası band geçiren filtre için dual mod ve eliptik fonksiyon özelliği kazandırmaktadır. Aynı zamanda bu ilave parça, araya girme kaybını, dönme kaybını ve band genişliğini etkileyen kritik bir elemandır. (Hsieh ve Chang, 2000).

Mikroşerit halka rezonatörler küçük boyut, dar band ve düşük imalat masraflarını içeren birçok çekici özelliklere sahiptir. Halka rezonatörler osilatörlerin, mikserlerin, filtrelerin vb. devrelerin tasarımı için kullanılmaktadır. Halka rezonatörlerle gerçekleştirilen konvansiyonel iki kapılı filtre yapıları yüksek araya girme kaybı gösterirler. Bunun nedeni, besleme hatları ve halka rezonatör arasındaki kuplaj kaybıdır. Besleme hatları ve halka rezonatör arasındaki kuplaj halka rezonatörün performansını son derece etkileyen önemli bir parametredir. Sıkı kuplaj ve düşük araya girme kaybı elde etmek üzere farklı konfigürasyonlar gerçekleştirilebilir (Hsieh ve Chang, 2000, Mansaur ve diğ., 2000).

Tek rezonatör kullanılarak gerçekleştirilen dual-mod filtrelerde, uygun Q kalite faktörü ve k kuplaj katsayısı değerlerinde elde edilen frekans cevabında (Örnek bir frekans cevabı Şekil. 1.4'de verilmiştir) geçme bandı içerisinde iki kutup oluşur. Bu nedenle, tek rezonatörle gerçekleştirilen dual-mod filtreler iki kutuplu filtre olarak tanımlanmaktadır.



Şekil. 1.4 : Dual-mod filtreler için örnek bir frekans cevabı.

İki rezonatör kullanılarak gerçekleştirilen bir dual-mod band geçiren filtrede geçme bandı içerisinde dört kutup oluşur. Böyle bir filtre, dairesel veya kare rezonatörler kullanılarak gerçekleştirilebilir. Bu yapılar konvansiyonel dual-mod Chebyshev filtrelerdir.

Son on yılda, mobil telefonlar ve diğer telsiz haberleşme sistemleri gibi ticari ürünler boyut ve masraf azaltılmasıyla geliştirilmektedir. Bu gelişmelerin büyük bir kısmı yeni tip band geçiren filtre yapılarının geliştirilmesiyle sağlanmıştır. Band geçiren filtrelerde kullanılan dual mod mikroşerit halka rezonatör düşük masraf, minyatür boyut, kolay imalat ve dar band genişliğine sahip olduğundan arzu edilen bir konfigürasyondur. Wolff (1972), Fredziuszeko ve diğ. (1996)'da ticari uydu haberleşme sistemlerinde kullanılmak üzere, parça rezonatörlerle gerçekleştirilmiş bazı band geçiren filtreler ve çoğullayıcılar incelenmektedir. Bu çoğullayıcılar araya girme kaybını azaltmak ve keskin tutma bandları elde etmek için HTS ile imal edilmiştir. Zhu ve diğ. (1999)'da ise, mikroşerit kare parça rezonatör kullanılarak elde edilen chebysehev karakteristlikli bir band geçiren filtre önerilmektedir.

Hsieh ve Chang (2001)'de iki parça rezonatör kullanılarak gerçekleştirilen alternatif bir filtre yapısı önerilmektedir. Önerilen filtre, konvansiyonel Chebyshev band geçiren filtre ile karşılaştırıldığında %75 boyut indirgeme sağlanmaktadır.

Herhangi bir dairesel dual mod rezonatörün eşdeğer devresi bir paralel hat modeliyle temsil edilebilir. Bir dairesel dual mod rezonatör, kuplaj için dahili alan bozulmasına

ve pozisyonuna göre dört tipte sınıflandırılabilir. Çift ve tek mod için rezonans frekansları sırasıyla, açık ve kısa devre sınır şartlarının simetri düzleminde yerine konulması ile kolayca elde edilmektedir. Alan bozulması ile elde edilen Δf frekans kayması, f_0 rezonans frekansı ile karşılaştırıldığında yeterince küçüktür. Bu nedenle, her bir rezonans şartı $\Delta f / f_0$ oranı kullanılarak birinci dereceden bir bağıntı ile tanımlanabilir. Daha sonra, alan bozulmasıyla elde edilen rezonans frekansı,

$$f_c = \frac{f_0 - f_e}{2} \quad (1.1)$$

ile hesaplanır. Burada f_0 ve f_e sırasıyla tek ve çift mod rezonans frekanslarıdır. f_c ler her bir tip için ayrı ayrı Awai ve Yamashita (1997)'de verilmektedir, f_c 'ler ifade edilen alan bozulması pozitif olduğu sürece (yani alanın artması durumu) orijinal değerinden azalmaktadır. “B” ve “X” eşdeğer transmisyon hattının karakteristik empedans ve admintansı ile bölünerek elde edilen normalize suseptans ve reaktanslardır. Bu suseptans ve reaktanslar, alan bozulması yani iki dejenere modun uyarılması için kullanılan ilave parçaları temsil etmektedir.

İki dejenere mod arasındaki kuplaj katsayısı;

$$k = \frac{2|f_0 - f_e|}{f_0 + f_e} \quad (1.2)$$

verilir. Farklı devre modelleri için benzer kuplaj katsayısı ifadeleri Awai ve Yamashita (1997)'de verilmektedir. Bir rezonatörün harici bir devreye bağlanması durumunda, kuplaj katsayısı genel olarak harici Q kalite faktörü ile ifade edilir. İlave parçaların tamamı rezonatörlerden kaldırıldığında harici Q kalite faktörü yaklaşık olarak;

$$Q_e = \left. \frac{\omega_v dB}{2G_n d\omega} \right|_{\omega = \omega_0} \quad (1.3)$$

ile elde edilir. Burada, B giriş suseptansı, G_0 rezonatörün bağlandığı harici devrenin karakteristik admintansı ve ω_0 açısal rezonans frekansıdır.

Awai ve Yamashita (1997)'deki çalışmada, rezonatör bir dairesel transmisyon hattı ile temsil edildiği için harici Q kalite faktörü;

$$Q_e = \frac{\Pi Y_a}{G_0} \quad (1.4)$$

olarak verilmektedir. Burada, Ya dairesel transmisyon hattının karakteristik admitansdır. Şekil. 1.2'de gösterildiği gibi, rezonatör harici devreye bir seri suseptansla bağlandığında Q_e ,

$$Q_e = \frac{1}{g} \left[b - \frac{\omega_v dB}{2G_0 d\omega} \Big|_{\omega_0} \right] \quad (1.5)$$

şeklinde değişir. Kalite faktöründe bilinmeyen ifadeler denklem (1.6) ve (1.7)'de tanımlanmıştır.

$$g = \frac{B_c^2}{G_0^2 + B_c^2} \quad (1.6)$$

$$g = \frac{G_v B_c}{G_0^2 + B_0^2} \quad (1.7)$$

Dual mod rezonatöre ait iki dejenere mod, band geçiren filtrenin uyarılmış olup olmadığına veya dik besleme hatları ile birbirine kuplajlı olup olmadığına anlaşılması için, dual mod rezonatörlerin içine çeşitli perturbasyon elemanlarının eklenmesi suretiyle kullanılırlar.

Bilindiği gibi bir dual mod, band geçiren filtre besleme hatları ve çıkıntıları tam anlamıyla tasarlandığı takdirde Chebyshev, eliptik veya quasi-eliptik filtre cevapları verebilir. Dejenere modlar arasındaki kuplajın niteliğini belirleyen temel faktör, perturbasyon elemanının tipi ve büyüklüğüdür. Örneğin; eğer dual mod, mikroşerit, karesel yama perturbasyonlu rezonatörden oluşan bir dual band filtrenin köşesinde karesel kesik perturbasyon mevcut ise filtre tipi Chebyshev'e döner, ya da eğer aynı rezonatörde, dış kısma tutturulan küçük iletken yama perturbasyon elemanı söz konusu ise filtre karakteristiği eliptiğe döner. Yani perturbasyon tipi kuplaj tipinin indüktif ya da kapasitif olmasını belirler.

Eğer perturbasyon elemanı bir karesel kesik parça ise indüktif bir kuplaj etkisi; eğer köşedeki bir karesel yama parçası ise kapasitif bir kuplaj etkisine yol açar.

Kısaca kuplaj tipini perturbasyon elemanının şekli belirler. Bu dual mod filtreler için bir dezavantaj olarak kabul edilebilir. Çünkü zaman zaman perturbasyon elemanları, filtrenin büyüklüğünde gözle görülür bir artışa neden olabilirler. Eğer referans elemanlara göre perturbasyon büyüklüğü iyi ayarlanabilirse dual mod rezonatöre ait dejenere modlar arasındaki kuplaj tipi de uygun bir şekilde ayarlanmış olacaktır.

Görür (2004)'de dual mod mikroşerit rezonatörler için yeni bir perturbasyon düzenlemesi önerilmektedir. Bu düzenleme şekli perturbasyon büyüklüğünün değiştirilmesi suretiyle dual mod rezonatörün dejenere modları arasında iki çeşit kuplaj karakteristiğine tasarımda yer verilmesini amaçlayan bir düzenlemedir. Önerilen dual mod rezonatör kullanılarak tasarlanacak olan dual band, band geçiren filtreye ait frekans cevabının doğrulanması için hem Chebyshev hem eliptik filtre karakteristiği gösteren bir dual mod mikroşerit filtre önerilmiştir. Önerilen metotta transmasyon sınırları eklenirken veya çıkarılırken yani tasarım esnasında, geçiş bandı cevabı korunacaktır. Görür (2004)'de önerilen filtrenin kullanılmakta olan filtrelerden farkı, yalnızca dual mod rezonatör kullanılması suretiyle hem eliptik hem de Chebyshev filtre karakteristiklerinin bir arada elde ediliyor olmasıdır. Eliptik ve Chebyshev filtre cevapları yalnızca perturbasyon büyüklüğünün değiştirilmesi suretiyle elde edilebilmektedir. Genel olarak şu kanıya varılabilir ki; tüm Chebyshev ve eliptik filtre karakteristiklerini bir arada gösterebilen mikroşerit dual band band geçiren filtreler dual mod mikroşerit halka rezonatörleri kullanılarak tasarlanabilir.

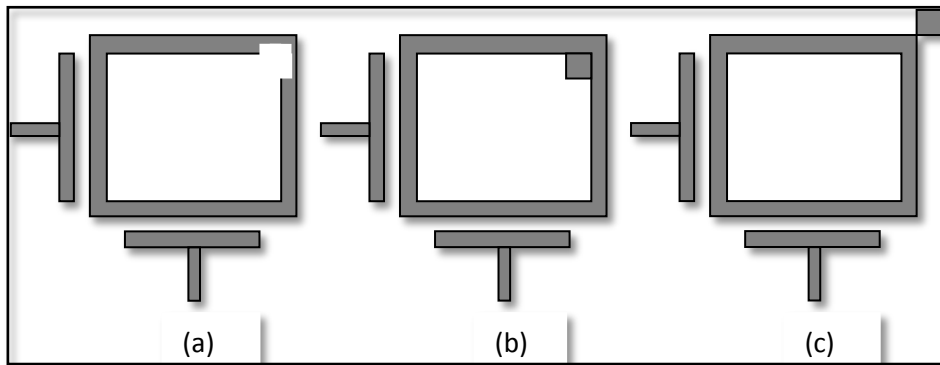
Dual mod rezonatörlerdeki çok çeşitli perturbasyon elemanı tipi önceden de dejenere modların uyarılması için kullanılmaktaydı. Köşelerden parça kesmek ve köşelere iletken yamalar yapmak suretiyle yapılan perturbasyon çeşitleri en yaygın olanlardır. Bu tür perturbasyon çeşitleri simetrik olmaları, uygulanabilirliklerinin kolay olması, tekrarlanabilir olmaları gibi avantajlara sahip olmalarından dolayı rağbet görmektedirler.

Daha önce de üzerinde durulduğu gibi perturbasyon şekli ve büyüklüğü dual mod rezonatörlerin dejenere modları arasındaki kuplaj tipini belirlemektedir. Bununla beraber kuplaj tipinin indüktif veya kapasitif oluşu filtre karakteristiğinin tipini (eliptik veya Chebyshev) belirleyen faktör olduğundan tasarımda oldukça önemli bir yere sahiptir. Tasarım aşamasında tam dalga EM simülatör kullanılıyor olmasının başlıca nedenlerinden bir tanesi dejenere modlar arasındaki kuplaj tipini belirlemektir.

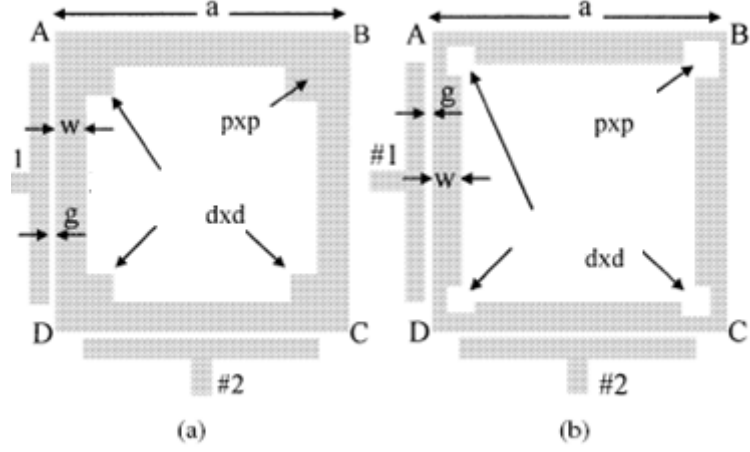
Rezonatör üzerindeki yük dağılım şekli de kuplajın şiddetini ve tipini belirleyen faktörlerdendir. Dual mod rezonatöre ait yüklenme yoğunlukları, devre herhangi bir perturbasyon elemanı içermediğinde özdeş olacaktır. Yani bu perturbasyon elemanı içermeyen dual mod çevrim rezonatörünün dejenere modları arasında herhangi bir kuplaj mevcut olmayacaktır. Fakat simetri eksenini göz önünde bulundurularak B ve D köşelerinden karesel bir parçanın kesilerek çıkarılması (Şekil 1.5a) bir perturbasyon etkisi yaratacak ve rezonatörün birim uzunluğundaki indüktansın artmasına neden olacaktır. Böylece rezonatör üzerinde indüktif etki hâsıl olacaktır. Bu etki ise dejenere modlar arasında indüktif kuplajın oluşmasını sağlayacaktır. Bu etkinin derecesi perturbasyon büyüklüğü değiştirilerek ayarlanabilir.

Eğer Şekil 1.5b ve c'de görüldüğü gibi küçük bir iletken yama parçası simetrik eksen göz önünde bulundurulmak suretiyle kare halka rezonatörün üst köşelerinden birine eklenirse, rezonatörün birim uzunluğundaki kapasite artacaktır. Çünkü yama perturbasyonu yapılan köşelerdeki yük yoğunlukları artacaktır. Kapasitif etkinin miktarı perturbasyon büyüklüğü ile oynanarak değiştirilebilir.

Sonuç olarak anlıyoruz ki; dual mod rezonatörün dejenere modları arasındaki kapasitif kuplaj iletken bir yamanın perturbasyon elemanı olarak kullanılması ile; indüktif kuplaj ise perturbasyon olarak bir köşeden bir parçanın kesilip çıkarılmasıyla elde edilebilir. Bu yüzden perturbasyon olarak köşeden bir parçanın çıkarılmasıyla Chebyshev filtre karakteristiği, perturbasyon olarak küçük bir iletken yamanın devreye eklenmesi ile de eliptik filtre karakteristiği elde edilmektedir.



Şekil 1.5 : Kare halka rezonatördeki perturbasyon tipleri.

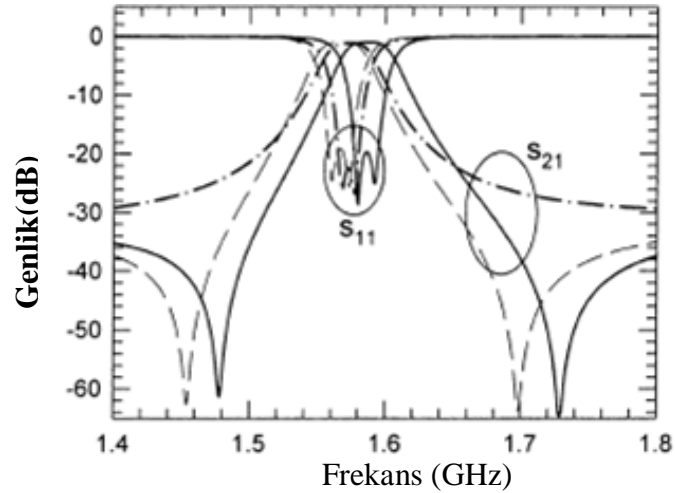


Şekil 1.6 : Kare halka rezonatörün boyutlandırması.

Perturbasyon düzenlemesine eklenecek olan 3 karesel yama parçası dual mod rezonatöre ait temel rezonans frekansının artmasına yol açacaktır.

Literatüre bakıldığında basit dual mod halka rezonatörlerde yama parçalarının halka rezonatöre ait ortalama çevre uzunluğunu azalttığı dolayısıyla rezonans frekansını artırdığı görülmektedir. Rezonatörün iç kısmından çıkarılan karesel kesikler ise rezonatörün ortalama çevre uzunluğunda az da olsa bir artışa yol açarak rezonans frekansında bir azalmaya neden olmaktadır.

Sonuç olarak köşeleri kesik parça perturbasyonlu bir rezonatöre ait rezonans frekansını yama perturbasyonlu rezonatörden daha düşük bir rezonans frekansına sahiptir.



Şekil 1.7 : Dual mod kare halka rezonatöre ait frekans cevabı.

Şekil 1,7'deki frekans cevabında sürekli çizgiler içerden yama perturbasyonlu dual mod filtreye ait frekans cevabını, kesikli çizgiler dışarıdan yama perturbasyonlu dual

mod filtreye ait frekans cevabını, kesikli noktalı çizgiler ise kesik köşe parça perturbasyonlu dual mod filtreye ait frekans cevabını temsil eder.

Ayrıca değinilmesi gereken bir diğer nokta da yama tipi perturbasyonun dual mod halka rezonatörün iç kısmına uygulanabildiği gibi dış kısmına da uygulanabiliyor olmasıdır. Fakat yama tipi perturbasyonun içe veya dışa uygulanmasının filtre karakteristiği üzerinde herhangi bir etkisi yoktur. Çünkü her iki durumda da perturbasyon şekli aynı kalacağından kuplaj etkisi yine kapasitif olacak ve kuplajın kapasitif olması sonucunda da filtre cevabı eliptik olarak gözlenecektir.

Sonuç olarak şu söylenebilir ki, filtre karakteristiğinin belirlenmesindeki temel etken dual mod rezonatörün dejenere modları arasındaki kuplaj karakteristiğidir.

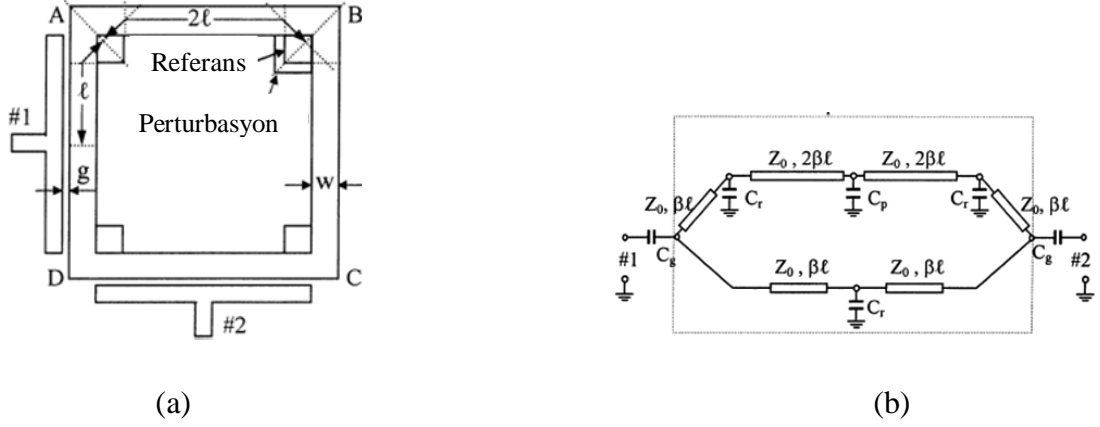
Ayrıca Şekil 1,7’de üç filtreye ait merkez frekanslarda oluşan farklılığın temel nedeni ise çevrim rezonatörlerin ortalama çevre uzunluklarında perturbasyon elemanlarından kaynaklanan farklılıklardır. Görür (2004)’de önerilen 4 köşesi yama perturbasyonlu veya 4 köşesi kesik perturbasyonlu dual mod filtrenin tasarımının gerçekleştirilmesi için kesik perturbasyon elemanları veya yama perturbasyon elemanlarının rezonatöre bağlanırken, giriş ve çıkış portları ile aralarındaki açı miktarının 45° veya 135° olması sağlanmıştır. Bu ayarlama ile dejenere modlar üzerinde istenilen organizasyon elde edilmeye çalışılmıştır. $p > d$ olduğu durumda induktif kuplaj, $p < d$ olduğu durumda kapasitif kuplaj elde edilmiştir. $p < d$ olduğu durumda filtre Chebyshev karakteristiği; $p > d$ olduğu durumda ise eliptik karakteristik göstermiştir. p ve d uzunlukları Şekil 1.6’da görülmektedir. Filtrenin eliptik karakteristik gösterdiği durumda transmisyון sıfırları geçiş bandının iki yanına da dağılmaktadır.

Perturbasyon elemanının büyüklüğüne bağlı olarak transmisyון sıfırlarının yerleri hesaplanırken en basit transmisyון hattı modelinden yararlanılır.

Şekil 1.6’da dual mod filtre konfigürasyonuna ait eşdeğer transmisyון hat modeli görülmektedir. Burada giriş ve çıkış portları arasında iki tip propagasyon yolu mevcuttur. Rezonatörün toplam boyu aşağıdaki formülle verilir:

$$L = L_u + L_1 = \lambda_g \quad (1.8)$$

Denklem 1,8'de L_u = Üst çevrim yolunun uzunluğu, L_1 = Alt çevrim yolunun uzunluğu, λ_g = Temel rezonans frekansındaki kılavuz dalga boyunu temsil eder.



Şekil 1.8 : a) Dual mod filtre konfigürasyonu b) Eşdeğer transmisyon hat modeli.

A, C ve D köşelerindeki referans yama parçaları C_r kapasitesi olarak modellenebildiği gibi B köşesine eklenen perturbasyon elemanı da C_p kapasitesi olarak modellenebilir. Dejenere modlar arasındaki kuplaj tipi C_p kapasitesinin değeri ile yani perturbasyon büyüklüğü ile belirlenebilir. Halka rezonatörü alt ve üst bölmelerden oluşan paralel bir devre özelliği gösterir. Bu halka rezonatöre ait Y parametreleri giriş ve çıkış portlarını birbirine bağlayan rezonatöre ait alt ve üst yollardan elde edilir.

Toplam transfer admitansı ABCD ve Y parametreleri kullanılmak suretiyle transmisyon hattı modelinden aşağıdaki gibi elde edilir:

$$Y_{21}^t = Y_{21}^1 + Y_{21}^u = \frac{1}{Z_{21}^u} + \frac{1}{Z_{21}^1} \quad (1.9)$$

$$Z_{21}^u = -iZ_0 \left[\begin{array}{l} \sin(2\beta l) - 2b_r \sin(\beta l) \sin(5\beta l) - \\ b_p \sin^2(3\beta l) + b_r (\sin(\beta l))^2 \sin(4\beta l) + \\ 2b_r b_p \sin(\beta l) \sin(2\beta l) \sin(3\beta l) - Z_0 (b_r b_p \sin(\beta l) \sin(2\beta l))^2 \end{array} \right] \quad (1.10)$$

$$Z_{21}^1 = -iZ_0 [\sin(2\beta l) - b_r \sin^2 \beta l] \quad (1.11)$$

$$b_r \frac{wC_r}{Y_0} \quad (1.12)$$

Denklemlerde $Z_0 = 1/Y_0$ halka rezonatöre ait karakteristik empedansı sembolize eden formüldür. w , açısal frekanstf; kaypsız propagasyon sabitidir, b_r ve b_p değerleri perturbasyon ve referans elemanlarına ait normalize suseptans değerleridir. l uzunluğu ise Şekil 2.3.'de gösterilmiştir. Referans veya perturbasyon elemanlarına ait eşdeğer kapasite C_i ($i = r$ veya p) değerleri yaklaşık olarak aşağıdaki şekilde bulunabilir.

$$c_i = \sqrt{2}c_0 \quad (1.13)$$

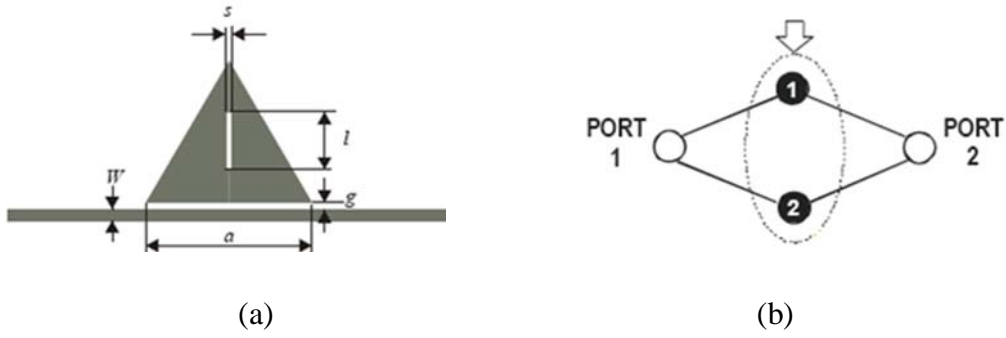
$$c_0 = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{h} F \quad (1.14)$$

S : Referans veya perturbasyon elemanına ait yüzey alanı, H : Substratın kalınlığı, ϵ_0 :Boşluğun dielektrik sabiti, ϵ_r : Substrata ait izafi dielektrik sabiti $\sqrt{2}$: Dik açılı bükümlerdeki artık kapasite değerleri olarak ifade edilebilirler.

Sonuç olarak; Görür (2004)'de yapılan alışılagelmiş dual mod mikroşerit halka rezonatörün dört köşesine karesel yama parçaları eklemek ya da dört köşesinde karesel yama kesikleri oluşturulmak suretiyle yeni bir dual mod mikroşerit rezonatör modeli oluşturmaktadır. Kuplajı oluşturacak, dört köşeye eklenen elemanlardan birisi rezonatörün kuplaş ekseni ile 135(ve ya 45°) yapacak noktaya yerleştirilir ve bu parça perturbasyon elemanı olarak kullanılır. Bu modelde perturbasyon elemanlarının büyüklüğü ile değişen birisi eliptik diğeri Chebyshev olmak üzere iki tip filtre karakteristiği gözlenmektedir.

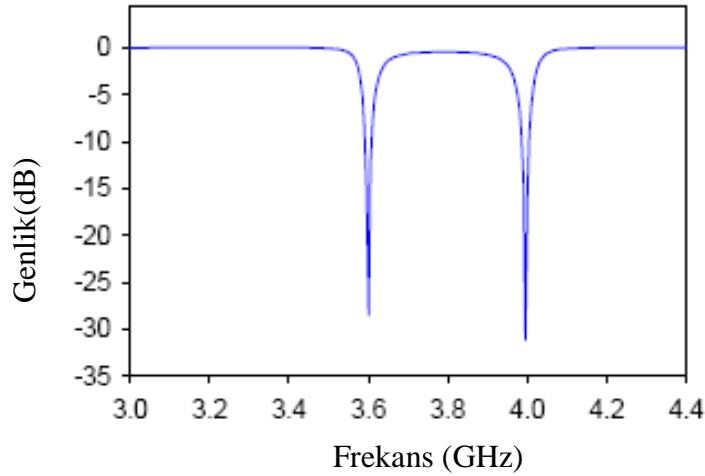
Kapasitif özellikli kuplaj geçiş bandının alt ve üst kısımlarında birer transmisyon sıfırı oluştururken, indüktif özellikli kuplaş bu transmisyon sıfırlarının etkilerini yok etmiştir. Bu sonuç basit transmisyon hat modeli kullanılarak da doğrulanmıştır. Önerilen filtre tipinin sağladığı en büyük kolaylık, istenilen filtre karakteristiğinin pratik olarak gerçekleştirilmesine imkân sağlıyor olmasıdır.

Hong (2005)'de ilk kez üçgensel yama tipi rezonatörler ile tasarlanan bir mikroşerit dual mod band durduran filtre tasarımı üzerine çalışılmıştır. Bu çalışmada tek veya çift sayıda yama parçaları kullanılarak tasarlanan mikroşerit dual mod band durduran filtrelere yer verilmiştir. (Şekil 1.9).



Şekil 1.9 : Dual mod band durdurucu a) Topoloji b) Kuplaj tipi.

Şekil 1.9b'den de görüldüğü gibi Şekil 1.9a'da kullanılan dual mod üçgensel yama rezonatörünün iki modu arasında herhangi bir kuplaj mevcut değildir. İki mod da giriş (port.1) ve çıkış (port.2) portlarına paralel olarak kuplajlandırılmışlardır. Sonucunda da iki paralel işaret kanalı meydana gelmiştir. Genelde dar band, band durdurucu filtreler (çentik filtreler) Şekil 1.10'da görüldüğü gibi iki ayrı rezonans frekansına sahiptir.

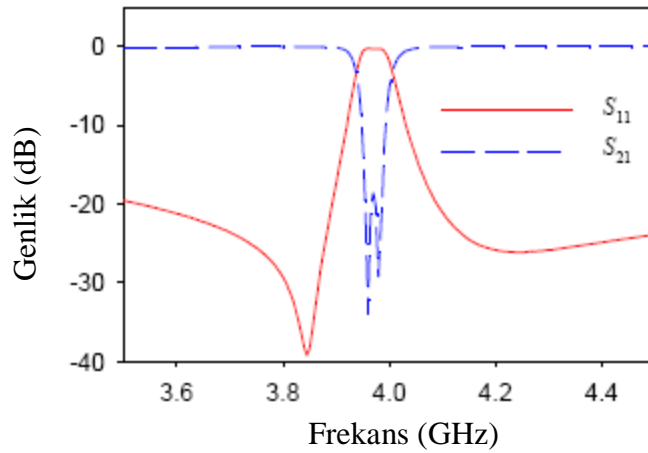


Şekil 1.10 : Tekli yama perturbasyonlu dual mod filtreye ait tipik dual band durdurucu frekans cevabı

Mod-1 çift, Mod-2 tek moddur. Öyle gözüküyor ki bu modlar ana transmisyon hattı ile kuplajlandırıldıklarında Mod-1 açık devre, Mod-2 kısa devre gibi davranmaktadır. Böylece ikisi de kendine ait rezonans frekansında iletimi durdurmaktadırlar. Rezonans frekansları rezonatör içinde açılan yarığın boyu ile oynanarak kolayca ayarlanabilmektedir.

Yalnız unutulmamalıdır ki; yarığın boyunu değiştirmek yalnızca tek olan modun rezonans frekansını değiştirmekte; çift olan modun rezonans frekansı bundan hemen hemen hiç etkilenmemektedir. Mod-1 rezonans frekansı ile Mod-2 rezonans frekansı birbirine yaklaştırılarak tek tutma bandına sahip bir band tutan filtre elde edilebilir. Şekil 1.11’de bu tarz bir filtreye ait EM simülasyon sonucu görülmektedir. Sonuç olarak tek yamalı dual mod band tutan filtrenin yüksek seçiciliğe sahip mükemmel bir karakteristik gösterdiği apaçık ortadadır.

Bu seviyede bir seçiciliğe literatürdeki 2 kutuplu Chebyshev filtrelerle ulaşmak mümkün değildir. Bu denli yüksek seçiciliğe sahip, bir filtre cevabının açıklanabilmesi için tek yamalı dual mod band tutan filtreye ihtiyaç duyulmuştur.

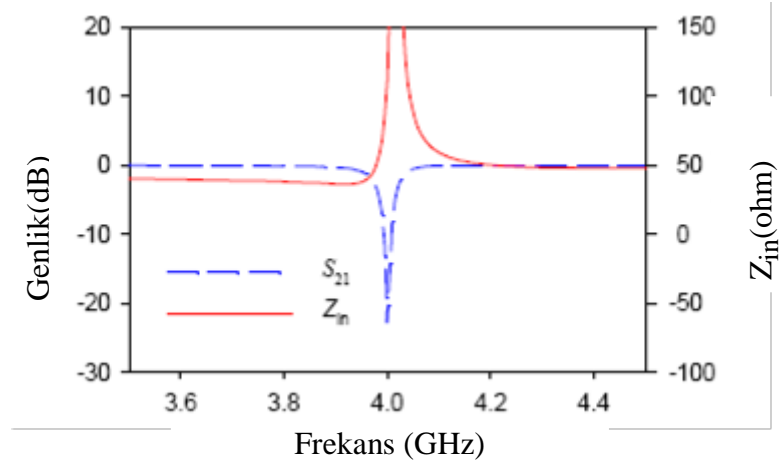


Şekil 1.11 : Tek parça yamalı dual mod band tutan filtreye ait frekans cevabı.

Şekil 1,9’da görülen dual mod rezonatör ortadaki simetri ekseninden ikiye bölünür ve bir parçası rezonatörden ayrılırsa gerçekleştirilir. Mod-1 frekansı yarıya düşer. Ortadan ikiye bölünerek elde edilen dual mod rezonatöre ilişkin elde edilen yük dağılımından yarım rezonatörün ana hat ile kuplajlandırıldığını ve rezonans frekansında açık devre gibi davranarak iletimi durdurduğunu anlaşılabilmektedir.

Ayrıca Hong (2005)’de ortadan ikiye parçalanmış dual mod rezonatör ile ortadan ikiye parçalanmamış dual mod rezonatörün band tutma frekanslarının eşit olduğu da gösterilmiş ve çift yamalı dual mod band tutan filtre incelenmiştir. (Şekil 1.12).

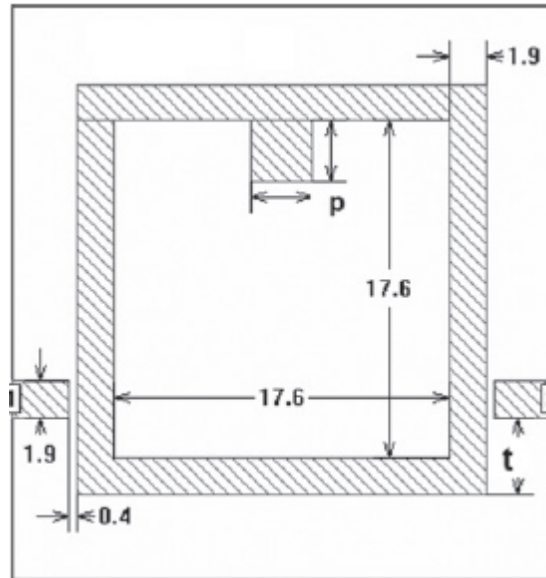
Çift yamalı dual mod filtre durumunda elde edilen sonuç tek yamalı dual mod band tutan filtre ile karşılaştırıldığında seçiciliğin arttığı, band tutma genişliğinin seçilim ve band içi kayıpların sabit tutulmak suretiyle arttığı sonucuna varılmıştır.



Şekil 1.12 : Dual mod rezonatörün yarısı kullanılarak elde edilen band tutan filtreye ait frekans cevabı.

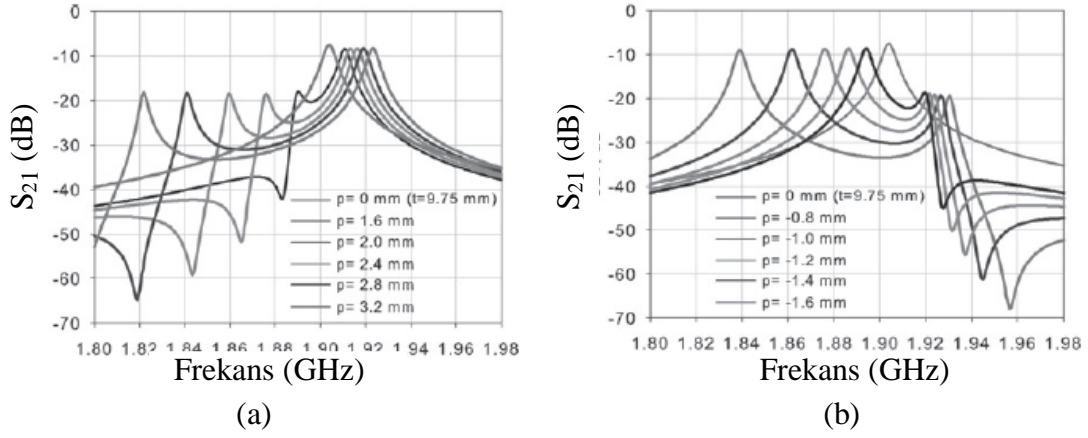
Eryılmaz ve diğ. (2007)'de asimetrik frekans cevabına sahip yeni bir mikroşerit kare halka rezonatör yapısı önerilmektedir. Bu çalışmada önerilen yapı üzerinde dejenere modlar arasındaki kuplajın perturbasyon etkisi ile değişimi incelenmiştir.

Önerilen yapıda (Şekil 1.13) literatürdekinden farklı olarak besleme hatları birbirine dik değil, 180° 'lik açı yapacak şekilde yerleştirilmiş olup, yapılan EM simülasyonlarda bu konfigürasyonun etkisi de incelenmiştir. Çalışmada, dual mod rezonatör kullanılarak ikinci dereceden bir band geçiren filtre yapısı elde edilmiş ve bu yapı üstünde transmisyon sıfırlarının kayma özelliği incelenmiştir. Yani yalnızca perturbasyon elemanının boyutları değiştirilmek koşulu ile transmisyon sıfırlarının geçirme bandının bir ucundan diğer ucuna doğru kaydığı gösterilmiştir.



Şekil 1.13 : Eryılmaz ve diğ. (2007)'de önerilen dual mod band geçiren filtre yapısı.

Perturbasyon elemanın pozitif (yama perturbasyon) ve negatifteki (kesik perturbasyon) değerlerine göre zayıf kuplajda frekans cevabının değişimi Şekil 1.14a ve b’de görülmektedir.



Şekil 1.14 : a) Pozitif perturbasyon durumu. b) Negatif perturbasyon durumu.

Şekil 1.14’de de görüldüğü gibi negatif ya da pozitif perturbasyon etkisi Mod-I ve Mod-II olarak isimlendirilen dejenere modların ayrışmasına yol açmaktadır.

Pozitif perturbasyon ve negatif perturbasyon durumlarında perturbasyon elemanın boyutundaki değişimden modlardan birinin diğerine göre çok daha fazla etkilendiği görülmektedir.

Pozitif perturbasyon durumunda, perturbasyon elemanın boyutu değiştiğinde bu durumdan Mod-I rezonans frekansı aşırı etkilenirken ve sonucunda değişme gösterirken, Mod-II rezonans frekansı hemen hemen etkilenmemekte ve sonucunda hemen hemen sabit kalmaktadır.

Negatif perturbasyon durumunda durum pozitif perturbasyon durumunun tam tersi olarak cereyan etmektedir. Yani, perturbasyon elemanın boyutu değiştiğinde, bu durumdan Mod-II rezonans frekansı aşırı etkilenirken ve sonucunda değişme gösterirken, Mod-I rezonans frekansı hemen hemen etkilenmemekte ve sonucunda hemen hemen sabit kalmaktadır.

Genel olarak buradan çıkarılacak sonuç, Mod-I ve Mod-II olarak isimlendirilen dejenere modların perturbasyon elemanın pozitif veya negatif yöndeki değişiminden etkilenecek ayrışmasıdır. (Şekil 1.14).

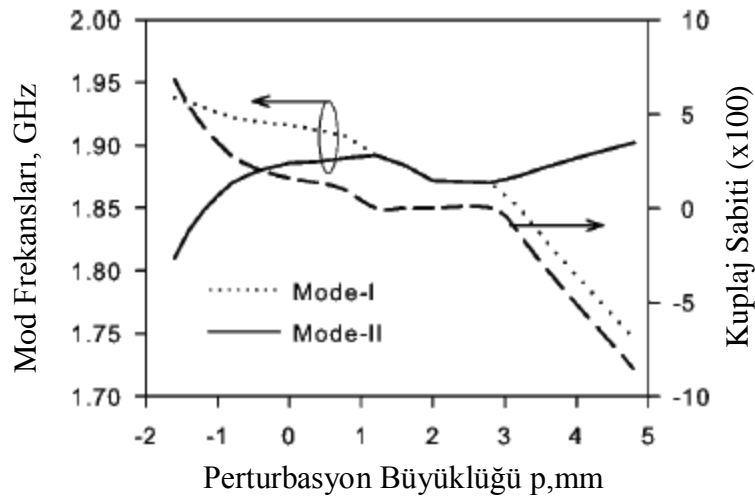
Dejenere modlar arasındaki kuplajın perturbasyon büyüklüğünün bir fonksiyonu olarak değiştiği Şekil 1.15’den de gözlemlenebilir.

Kuplaj sabiti rezonans frekansındaki ayrışma ile meydana gelen 2 modun arasındaki ilişkiden yola çıkılarak Denklem 1.15’deki gibi tanımlanmıştır. Şekil 1.15’de kesikli çizgi ile ifade edilen eğri ölçüm sonuçlarını içermektedir.

$$k = \frac{f_{02}^2 - f_{01}^2}{f_{02}^2 + f_{01}^2} \quad (1.15)$$

Denklemdaki f_{01} ve f_{02} sırasıyla Mod-1 ve Mod-2 frekanslarını ifade eder. Perturbasyon elemanının boyutları $1.0 \text{ mm} < p < 3 \text{ mm}$ aralığında iken iki dejenere mod arasındaki kuplaj sabiti 0’a eşit olup, yalnızca tek mod uyarılmıştır. Şekil 1.15’de de görüldüğü gibi perturbasyon elemanı yokken ($p = 0 \text{ mm}$) iki mod birden uyarılmıştır. Ayrıca $p < 1 \text{ mm}$ durumunda kuplaj katsayısı pozitif bir ivme gösterirken $p > 3 \text{ mm}$ durumunda kuplaj katsayısı negatif bir ivmeyle azalma eğilimi göstermiştir.

Şekilden de görüldüğü gibi önerilen rezonatör 2 farklı karakteristik oluşturmaktadır.

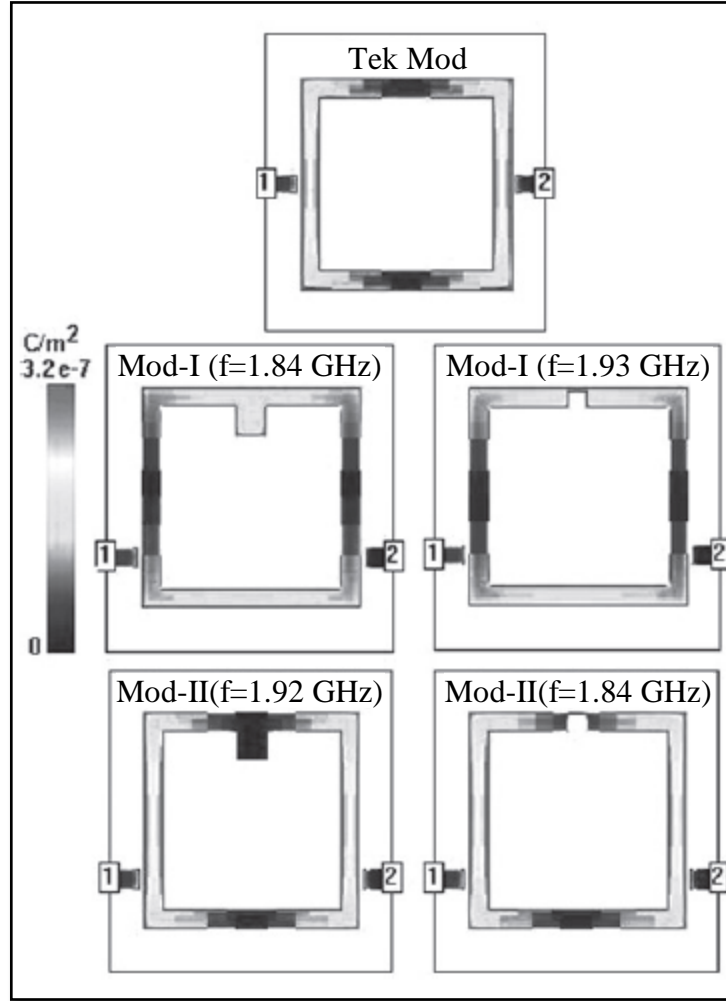


Şekil 1.15 : Kuplaj sabitinin perturbasyon elemanının büyüklüğüne göre değişimi.

Modların perturbasyon etkisi ile zıt değişimi Şekil 1.16’daki yük dağılım grafiklerinde de görülmektedir.

Mod-I frekansında iletim kutuplarının rezonatörün yatay kollarının orta kısmında, iletim sıfırlarının ise rezonatörün düşey kollarının orta kısımlarında bulunduğu görülmektedir.

Mod-II frekansında ise durum Mod-I frekansındaki durumun tam tersidir. Yani, iletim sıfırları rezonatörün yatay kollarının orta kısmında bulunurken iletim kutupları ise rezonatörün düşey kollarının orta kısmında bulunmaktadır.



Şekil 1.16 : Yük dağılım grafikleri.

Şekil 1.16'dan da görüldüğü gibi pozitif perturbasyon durumunda ve yüksek frekanstaki yük dağılımı, negatif perturbasyon durumunda ve düşük frekanstaki yük dağılımı ile aynıdır. Diğer bir deyişle, pozitif perturbasyon durumunda ve düşük frekanstaki yük dağılımı, negatif perturbasyon durumunda ve yüksek frekanstaki yük dağılımı ile aynıdır.

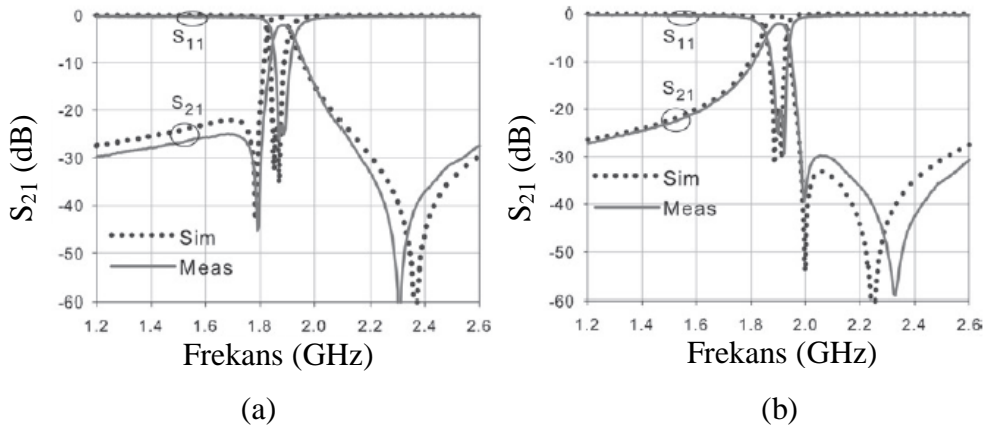
Pozitif perturbasyon durumunda port-1'den verilen sinyal işe eş zamanlı olarak uyarılan Mod-I ve Mod-II rezonatörün alt ve üst kolları boyunca eşit faz hızı ile propagasyona geçerler. Perturbasyon elemanının büyüklüğünün değişimi ile Mod-I faz hızını değiştirirken Mod-II henüz değişimden etkilenmemiştir. Bu farktan dolayı Mod-I Mod-II' den farklı frekanslarda enterferanslara sahip olur ki, bu da sonuçta

dar band geçiren filtre cevabı elde edilmesinin temel nedenini oluşturur. Negatif perturbasyon durumunda da Mod-II Mod-I'den daha çabuk perturbasyon değişiminden etkilenerek rezonans frekansını değiştirir ki yine bu durumda da dar band geçiren filtre cevabı elde edilir.

Perturbasyon elemanının boyutları uygun değerlere ayarlanmak suretiyle, band geçiren filtre cevapları elde etmek mümkündür.

Bu çalışmada elde edilen frekans cevabında dejenere modların uyarılmasıyla sonlu transmisyon sıfırlarının oluştuğu gözlenmiştir. Ayrıca perturbasyon elemanının boyutlarındaki değişiklik transmisyon sıfırlarının konumlarının belirlenmesinde de etkilidir. Bu sonuç, bu çalışmada önerilen yapıda asimetric frekans cevabı elde etmenin temel mantığını oluşturmaktadır.

Çalışma sonucunda elde edilen ikinci dereceden band geçiren filtre cevapları Şekil 1.17'de görülmektedir.



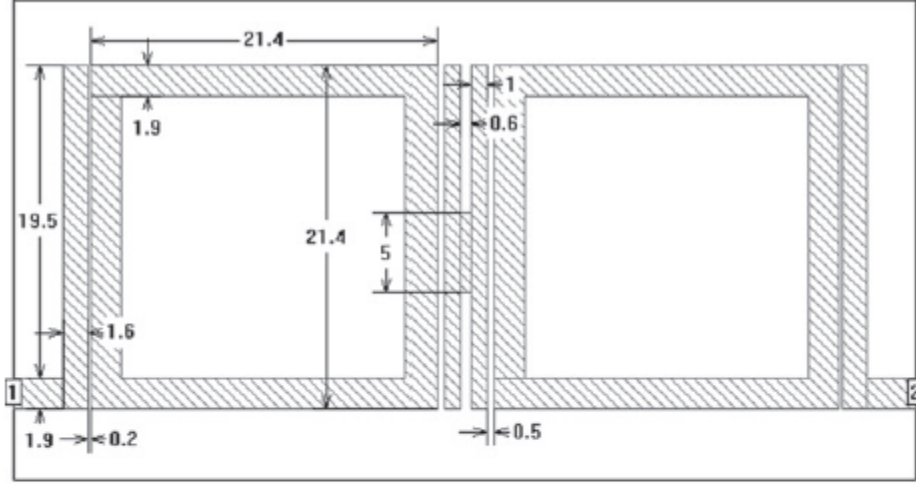
Şekil 1.17 : Ölçüm ve simülasyon sonuçları.

Bu çalışmada, dördüncü dereceden bant geçiren filtre uygulamasına da yer verilmiştir. Dördüncü dereceden ($n=4$) filtre cevabı elde etmek için $n/2$ adet dual mod mikroşerit kare halka rezonatör kullanılmıştır.

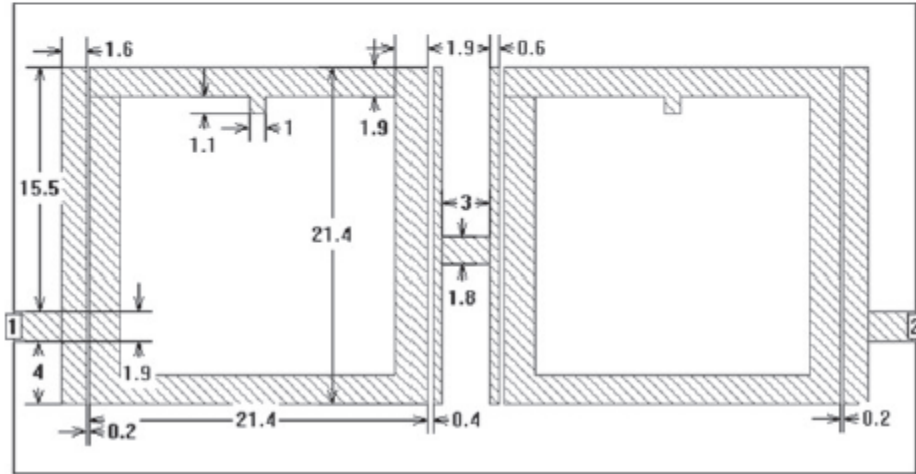
Dual mod rezonatörde birbirine kuplajlı iki dejenere modun konumu istenen geçirme bandını oluşturacak şekilde ayarlanmıştır. Bu ayarlama için perturbasyon elemanının boyutlarındaki değişimin dejenere modlar üzerindeki etkisinden faydalanılmıştır.

Birbirinin aynı iki kare halka mikroşerit dual mod rezonatör birbirine H tipi kuplaj parçası (stub) kullanılarak irtibatlandırılmıştır. Böylece iki rezonatörde aynı modların birbirine kuplajlandırılması önlenmiştir.

Yani, iki rezonatör arasında kullanılan bu H tipi irtibatlama sonucunda birinci rezonatörün Mod-I'i ikinci rezonatörün Mod-II'si ile kuplajlı iken birinci rezonatörün Mod-II'si ikinci rezonatörün Mod-I'i ile kuplajlı olacak şekilde bir konfigürasyon sağlanmıştır. (Şekil 1.18).



(a)

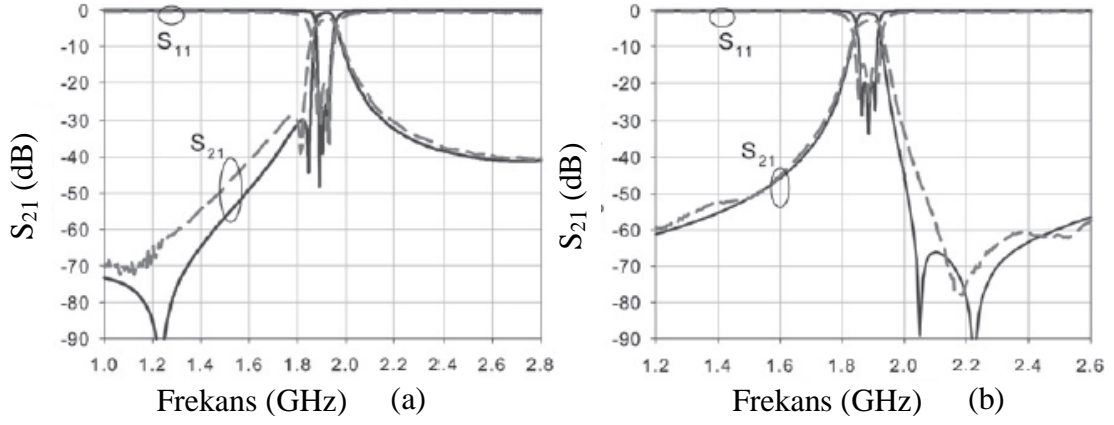


(b)

Şekil 1.18 : Dördüncü dereceden bant geçiren filtre konfigürasyonları.

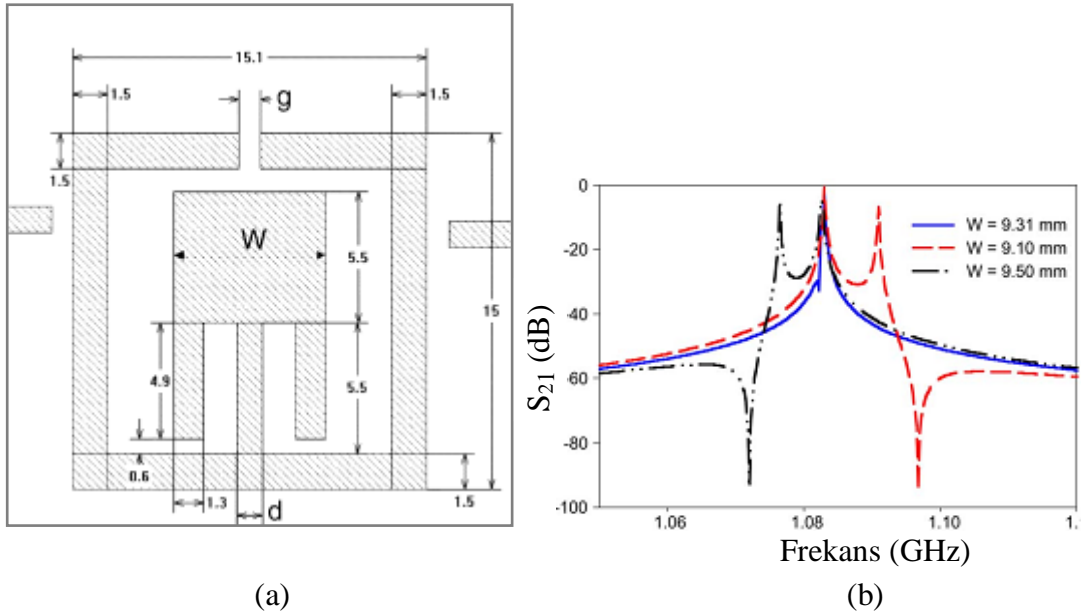
Şekil 1.18a ve b' de önerilen yapılar, geçirme bandının üst kısmında iki transmisyon sıfırı (Şekil 1.19a) ve geçirme bandının alt kısmında iki transmisyon sıfırı olacak biçimde (Şekil 1.19b) cevap vermiştir.

Ayrıca dördüncü dereceden filtre konfigürasyonunda geçirme bandının üst ve alt kısmında iki adet transmisyon sıfırı oluşmasının yanı sıra geçirme bandında üç adet iletim kutbu oluşmuştur.



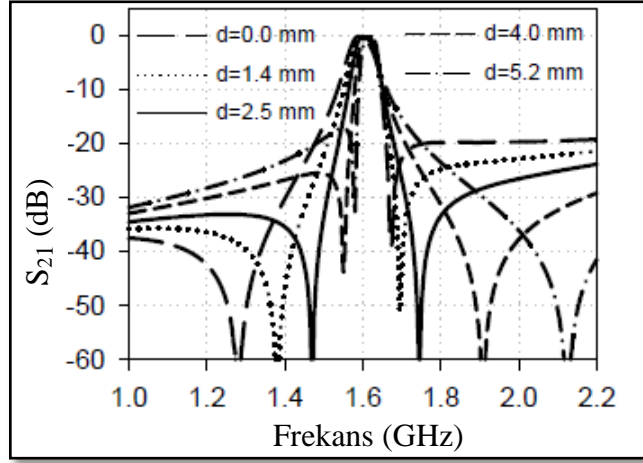
Şekil 1.19 : Dördüncü dereceden bant geçiren filtre konfigürasyonlarına ait frekans cevapları.

Hong (2007)'de dual modlu mikroşerit açık halka rezonatörün minyatürizasyonu ile ilgili bir tasarım üzerinde çalışılmıştır. Bir dual mod rezonatöre ait tek ve çift modları oluşturan sonlu frekans aralıkları saptanmıştır. Bu çalışma, elde edilen asimetric iki kutuplu transmisyon sıfırlarının yerlerinin farklı olarak tespit edildiği frekans cevapları ile desteklenmiştir. Ayrıca filtre derecesinin artırılması ile ilgili çalışmalara da bu kapsamda yer verilmiştir. İlgili filtre konfigürasyonu ve buna ait frekans cevabı Şekil 1.20'de görülmektedir.



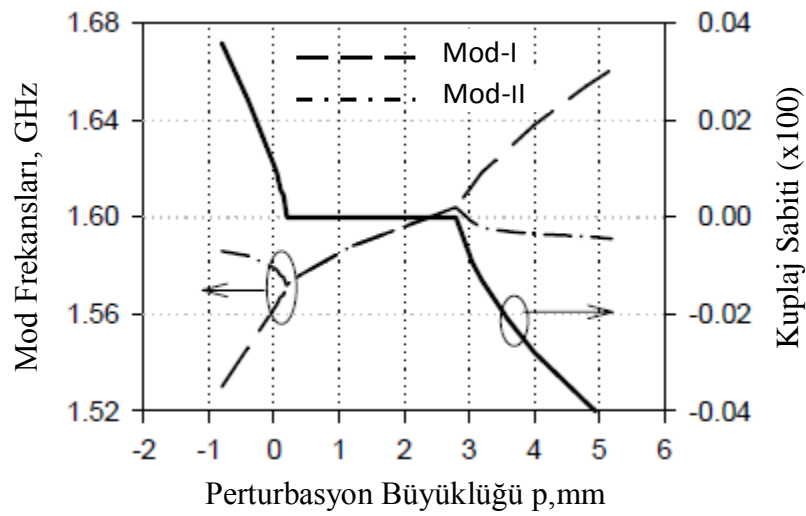
Şekil 1.20 : a) Dual mod filtre konfigürasyonu. b) Frekans cevabı.

Görür ve Karpuz (2007)'de bir tek dual mod rezonatör kullanarak iletim sıfırları sırasıyla kompleks düzlemin reel ve imajiner eksenleri üzerine yerleştirilmiş iki farklı karakteristiğe sahip bant geçiren filtrelerin tasarımı ve gerçekleştirilmesi sağlanmıştır.



Şekil 1.22 : Besleme hatlarının konumunun frekans cevabı üzerindeki etkisi (Perturbasyon sabit, $p=3.05$ mm).

Dual mod filtrelerde mod ayrışımını tetiklemek için rezonatörün I/O kapılarına 135 veya 45°'lik uzaklıklarda perturbasyon etkisi oluşturulur. Bu çalışmada da sxp boyutunda bir iletken parça perturbasyon elemanı kullanılmıştır. Dejenere modlar arasındaki kuplaj ayarı p boyutu değiştirilerek sağlanmıştır. Simülasyon ve ölçümler sonucunda elde edilen, dejenere modlara ait rezonans frekansları Mod-I 'e ait rezonans frekansı f_1 ve Mod-II'ye ait rezonans frekansı f_2 olmak üzere kuplaj katsayısı Denklem 1.15'ten hesaplanır. Farklı perturbasyon boyutlarında ölçülen dejenere modlara ait rezonans frekanslarının ve kuplaj katsayılarının perturbasyon boyutuna göre değişimi grafiğe döküldüğünde elde edilen sonuç Şekil 1.23'de görülmektedir.



Şekil 1.23 : Farklı perturbasyon boyutlarında ölçülen dejenere modlara ait rezonans frekanslarının, kuplaj katsayılarının perturbasyon boyutuna göre değişimi.

Şekil 1.23'ü kısaca açıklamak gerekirse; $0.2 \text{ mm} < p < 2.8 \text{ mm}$ bölgesindeki aralığında iken iki dejenere mod arasındaki kuplaj sabiti 0'a eşit olup, yalnızca tek mod uyarılmıştır.

Perturbasyon yokken $p=0$ durumunda iki dejenere mod birden uyarılarak birbirine kuplajlanmaktadır. Bunun sebebi dual mod rezonatörün kıvrımlı yapısının oluşturduğu doğal perturbasyon etkisidir. Bu doğal perturbasyon etkisi şekilden de görüldüğü gibi $p=0.2 \text{ mm}$ 'lik perturbasyon ile kompanse edilmektedir.

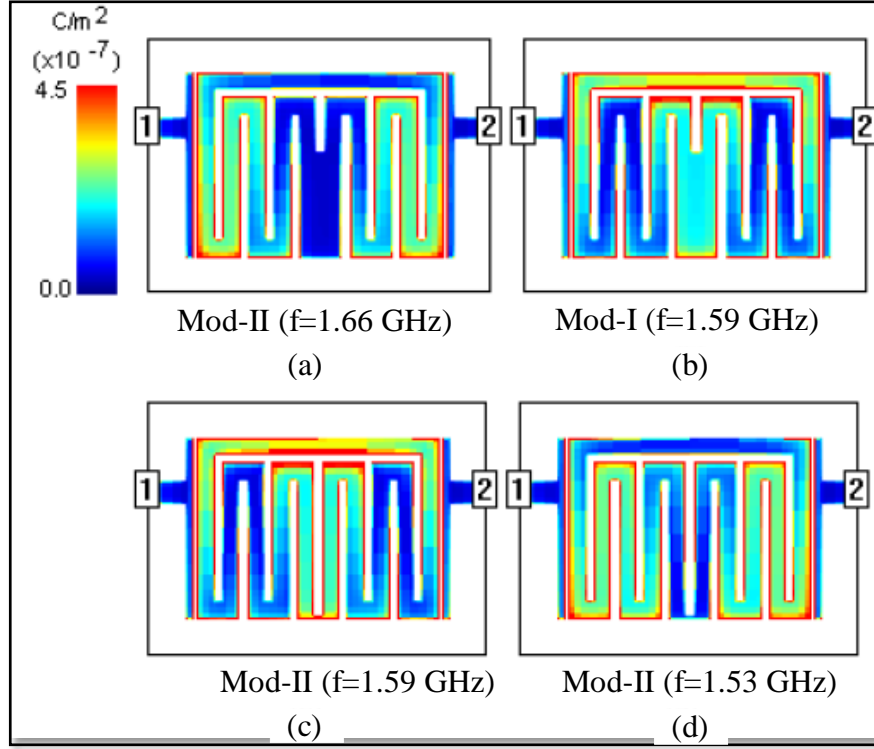
Ayrıca, $p < 0.2 \text{ mm}$ bölgesindeki mod ayrışımı ile $p > 2.8 \text{ mm}$ bölgesindeki ayrışımı modların arasındaki kuplaj çeşidi açısından birbirinden farklıdır. $p < 0.2 \text{ mm}$ bölgesinde, kuplaj manyetik (pozitif) iken $p > 2.8 \text{ mm}$ bölgesinde elektriksel (negatif) kuplajdır. Bunun nedeni, $p < 0.2 \text{ mm}$ için yüksek rezonans frekansına sahip olan modun $p > 2.8 \text{ mm}$ için düşük rezonans frekansına sahip olan moda benzer bir karakteristik göstermesidir. Yani, bu iki frekansın yaklaşık olarak tek mod rezonatörün rezonans frekansı olmasıdır.

Bu durumda, $p < 0.2 \text{ mm}$ 'lik bir perturbasyon boyutu pozitif kuplaj (veya manyetik kuplaj) katsayısına neden olurken, $p > 2.8 \text{ mm}$ 'lik perturbasyon negatif kuplaj (veya elektriksel kuplaj) katsayısına yol açmaktadır. Bunun anlamı ise, iletim sıfırlarının kompleks düzleminin reel eksenine (negatif perturbasyon, manyetik (pozitif) kuplaj, lineer cevap) veya imajiner eksenine (pozitif perturbasyon, elektriksel (negatif) kuplaj, eliptik cevap) üzerinde olması demektir.

Dejenere modların rezonans frekansları ile perturbasyon elemanının boyutu arasındaki ilişkinin anlaşılabilmesi açısından pozitif ve negatif perturbasyon etkisinde önerilen yapının yük dağılım grafikleri incelenmiştir.

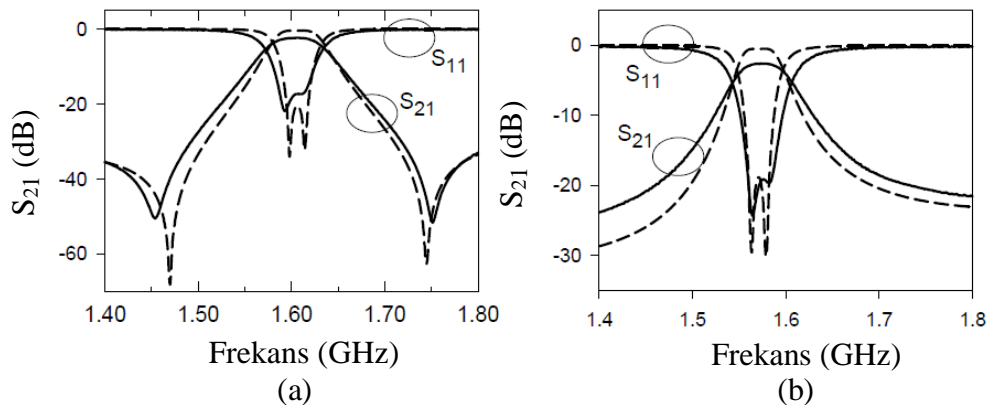
Pozitif kuplaj durumunda yüksek rezonans frekansına sahip modun yük dağılımı ile (Şekil 1.24a) negatif perturbasyon durumunda düşük rezonans frekansına sahip modun yük dağılımları benzerdir. Bu iki yük dağılım grafiği yaklaşık olarak tek mod rezonatörün yük dağılım grafiği ile benzerdir. Bu durumun temel nedeni perturbasyon boyutu değiştirilerek yaratılan perturbasyon etkisinden modlardan birinin diğerine göre daha az etkileniyor olmasıdır.

Pozitif ($p=4.8$) ve negatif ($p=-0.8$) perturbasyon durumunda dejenere modların rezonans frekanslarındaki yük dağılım grafikleri sırasıyla Şekil 1.24a, b ve Şekil 1.24c ve d'de verilmiştir.



Şekil 1.24 : Yük dağılım grafikleri.

Özetle; önerilen yapıda pozitif ve negatif perturbasyon etkisi ile uyarılan dejenere modlar, birbirleri arasında perturbasyon elemanının pozitif olduğu yerde dejenere modlar arasındaki kuplaj negatif (elektriksel), negatif olduğu yerde ise pozitif (manyetik) olmuştur. Bu kuplaj etkisi negatifken filtre reel eksen üzerinde iki transmisyon sıfırı olacak şekilde yani eliptik cevap verirken, pozitifken imajiner eksen üzerinde iki iletim sıfırı olacak şekilde yani lineer faz cevap vermiştir. Çalışma sonucunda elde edilen frekans cevapları Şekil 1.25’de verilmiştir.

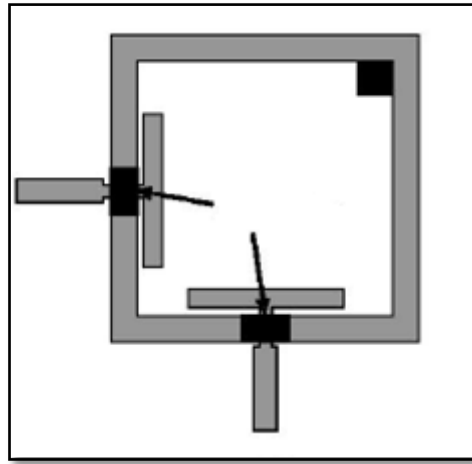


Şekil 1.25 : a) Eliptik faz tipinde filtre frekans cevabı. b) Lineer faz tipinde filtre frekans cevabı.

Karpuz ve Görür (2007)'de mikroşerit dual-band, band geçiren filtre tasarımı için filtre performansını belli bir seviyede tutarak, filtre boyutunun minimize edilmesini sağlayabilecek yeni bir yöntem önerilmektedir. Bu konfigürasyonda önerilen yapı, iki kare halka rezonatörün üst üste konumlandırılmasıyla oluşturulan yeni bir yapıdır. Böylece kare rezonatörlerden birinin kapladığı alandan tasarruf sağlanması yani minyatürizasyon amaçlanmıştır. Kare açık halka stub'lar harmonikleri bastırmaları amacıyla besleme hatlarının sonuna eklenmiştir. (5.5 GHz civarındaki harmoniği yok ederek üst tutma bandını genişletmektedirler.) Her bir karesel rezonatör için transmisyon sıfırlarının konumları, reel ve imajiner ekseninde olmak üzere ayrı ayrı tasarlanmıştır. Bu yapının dezavantajı dual mod rezonatörlerin her ikisinin de kendine ait bir geçirme bandına sahip olmasıdır; iki rezonatörlerin oluşturduğu bu çok katmanlı yapı, filtre gerçekleşmesi ve imalatını da oldukça zorlaştırmaktadır. Her iki rezonatörün de ayrı bir geçirme bandının oluşu ve bu bantların birbirlerine olan etkilerinin ayarlanması oldukça zor bir aşamadır.

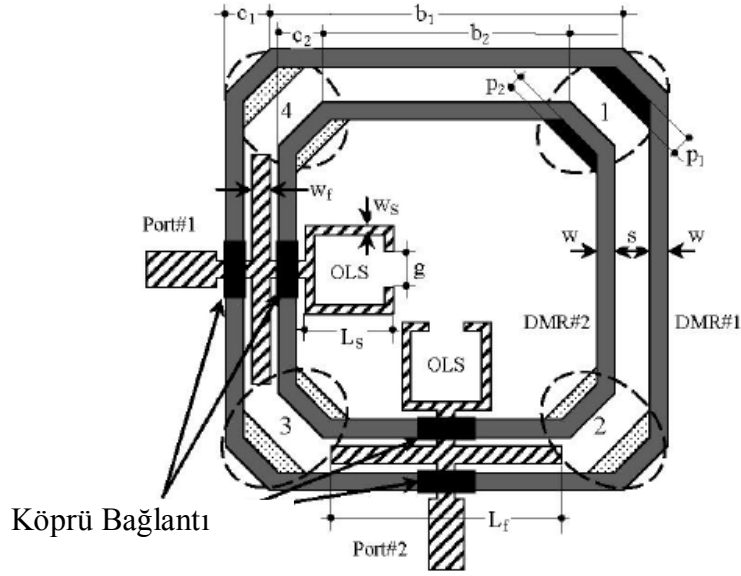
Reel ya da imajiner ekseninde konumlandırılması istenen transmisyon sıfırlarının yerleri perturbasyon etkisi değiştirilmek suretiyle ayarlanabilir. Perturbasyon etkisi kaynak/yük (G/Ç) kuplajı üzerinde etkindir. Kaynak/yük (G/Ç) kuplajı pozitif ise reel ekseninde iki transmisyon sıfırlı, eliptik frekans cevabı; negatifse imajiner ekseninde iki transmisyon sıfırlı, lineer faz frekans cevabı elde edilir.

Şekil 1.25'de, çalışmada önerilen filtre yapısını parça-bütün sıralamasında incelemek amacıyla giriş ve çıkışlarda via geçişlerine sahip bir dual mod rezonatör şekli verilmiştir.



Şekil 1.26 : Via geçişli dual mod rezonatör.

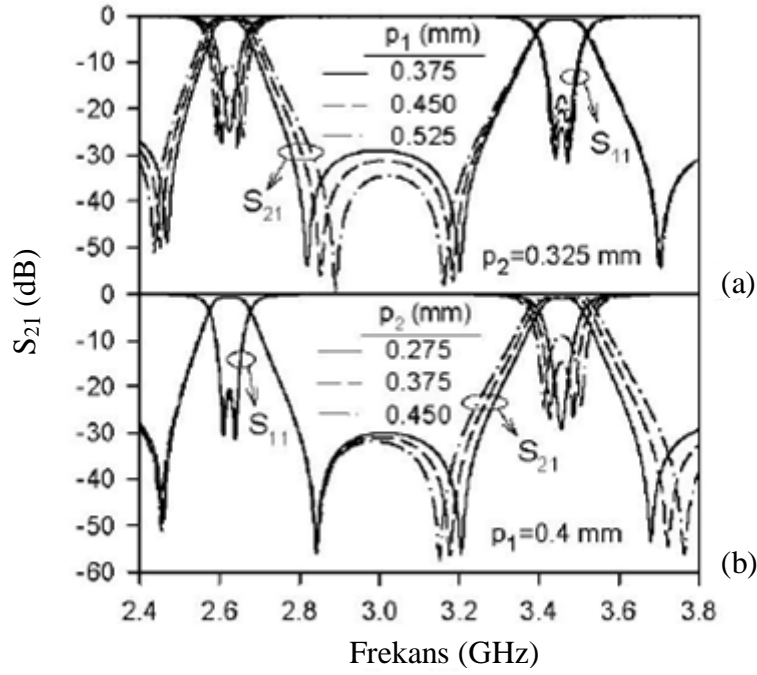
Çalışmada önerilen dual mod, dual band filtre yapısı Şekil 1.27’de görülmektedir.



Şekil 1.27: Dual mod, dual band mikroserit filtre yapısı.

DMR#2 (dual mod rezonatör)’nin rezonans frekansı içine konulan DMR#1’e oranla daha yüksektir. İki rezonatör yapısı da T-şekilli G/Ç besleme hattıyla beslenmektedir. Bu besleme hatları rezonatörlerin komşu kenarları arasında yer almaktadır. DMR#1 yukarıda da açıklandığı gibi T-şekilli besleme hattıyla içeriden DMR#2 ise aynı besleme yapısı ile dışarıdan beslenmektedir. Ayrıca G/Ç besleme hatları istenmeyen rezonansların bastırılması için kare halka stub’larla sonlandırılmıştır. Bu yapının imalatında RT/Duroid tipinde 1.27 mm kalınlığında $\epsilon_r=10.2$ olan bir malzeme kullanılmıştır. Boyutlar: $w=0.5\text{mm}$, $s=0.875\text{mm}$, $L_f=7.25\text{mm}$ olarak tasarlanmıştır. Her iki dual mod rezonatör yapısının da perturbasyon elemanları farklıdır. Bu perturbasyon elemanları DMR#1’de p_1 ; DMR#2’de p_2 olarak ifade edilmiştir. Dejenere modlara ait rezonans frekansları perturbasyon etkisine göre farklılıklar arz etmektedir.

Perturbasyon büyüklüğü arttıkça; mod frekansları arasındaki fark da artmaktadır. Perturbasyon etkisi ile mod frekansları arasındaki değişim orantılıdır. Çünkü perturbasyon etkisi arttıkça Mod-1’in rezonans frekansı azalırken Mod-2’ninki artmaktadır. Beklenildiği gibi perturbasyon 0 iken iki dejenere mod arasındaki kuplaj da herhangi basit bir mod uyarılana dek 0’a eşit olacaktır.



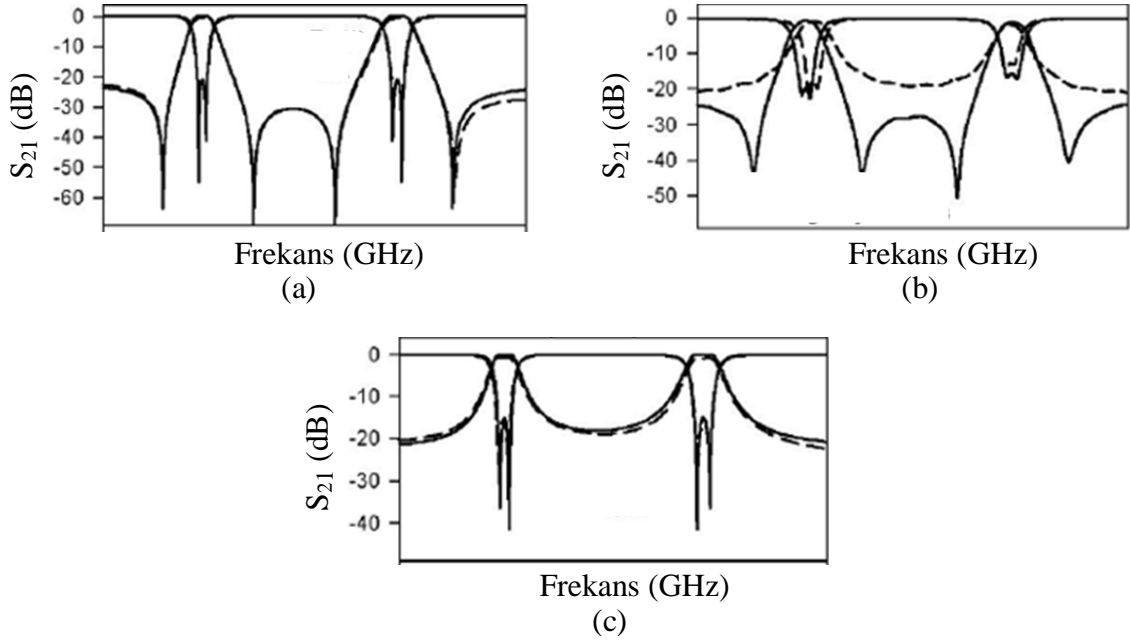
Şekil 1.28 a) Sabit p_2 değişken p_1 . b) Sabit p_1 değişken p_2 .

Şekil 1.28'den de görüldüğü gibi (perturbasyon büyüklüğü) p_1 hem birinci geçiş bandını hem de ikinci geçiş bandını etkilemektedir. Aynı zamanda p_2 yalnız ikinci geçiş bandını etkilemekte birinci geçiş bandına herhangi bir etkisi bulunmamaktadır. Bunun nedeni p_1 'in DMR#1'in 1. köşesinde yer alarak, değerinin artması bununla beraber mevcut alandaki boşluğun azalmasına sebep olması ve bunun sonucunda ise DMR'ler arasındaki kuplajı da artırması; buna karşın p_2 'nin DMR#2'nin içinde bulunduğundan p_1 ile aynı görevi görmemesidir.

Eliptik (DBF#1) ve lineer faz filtrenin cevaplarına ait (DBF#2) kuplaj matrisleri türetilmiştir. Filtreler eliptik ve lineer faz filtre cevaplarını vermek üzere tasarlanmıştır. Şekil 1.28'den de görüldüğü gibi iki filtreye ait farklı frekans cevapları perturbasyon elemanının farklı konumlarına bağlı olarak elde edilmektedir. Eliptik karakteristik gösteren filtre (DBF#1) durdurma bandının altında ve üstünde bir çift transimiyon sıfırına sahiptir. Bu durumda perturbasyon elemanları DMR'nin birinci köşesinde yer almaktadır.

Eğer p_1 ve p_2 DMR'lerin ikinci ve dördüncü köşelerine yer alsalardı bu sıfırlar kompleks düzlemin reel ekseninden imajiner eksenine kayacaklardı bu da frekans cevabının lineer faz filtre cevabına dönmesi anlamına gelecekti.

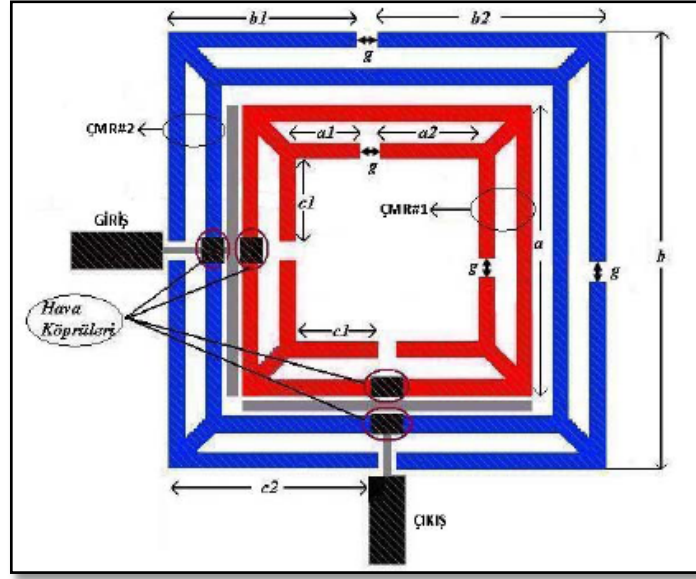
Buradan sadece perturbasyon elemanlarının yerlerinde yapılacak bir değişlikle filtre karakteristiğinin eliptik filtre cevabından lineer faz filtre cevabına çevrilebildiği gösterilmek istenmiştir. Perturbasyon elemanlarının yerleri değiştirilmek suretiyle dual mod rezonatörlerin dejenere modları arasındaki kuplaj elektriksel kuplajdan (eliptik filtre cevabından) manyetik kuplaja (lineer faz filtre cevabına) döndürülebilmektedir. Çalışmada önerilen filtrenin ürettiği eliptik ve lineer faz filtre cevapları Şekil 1.29’da görölmektedir.



Şekil 1.29 : a) Eliptik cevap. b) Eliptik ve Lineer faz cevap. c) Lineer faz cevap.

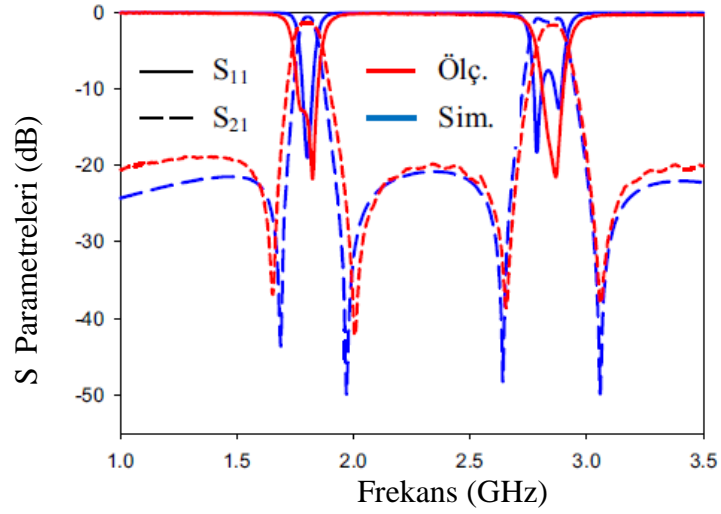
Karpuz ve Görür (2010)’da dual mod karakteristiğine sahip mikroşerit rezonatörler kullanılarak eliptik filtre karakteristiğine sahip yeni bir dual band band geçiren filtre önerilmiştir. Tasarımda kullanılan rezonatör yapıları açık devre sonlandırılmalı bir çift yan hattın bir kare halka rezonatörün köşe noktalarına yerleştirilmesiyle oluşturulmuştur.

Açık uçlar arasındaki aralıklar hareket ettirmek suretiyle perturbasyon etkisi oluşturularak iki dejenere mod uyarılmakta ve böylece mod frekansları ve iletim sıfırları kontrol edilebilmektedir. İki ayrı geçme bandı elde etmek için kullanılan iki rezonatör tek bir besleme hattı ile beslenmektedir. Tasarlanan dual band mikroşerit filtre minyatür bir yapı özelliğindedir. Bu çalışmada önerilen filtre yapısı Şekil 1.30’da görölmektedir.



Şekil 1.30 : Karpuz ve Görür (2010)'da önerilen yapı.

Bu çalışmada tasarlanan yapı imal edilerek ölçüm sonuçlarının simülasyon sonuçlarını büyük oranda desteklediği gösterilmiştir. (Şekil 1.31).



Şekil 1.31 : Simulasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması.

2.MİKROŞERİT İLETİM HATLARI VE UYGULAMALARI

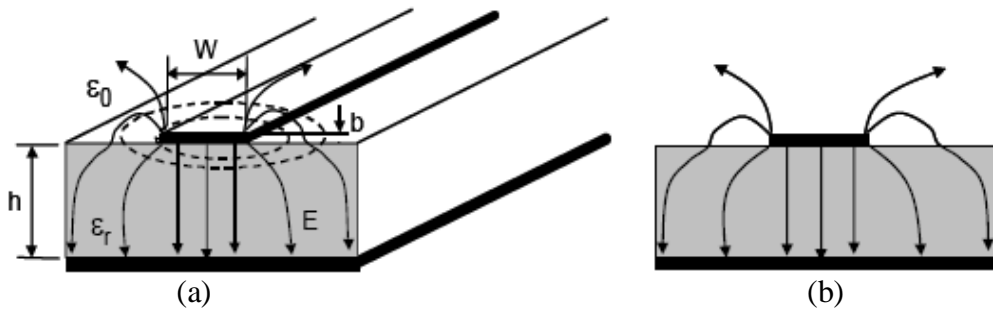
2.1 Mikroşerit İletim Hattı

Günümüzde kullandığımız elektronik cihazların hemen tümü baskı devre tasarımına dayanmaktadır. Üzerinde şebeke frekanslı (50 Hz) işaret ve harmoniklerinden birkaç GHz frekanslı işaretlere kadar çok çeşitli modülasyon tiplerine sahip alçak ve yüksek frekanslı işaretlerin dolaştığı bu baskı devreler tek ya da çok katmanlı mikroşerit yapılar kullanmaktadır. Mikroşerit yapılar, aslında birer iletim hattıdır.

2.2 Temel Özellikleri

Mikroşerit hat, altında boylu boyunca, üstünde ise kısmen metal iletken tabaka ile kaplı kayıpsız kabul edilebilecek dielektrik malzemeden başka bir şey değildir. Şekil 2.1’de hem 3- boyutlu şekli hem de 2-boyutlu kesiti görülmektedir.

Yapının elektriksel özelliklerini belirleyen önemli parametreleri, dielektrik tabaka yüksekliği (h), üstteki mikroşerit genişliği (W), dielektrik taban malzemesi yani bağlı dielektrik sabiti ϵ_r ’dir. ‘ b ’ ile gösterilen hat kalınlığı ise ihmal edilebilmektedir.



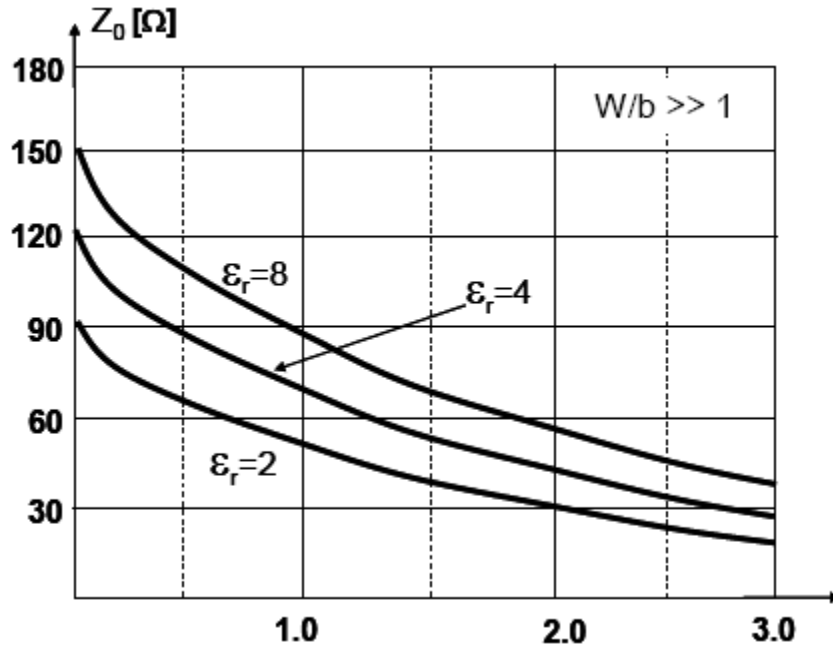
Şekil 2.1 : Temel mikroşerit hat. a) 3-boyutlu. b) 2-boyutlu kesit görünümü.

Şekil 2.1’de elektrik alan çizgileri sürekli ve manyetik alan çizgileri kesikli olarak ifade edilmiştir. Görüldüğü gibi elektrik alan çizgileri çoğunlukla alt ve üst iletkenler arasında yani mikroşerit hat altında yoğunlaşmaktadır. Manyetik alan çizgileri ise kendi üzerinde kapanan ve mikroşerit hattı saran dairesel çizgiler şeklindedir.

Yapının temel parametrelere bağıllığı ise şöyle özetlenebilir;

- Tabanın bağıl dielektrik sabiti ϵ_r arttıkça enerji daha fazla mikroşerit altında hapsolmakta ve iletim verimi artarken, istenmeyen EMC(Elektromanyetik uyumluluk) azalmaktadır.
- Taban dielektrik yüksekliği h genelde milimetreden de küçük çok ince bir tabakadır.
- Üst mikroşerit hattın genişliği W , genelde, dielektrik taban yüksekliği mertebelerinde

' h ' ($0.1 \leq W/h \leq 3.0$). Hattın karakteristik empedansını belirleyen ana etken bu ' W/h ' oranıdır. Şekil 2.2 'de karakteristik empedansın ' W/h ' oranı ile değişimi, değişik dielektrik malzemeleri için gösterilmektedir.



Şekil 2.2 : Mikroşerit hattın değişik dielektrik malzemeleri için karakteristik empedansın W/h oranı ile değişimi.

Görüldüğü gibi, tipik bir mikroşerit hattın karakteristik empedansı 20-30 Ω ile 150-250 Ω değerleri arasında değişmektedir. Pratikte kullanılan tipik değer ise 50'dur ve aksi belirtilmedikçe bir mikroşerit hattın karakteristik empedansının bu değerde olduğu varsayılır.

Böyle bir yapının elektriksel özelliklerinin matematiksel yoldan elde edilebilmesi, Maxwell denklemlerinin ya da bu denklemlerden türetilen dalga denkleminin yapıya ait sınır koşulları altında çözülmesiyle olasıdır.

Yapı, geometrik olarak dikdörtgenel özelliklere sahip olduğundan Kartezyen Koordinat sisteminin kullanılması uygundur. Bu açıdan yapıda herhangi bir sorun yoktur. Ancak, sınır koşullarının sağlanması çok sıkıntılıdır. Yapıda dielektrik metal sınırları olduğu gibi, dielektrik hava sınırları da mevcuttur. Bu haliyle, geometrik şekil olarak uygun olsa da, sınır koşulları olarak yapıyı 3 adet tek boyutlu dalga denklemine indirgemek olası değildir.

Özetle, yapının doğrudan 3 boyutta matematiksel tam çözümü henüz bulunabilmiş değildir. Bu durumda, ya yapının basitleştirilmiş ve belli parametre bölgelerinde geçerli matematiksel çözümleri aranmakta, ya ölçülere dayalı ampirik formüllerle çalışılmakta, ya da günümüzün güçlü sayısal yöntemleri kullanılmaktadır.

Örneğin, ampirik bir denklem takımı $\eta_0 = 377 \Omega$ olmak üzere şu şekilde verilmekte;

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \ln \left\{ \frac{8h}{W_e} + 0.25 \frac{W_e}{h} \right\} \dots\dots W/h \leq 1 \quad \text{için;}$$

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \left\{ \frac{W_e}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_e}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \dots\dots W/h \leq 1 \quad (2.1)$$

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi W}{t} \right) \right] \dots\dots W/h \leq 1 \quad (2.2)$$

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right] \dots\dots W/h \leq 1 \quad (2.3)$$

$$\epsilon_{r_{\text{eff}}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F \left(\frac{W}{h} \right) - C \quad (2.4)$$

$$F \left(\frac{W}{h} \right) = \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \dots\dots W/h \leq 1 \quad (2.5)$$

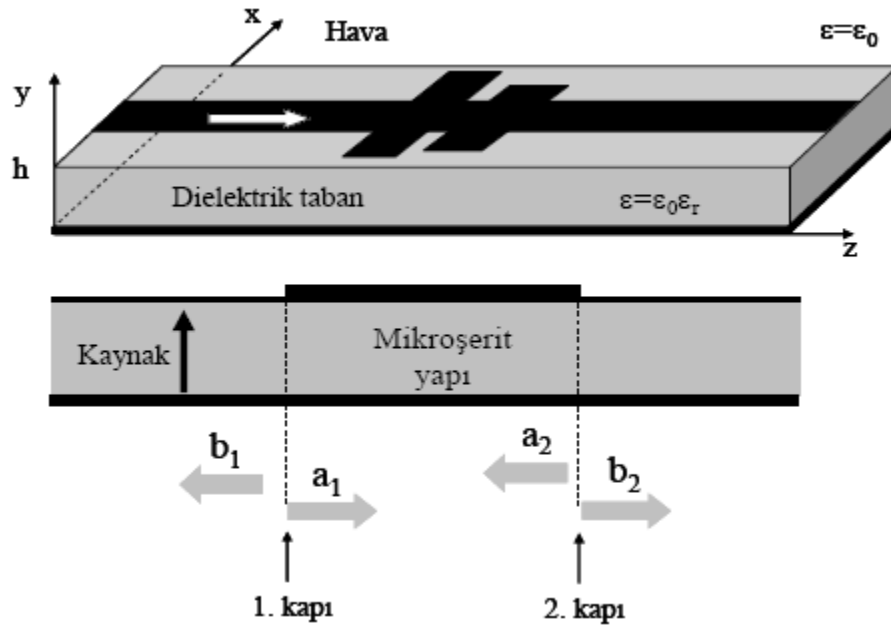
$$F \left(\frac{W}{h} \right) = \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} \dots\dots W/h \geq 1 \quad (2.6)$$

$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} \quad (t: \text{mikroşerit yüksekliği}) \quad (2.7)$$

Bir mikroşerit hattın karakteristik empedansını arttırmak için bağıl dielektrik sabiti daha büyük olan taban dielektrik malzemesi seçmek, mikroşerit genişliğinin taban dielektrik malzemesine oranını (W/h) düşürmek, sabit dielektrik taban yüksekliği için daha ince mikroşerit hat kullanmak gerektiği unutulmamalıdır.

2.3 Temel Mikroşerit Devreler

Mikroşerit hattın genişliği değiştirilerek veya yanında değişik geometrilere başka metal şeritler kullanarak hemen her türlü pasif mikrodalga devresi elde edilebilmektedir. Şekil 2.3'te mikroşeritler üzerinde iki kapılı devre mantığı görülmektedir.



Şekil 2.3 : Mikroşerit devre mantığı (üstte) 3-boyutlu görünüş, (altta) yandan kesit.

Şekilde giriş ve çıkış kapıları, sırasıyla, solda ve sağda, mikroşerit devre ise ortada (şekilde düşey kesikli çizgiyle gösterilen bölge) yer almaktadır. Sol taraftan uygulanacak bir işaretin 1. kapı girişinde bir kısmı iletilecek, bir kısmı ise geriye yansımaktadır. Birinci ve ikinci kapıdaki giren ve kapılardan yansıyan işaretler kullanılarak devrenin iletim ve yansımaya karakteristikleri elde edilebilmektedir. İki kapılı elektronik (toplu parametrelili) devrelerde empedans (Z) ve admitans (Y) parametreleri kullanılırken mikrodalga, özellikle mikroşerit devrelerinde dağılmış parametreler (S -parametreleri) kullanılmaktadır.

Bunun nedeni, empedans ve admitans devrelerinin kapılarda açık devre (AD) ve kısa devre (KD) sonlandırma gerektirmesi ve bunun mikrodalgalarda neredeyse olanaksız olmasıdır. Oysa, S-parametreleri uygun sonlandırma gerektirdiğinden kapıların mikroşerit hattın karakteristik empedansı ile sonlandırılması yeterli olmaktadır Şekil 2.3'teki a ve b, kapılardan giren ve yansıyan normalize gerilim dalgalarını göstermektedir.

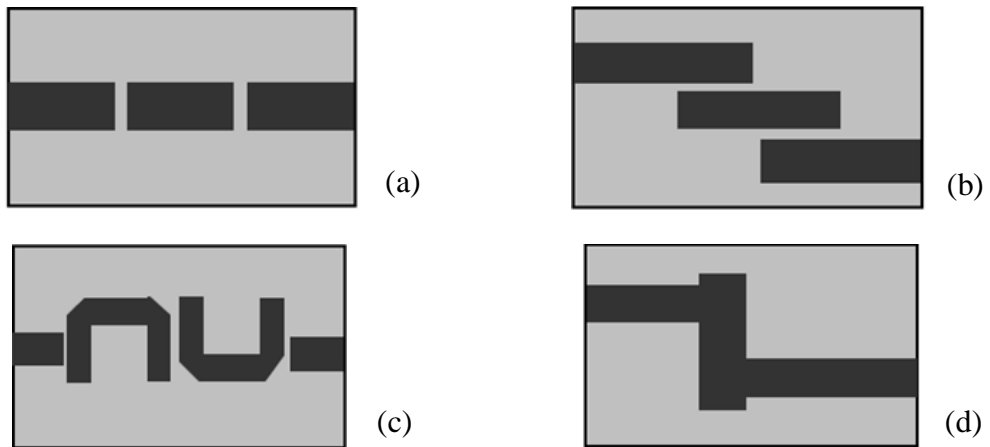
Şekil 2.3'te verilen iki kapılı mikroşerit yapıya it ana mikroşerit hatta aralarında belli bir mesafe olan iki adet farklı kalınlıkta ve boyda iki adet mikroşerit hat kaskat bağlanmıştır.

Herşey aynı iken sadece mikroşerit genişliklerinin (W) değişmesi empedans değişmesi anlamına geldiğinden araya iki adet paralel empedans bağlanmış gibi de düşünülebilir. Bir başka düşünce, ana hatta iki farklı uzunlukta ve sonu AD yan hat bağlanmış olması durumudur.

Unutulmaması gereken üst şeridin gölgesinin alt metal tabanda daima mevcut olduğudur. Yan hattın kısa devre edilebilmesi için üst hattın alt hatta bir tel ya da pim ile birleştirilmesi gerekmektedir.

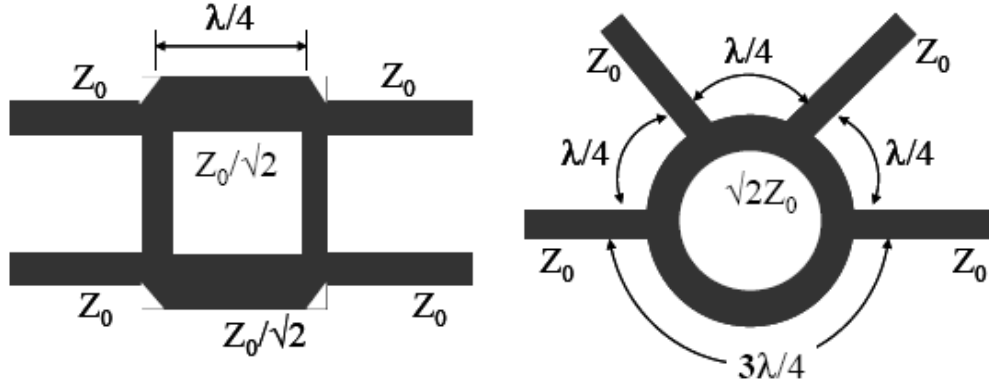
Başka bazı mikroşerit devreler Şekil 2.4'te görülmektedir. İki kapılı bu devreler giriş ve çıkış arasında kesinti olup olmasına ve elemanlar arasındaki kuplajlara göre farklı devre karakteristikler göstermektedir.

Örneğin (a), (b) ve (c) devrelerinin giriş ve çıkışları arasında sürekli bir iletken bulunmamaktadır. Bu durum DC'nin iletilmeyeceğinin göstergesidir. Oysa (d) devresi DC işaretleri de iletacaktır.



Şekil 2.4 : Diğer tipik mikroşerit devreler, değişik band geçiren filtreler.

Şekil 2.5'te ise iki adet dört kapılı mikroşerit devre görülmektedir. Bu devrelerin davranışları zaman ve frekans domeni yöntemi kullanan simülasyon paketleri ile kolayca incelenebilmektedir.



Şekil 2.5 : Dört kapılı devreler, (a) hibrid koplör, (b) ring koplör

3. PLANAR MİKRODALGA REZONATÖRLERİ

3.1 Temel Özellikleri

Mikrodalga rezonatörleri, tek veya katlı frekanslarda maksimum ya da minimum reel empedans gösteren toplu veya dağılmış elemanlı devrelerdir.

Mikrodalga filtre tasarımında kullanılan rezonatörler, açık devre veya kısa devre sonlandırılmalı belirli uzunlukta bir transmisyon hattı ile gerçekleştirilir. Genel amaçlı olarak kullanılabilen dört tip rezonatör devresi vardır. Bunlar; açık devre $\lambda/2$ rezonatör, kısa devre $\lambda/2$ rezonatör, açık devre $\lambda/4$ rezonatör, kısa devre $\lambda/4$ rezonatör olarak sınıflandırılabilirler.

Açık devre yapı ile kısa devre yapı birbirinin dualidir. Bir rezonatör için α , λ_g ve λ_0 değerleri sırasıyla transmisyon hattının birim uzunluk başına neper cinsinden zayıflama sabiti, transmisyon hattının faz sabiti, rezonans frekansındaki kılavuz dalga boyu ve rezonans frekansındaki serbest uzay dalga boyudur.

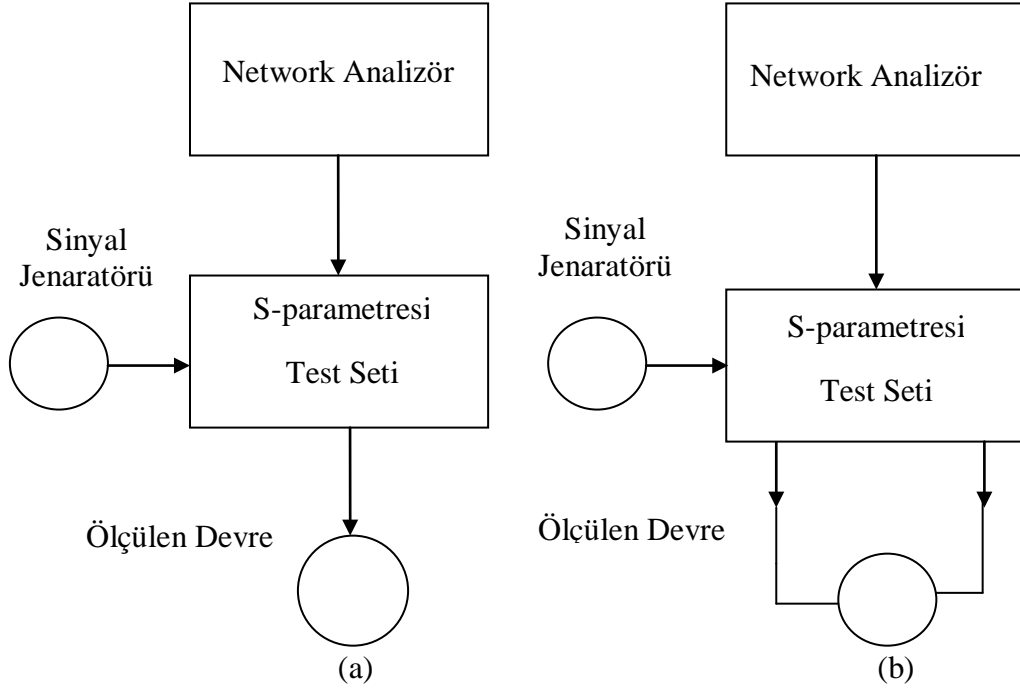
Planar rezonatör kullanımı ile ilgili temel zorluklar sonlandırma etkilerinden kaynaklanır. Bir lineer mikroşerit rezonatör bir ölçme sistemine belirli bir aralıkla (kapasitif kuplaj aralığı) yerleştirildiğinde, rezonatörün her iki ucundaki reaktans birbirinden farklı değerlere sahip olur.

Mikrodalga rezonatörlerin etkin olarak kullanılması için karakteristiklerinin belirlenmesi gerekir.

Bir rezonatörün belirli bir modda tam olarak tanımlanması gereken önemli parametreler; Rezonans frekansı (f_0), kuplaj katsayısı (K) ve kalite faktörü (Q_u ; yüksüz Q, Q_L ; yüklü Q ve Q_e ; harici Q)'dur.

Rezonatör parametrelerinin Network Analizör ile ölçmek için kullanılabilen örnek bir deney düzeneği Şekil 3.1'de gösterilmiştir.

Network Analizör tek kapılı ve iki kapılı ölçmeler için yansıma ve iletim katsayılarının fazını ve genliğini ölçer.



Şekil 3.1 : Deney düzeni. a) Yansıma tipi rezonatör ölçme düzeni. b) Transmisyon tipi rezonatör ölçme düzeni.

3.2 Rezonatör Parametreleri

3.2.1 Rezonans frekansı

Rezonans frekansı f_0 giriş empedansının ya da admitansının reel olduğu frekanstır. Ayrıca, rezonans frekansı seri ya da paralel rezonans modları yardımıyla belirlenebilir. Giriş empedansının rezonans frekansındaki değeri paralel rezonans modunda büyük, seri rezonans modunda ise küçüktür. Mikrodalga frekanslarındaki rezonatör parametreleri gerçekte alçak frekanslardaki toplu eleman rezonatör parametreleri ile aynıdır.

Açısal rezonans frekansı paralel ve seri rezonatör devrelerinin eleman değerlerine bağlı olarak;

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.1)$$

şeklinde tanımlanabilir.

Paralel RLC devresinde giriş empedansı frekansın bir fonksiyonu olarak hem reel hem imajiner kısma sahiptir.

Rezonans durumunda giriş empedansı reeldir ve devrenin direncine eşittir. Ayrıca depolanan elektrik ve manyetik enerjiler de birbirine eşit olur.

3.2.2 Kısmi band genişliği

Paralel rezonans devresinin giriş empedansı devre elemanlarına bağlı olarak

$$Z_{in} = \left[\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right]^{-1} \quad (3.2)$$

şeklinde tanımlanır. $\omega_0 + \Delta\omega$ açısal frekansında giriş empedansı;

$$Z_{in} = \frac{R}{1 \pm j2Q \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)} \quad (3.3)$$

olur. $\omega = \omega_0$ 'da giriş empedansı reeldir. Ayrıca;

$$\Delta\omega = \frac{\omega_0}{2Q} \quad (3.4)$$

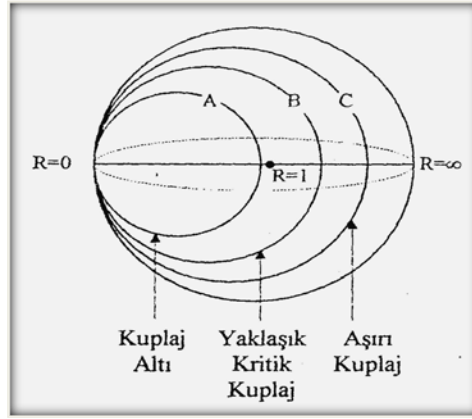
olduğunda, maksimum değeri R olan giriş empedansının değeri $R\sqrt{2}$ olarak azalacaktır. Faz açısı, $\omega < \omega_0$ için $\pi/4$ ve $\omega > \omega_0$ için $-\pi/4$ 'dür. Kısmi band genişliği BW ise;

$$BW = \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{1}{Q} \quad (3.5)$$

şeklinde tanımlanabilir.

3.2.3 Kuplaj katsayısı

Empedans frekansın lineer bir fonksiyonu olduğundan, Şekil.2.12 de A,B ve C dairesi ile gösterildiği gibi Smith Abağı üzerinde dairesel geometri oluşturur.



Şekil 3.2 : Üç kuplaj derecesi için bir rezonans oyununun ayarsız kısa devre konumuna göre giriş empedansının Smith abağında gösterimi.

A dairesi orijinden geçtiğinde yaklaşık kritik kuplaj şartında ($\kappa = 1$), $R = Z_0$ dır ve transmisyon hattı uyumludur. Aşırı kuplaj durumunda ($\kappa > 1$), $R > Z_0$ dır ve şekil üzerinde C dairesi ile gösterilmiştir. Kuplaj altı durumunda ($\kappa < 1$), $R < Z_0$ dır ve B dairesi ile gösterilmiştir. Herhangi bir empedans değerine karşılık kuplaj katsayısı rezonans durumunda yansıma katsayısı S_{11} ölçülerek kolaylıkla belirlenebilir. Yaklaşık kritik kuplaj, kuplaj altı ve aşırı kuplaj durumlarında k sırasıyla;

$$k = 1 \quad K = \frac{1 - S_{11}}{1 + S_{11}} \quad k = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (3.6)$$

şeklinde tanımlanabilir.

3.2.4 Kalite faktörü

Bir rezonatörün performansı Q kalite faktörü ile tanımlanır. Frekans seçiciliği ve band genişliği gibi diğer rezonatör parametreleri kalite faktöründen elde edilebilir. Çoğu band geçiren filtre uygulamalarında, özellikle filtrenin bir alıcı sistemin ön yüzüne yerleştirilmesi durumunda, filtrenin araya girme kaybını doğru bir şekilde tahmin etmek için rezonatörlerin yüksüz Q_u kalite faktörünün bilinmesi önemlidir.

Kalite faktörü;

$$Q = \omega \cdot \frac{\text{birim zamanda depolanan enerji}}{\text{birim zamanda harcanan enerji}} \text{ şeklinde tanımlanabilir.}$$

Burada ω açısal frekanstır.

Kalite faktörlerini ölçmek için Denklem 3.7 şöyle düzenlenebilir;

$$Z_{in} = \frac{Z_{in}}{Z_0} = \frac{k}{1+2jQ_u\delta} = \frac{k}{1+2jQ_L(1+k)} = \frac{k}{1+2jQ_ek} \quad (3.7)$$

Burada Q_u , Q_L ve Q_e arasında;

$$Q_u = Q_L(1+k) = Q_ek \quad (3.8)$$

bağıntısı söz konusudur. Normalize edilmiş frekansın sırasıyla yüksüz, yüklü ve harici kalite faktörü ile değişimi;

$$\delta_u = \mp \frac{1}{2Q_u} \quad \delta_L = \mp \frac{1}{2Q_L} \quad \delta_e = \mp \frac{1}{2Q_e} \quad (3.9)$$

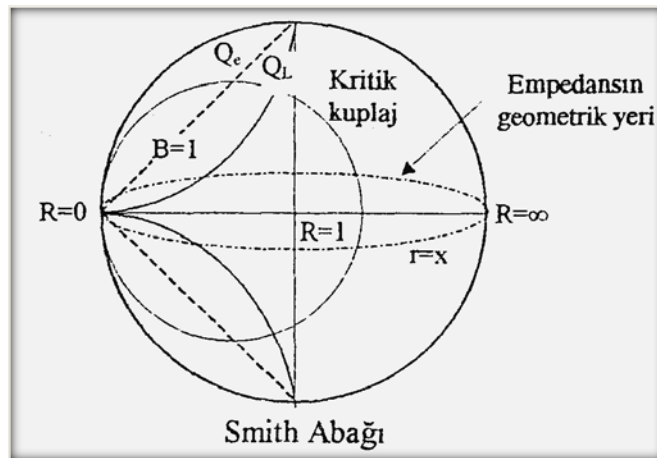
şeklinde. Denklem 3.9 Denklem 3.7'de yerine konularak;

$$(Z_{in})_u = \frac{k}{1 \mp j} \quad (3.10)$$

denklemini elde edilebilir. Denklem 3.10 empedans düzlemi üzerinde, empedansın reel ve imajiner kısımlarının aynı olduğu noktayı göstermektedir.

Şekil 3.2 kuplaj katsayısı k 'nın tüm olası değerleri için bu noktaların ($R = X$ durumunda) yerini göstermektedir. Bu geometri, merkezi $Z = 0 \mp j$ ve yan çapı $0 \mp j0$ noktasındaki yaydır. Bu yayın iç bölümü ile empedans geometrisi, yüksüz kalite faktörünün ölçülen değerini belirler.

$$Q_u = \frac{f_0}{f_1 - f_2} \quad (3.11)$$



Şekil 3.3 : Smith abağından yarı güç noktasının tanımlanması.

f_1 ve f_2 frekansına yarı güç noktaları denir. Çünkü bu noktalar empedans dairesi üzerinde $R = X$ olacak şekildedir. Burada, Q_0 geometrik yeri $X = R(B=G)$ ile Q_L $X = R+1$ ile Q_{ext} $X=1$ ile tanımlanmıştır. Yüklü ve harici kalite faktörü değerleri de benzer şekilde belirlenebilir. Denklem 3.12 ve Denklem 3.13'den Q_e ve Q_L empedans uyumu;

$$(Z_{in})_e = \frac{k}{1 \mp jk} \quad (3.12)$$

$$(Z_{in})_L = \frac{k}{1 \mp j(1+k)} \quad (3.13)$$

Denklem 3.12 ve Denklem 3.13 kullanılarak Q_e ve Q_L kolaylıkla elde edilebilir. Herhangi bir rezonatörün Q_u kalite faktörünün doğru bir şekilde belirlenmesi için tek rezonatörün rezonans frekansındaki araya girme kaybının ve 3 dB band genişliğinin ölçülmesi yeterlidir. Tek bir rezonatörün araya girme kaybı;

$$I_L(f) = -10 \log \left[\frac{1 + \left[2Q_L \frac{f - f_0}{f_0} \right]^2}{\left[1 - \frac{Q_L}{Q_u} \right]^2} \right] \quad (3.14)$$

şeklindedir.

$f = f_0$ için;

$$I_L(f_0) = 10 \log \left[\left(1 - \frac{Q_L}{Q_u} \right)^2 \right] \quad (3.15)$$

olur. Yüklü kalite faktörü Q_L ;

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (3.16)$$

ifadesinden bulunabilir. Böylece, tek rezonatörün geçiş bandı içindeki araya girme kaybı ve yüklü Q_L kalite faktörü bilindiği takdirde yüksüz Q_u kalite faktörü;

$$Q_u = \frac{Q_L}{1 - 10 \frac{I(f_0)}{20}} \quad (3.17)$$

ifadesi kullanılarak bulunabilir.

3.2.5 Mikroşerit rezonatörlerin ABCD matrisi ile analizi

Konvansiyonel yarım dalga boyu bir rezonatörde ϵ_r , bağıl dielektrik sabiti; h , dielektrik tabanın kalınlığı; w , işaret şeritinin genişliğini; s , besleme hattı ile işaret şeriti arasındaki kuplaj aralığını; l , işaret şeritinin uzunluğunu göstermektedir.

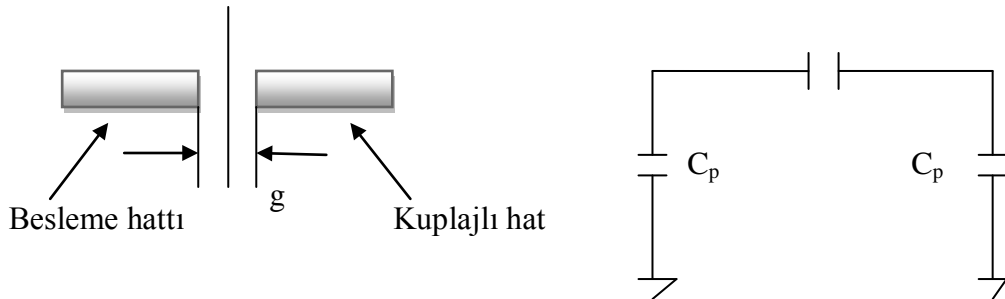
Rezonatörün teorik analizi için;

1. Karakteristik empedansı ve efektif dielektrik sabitinin hesaplanması
2. Kuplaj aralığının analizi için iç eşdeğer devre modeline göre kapasitelerin hesaplanması
3. Herbir bölmenin ayrı ayrı ABCD matrislerinin hesaplanması ve daha sonra rezonatörün toplam ABCD matrisinin hesaplanması
4. ABCD matrisi ile S parametreleri arasındaki dönüşüm formülleri yardımıyla yansıma ve araya girme kayıplarının hesaplanması.

işlem adımları takip edilebilir.

3.2.6. Aralık analizi

Uç kuplajlı filtrelerin, kuplajlı rezonatörlerin v.b devrelerin analizinde önem arz eden mikroşerit aralık ve toplu eleman eşdeğer devresi Şekil.2. 15'te gösterilmiştir. Mikroşerit açık devre uçlarda elektrik alan çizgileri birbirine eşit ve zıt yöndedir. Bu yüzden açık uçlarda bir seri C kapasitesi oluşur. C ile gösterilen kapasiteler aralığın her iki tarafındaki iletken şerit ile toprak düzlem arasında oluşur. Aralık kapasiteleri için;



Şekil 3.4 : Mikroşerit aralık ve toplu eleman eşdeğer devresi.

$$\frac{C_0}{w} = \left(\frac{s}{w} \right)^{m_0} e^{k_0 w} \text{ (pF/m)} \quad (3.18)$$

$$\frac{C_0}{w} = \left(\frac{s}{w} \right)^{m_e} e^{k_e w} \text{ (pF/m)} \quad (3.19)$$

formülleri kullanılabilir. Burada;

$$C_0 = 2C_s + C_p$$

$$C_e = 2C_1 \quad (3.20)$$

olarak ifade edilebilir. Denklem 3.18 ve Denklem (3.19) 'daki katsayılar ise;

$$m_0 = \frac{w}{h} \left(0.619 \log \left(\frac{w}{h} \right) - 0.3853 \right) \quad (3.21)$$

$$k_0 = 4.26 - 1.453 \left(\log \frac{w}{h} \right) \quad (3.22)$$

$$m_e = 1.565 \left(\frac{h}{w} \right)^{0.16} - 1 \quad 0.3 < \frac{s}{w} \leq 1 \quad (3.23)$$

$$m_e = 0.8675 \quad 0.1 \leq \frac{s}{w} \leq 0.3 \quad (3.24)$$

$$k_e = 2.043 \left(\frac{w}{h} \right)^{0.12} \quad 0.1 \leq \frac{s}{w} \leq 0.3 \quad (3.25)$$

$$k_e = 1.97 - \frac{0.03h}{w} \quad 0.3 < \frac{s}{w} \leq 1 \quad (3.26)$$

eşitliklerinden bulunabilir.

3.2.7 Karakteristik empedans ve efektif dielektrik sabiti

Mikroşerit rezonatörün karakteristik empedansı ve efektif dielektrik sabiti için w/h oranı göz önüne alınır. Buna göre karakteristik empedans;

$$Z = \frac{120\pi}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left(\ln \left(0.25k + \frac{8}{k} \right) \right) \quad \frac{w}{h} \leq 1 \quad (3.27)$$

$$Z = \frac{120\pi}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \left(k + 1.393 + 0.667 \ln(k + 1.444) \right)^2 \quad \frac{w}{h} > 1 \quad (3.28)$$

ile hesaplanır. Burada k ifadesi,

$$k = \frac{w}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left(1 + \ln \left(\frac{4\pi w}{t} \right) \right) \quad \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \quad (3.29)$$

$$k = \frac{w}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left(1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right) \quad \frac{w}{h} > \frac{1}{2\pi} \quad (3.30)$$

şeklinde tanımlanır. Burada, t: iletken kalınlığıdır.

Efektif dielektrik sabiti için;

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F \right) - \left(\frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t}{h\sqrt{w/h}} \right) \quad (3.31)$$

formülü kullanılır.

Burada F ifadesi;

$$F = \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \quad \frac{w}{h} \leq 1 \quad (3.32)$$

$$F = \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} \quad \frac{w}{h} > 1 \quad (3.33)$$

eşitliğinden elde edilir.

3.2.8 Rezonatörün frekans cevabı

Tasarlanacak $\lambda/2$ mikroşerit rezonatörün frekans cevabının hesaplanabilmesi için ABCD matrislerinden ve S parametrelerinden faydalanılmıştır. Devrenin toplam ABCD matrisinin hesaplanabilmesi için besleme hattı ve rezonatörün ABCD matrisi,

$$[ABCD] = \begin{bmatrix} \cosh \gamma & Z \sinh \gamma \\ \frac{\sinh \gamma}{Z} & \cosh \lambda \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

gibidir.

Burada kayıpsız hat için γ propagasyon sabiti ve v faz hızı

$$\gamma = j\beta\ell = j\frac{2\pi f}{v}\ell \quad (3.35)$$

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (3.36)$$

denklemleriyle ifade edilebilir. Burada, ϵ_{eff} hattın efektif bağıl dielektrik sabitini, ℓ hattın uzunluğunu ve c serbest uzay ışık hızını göstermektedir.

Aralığın ABCD matrisi ise,

$$[\text{ABCD}] = \begin{bmatrix} 1 + ZY & Z \\ Y(2 + ZY) & 1 + ZY \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

dir. Burada Z karakteristik empedans ile Y admitansı

$$Z = \frac{1}{2i\pi f C_s} \quad (3.38)$$

$$Y = 2i\pi f C_p \quad (3.39)$$

şeklinde hesaplanabilir.

Devrenin toplam ABCD matrisi;

$$[\text{ABCD}]_t = [\text{ABCD}]_b \cdot [\text{ABCD}]_g \cdot [\text{ABCD}]_r \cdot [\text{ABCD}]_g \cdot [\text{ABCD}]_b \quad (3.40)$$

ile hesaplanabilir. Burada b indisi besleme hattını, g indisi besleme hattı ile rezonatör arasındaki aralığı, r indisi rezonatörü ifade etmektedir. Devrenin toplam ABD matrisinden faydalanılarak S parametreleri;

$$S_{21} = \frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \quad (3.41)$$

$$S_{21} = \frac{A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 - D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \quad (3.42)$$

$$S_{21} = 20 \log(|S_{21}|) \quad (3.43)$$

$$S_{11} = 20 \log(|S_{11}|) \quad (3.44)$$

şeklinde hesaplanır.

3.3 Hat Parametreleri

İletim hatları diye de isimlendirilebilen TEM yayılımını destekleyen dalga kılavuzlarında iletilen işarete bozulma olmaz. Bu özellik iletim hatlarını, işaretin bir noktadan diğer noktaya iletilmesi amacıyla kullanılmasında oldukça kullanışlı kılar. Eğer birbirinden bağımsız iki sınır varsa TEM dalgalarının temel denklemi skaler Φ potansiyeli için Laplace denklemi olduğu için Φ ' nin tek bir çözümü vardır. Bu da iki iletkenli geometrinin, iki sınır koşulunu sağladığını ve TEM dalgalarının yayılabileceğini gösterir. Yani N-iletkenli iletim hattında N-1 tane bağımsız TEM modu oluşur. Yani iki iletkenli bir hatta TEM dalgalarının yayılabileceğini söyleyebiliriz.

Matematiksel olarak her ne kadar zor gibi gözükseler de TEM dalgalarının devre parametreleri ile ilişkilerinin anlaşılması için vazgeçilmez denklemlerdir. Aynı gerilim-akım ilişkisi iletim hattının devre modelinden de elde edilebilir. Şekil 3.5'de yer alan Δz uzunluğundaki iletim hat parçası eşdeğer devre modeli aşağıdaki durumlarda geçerlidir:

- i) Bu hat ayırık bir sistemdir. Hattın her en küçük parçası tüm diğer aynı uzunluktaki hat parçalarını tanımlar.
- ii) Hat boyunca herhangi bir noktada, gerilim (V) ve akım (I) değeri elde edilir. Gerilim $V = -\int E \cdot dl$ denklemi ile tanımlanır.
- iii) Birim uzunluk için endüktans, kapasite, direnç ve iletkenlik (L, C, R ve G) hattın birincil parametreleri olarak tanımlanır. Yayılma katsayısı γ ve karakteristik empedans Z_0 ise hattın ikincil parametreleridir.

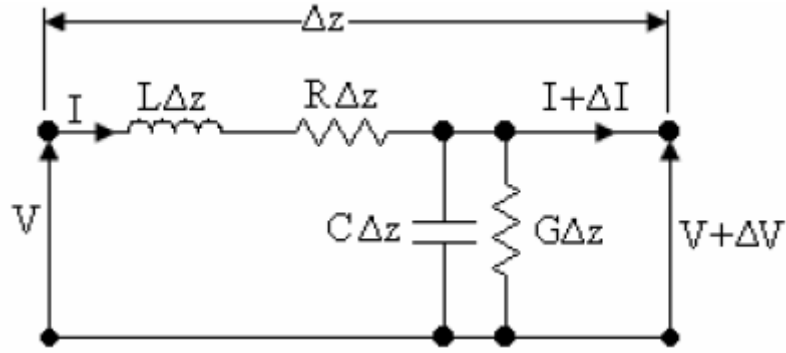
R : Birim boy direnci [Ω/m]

L : Birim boy endüktansı [H/m]

C : Birim boy kapasitesi [F/m]

G : Birim boy iletkenliği [S/m]

iv) Her zaman değişimler ejöt ile ifade edilir. Bu ifade $d(\cdot)/dt \equiv j\omega(\cdot)$ ile kullanılır.



Şekil 3.5 : Δz uzunluğundaki iletim hat parçasının eşdeğer devre modeli.

Kısa hat uzunluğundaki gerilim değişimi hattın seri elamanları ile:

$$\Delta V = - \left\{ RI + L \frac{\partial I}{\partial t} \right\} \Delta z \quad (3.45)$$

tanımlanır. Akım değişimi ise hattın paralel elemanları ile:

$$\Delta I = - \left\{ GV + C \frac{\partial V}{\partial t} \right\} \Delta z \quad (3.46)$$

şeklinde tanımlanır. Limit durumunda, yani $\lim \Delta z \rightarrow 0$ limitinde $\frac{\partial V}{\partial z}$ ve $\frac{\partial I}{\partial z}$ türevleri elde edilebilir.

(3.45) ve (3.46) birinci dereceden diferansiyel denklemlerinden akım yok edilerek V elde edilir. $\frac{\partial}{\partial t} \equiv j\omega$ kullanıldığında artık zaman bir değişken olmaz ve $\frac{\partial}{\partial z} \rightarrow \frac{d}{dz}$ yazılabilir.

$$\frac{d^2 V}{dz^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)V \quad (3.47)$$

Hat boyunca gerilim için denklem (1.3)'deki dalga denklemine bir çözüm yazılırsa:

V^+ = +z yönünde ilerleyen dalga, V^- = -z yönünde ilerleyen dalga, olmak üzere

$$V = (V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{\gamma z}) e^{j\omega t} \quad (3.48)$$

elde edilir.

$$\gamma = \{(R + j\omega L)(G + j\omega C)\}^{1/2} \quad (3.49)$$

ile ifade edilir.

Benzer şekilde akım için aşağıdaki ifade yazılabilir;

$$I=(I^+ e^{-\gamma z} + I^- e^{\gamma z}) e^{j\omega t} \quad (3.50)$$

Yayıma sabiti $\gamma = \alpha + j\beta$ komplekstir ve iki bileşeni vardır.

α : Zayıflama sabiti [N/m], β : Faz sabiti [R/m]

Bu sabitler zamana göre değişmezler. Bunlar genelde frekansa, malzemeye ve geometriye bağlıdır.

$$\alpha = \ln\left\{\frac{V(z=1)}{V(z=0)}\right\} \text{ [N/m]} \quad (3.51)$$

$$\alpha = 10\log\left\{\frac{P(z=1)}{P(z=0)}\right\} \text{ [dB/m]} \quad (3.52)$$

(3.48) denkleminin gerilim için ikinci dereceden diferansiyel denklemden çözümü iki bağımsız eleman içerir. Bunlar V^+ ve V^- 'dir. " $V^+ e^{j\omega t} e^{-\gamma z}$ " terimi; +z yönünde ilerleyen dalgayı ifade eder. İletim hattının +z doğrultusunda ilerleyen dalganın genliği " $V^+ e^{-dz}$ " ile azalır. Artan z ile beraber herhangi bir anda dalganın fazı " $e^{-j\beta z}$ " ile gecikir. İkinci bağımsız terim olan " $V^- e^{j\omega t} e^{\gamma z}$ " ise -z yönünde geri dönen dalgayı ifade eder ve z azaldıkça zayıflar.

$$I = -\frac{1}{R+j\omega L} X \frac{dV}{dz} \quad (3.53)$$

$$I = -\frac{1}{R+j\omega L} \{-\gamma V^+ e^{-\gamma z} + \gamma V^- e^{\gamma z}\} e^{j\omega t} \quad (3.54)$$

elde edilir.

γ 'i de yerine yazarsak;

$$I = \left\{\frac{(G+j\omega C)}{(R+j\omega L)}\right\}^{1/2} X \{V^+ e^{-\gamma z} - V^- e^{\gamma z}\} e^{j\omega t} \quad (3.55)$$

İlerleyen veya geri dönen dalga ele alınarak, dalganın gerilimi akımına oranlanırsa karakteristik empedans elde edilir. Hattın karakteristik empedansı;

$$Z_o = \left\{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}\right\}^{1/2} \Omega \quad (3.56)$$

bulunur.

Kayıpsız bir iletim hattı mükemmel iletken ($R=0$) ve mükemmel dielektrik malzemeden ($G=0$) oluşur.

Bu tip hatta iletkenler arasında akım akışı olmaz. Yani;

$$\gamma = \alpha + j\beta = \{(j\omega L)(j\omega C)\}^{1/2} \quad (3.57)$$

$$\alpha = 0 \text{ [N/m]} \quad (3.58)$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \quad (3.59)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.60)$$

şeklinde yazılır.

Genelde pratik çalışmalarda iletim hatları az kayıplı hatlar olarak kabul edilir. Az kayıplı hat için matematiksel olarak, seri elemanlar $R \ll \omega L$ durumunu, paralel elemanlar da $G \ll \omega C$ durumunu sağlamalıdır. Paralel elemanların oranı $\frac{G}{\omega C}$ dielektrik malzemeler için kayıp tanjantı olarak tanımlanır. Az kayıplı durumlar için ikincil parametreler şu şekilde ifade edilir: Yayılma sabiti;

$$\gamma = j\omega\sqrt{LC} \left\{ \left(1 - j\frac{R}{\omega L}\right) \left(1 - j\frac{G}{\omega C}\right) \right\}^{1/2} \quad (3.61)$$

$$\gamma \approx j\omega\sqrt{LC} \left\{ 1 - j \left(\frac{R}{2\omega L} + \frac{G}{2\omega C} \right) \right\} \quad (3.62)$$

$$\beta_{\text{az kayıplı}} \approx \beta_{\text{kayıpsız}} = \omega\sqrt{LC} \quad (3.63)$$

Zayıflama aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\alpha \approx \omega\sqrt{LC} \left\{ \frac{R}{2\omega L} + \frac{G}{2\omega C} \right\} \quad (3.64)$$

Denklem 3.60'daki kayıpsız hat için karakteristik empedans ifadesini kullanarak;

$$\alpha = \frac{1}{2} \left\{ \frac{R}{Z_o} + GZ_o \right\} \text{ [N/m]} \quad (3.65)$$

yazılabilir.

Karakteristik empedans üzerinde hat kaybı etkisi;

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \left\{ 1 - j \left(\frac{R}{2\omega L} - \frac{G}{2\omega C} \right) \right\} \text{ [\Omega]} \quad (3.66)$$

şeklinde yazılabilir.

Öndeki gerilim dalgası hızında iletim hattı boyunca hareket etmek ve aradaki fazı sabit tutmak için gerekli olan bağıntı aşağıda verilmiştir.

$$\omega t - \beta z = \text{sabit} \quad (3.67)$$

Dikkat edilirse, Şekil 3.6'da, dalga t_1 anında z_1 noktasından, t_2 anında z_2 noktasına ilerlediğinde faz sabit kalmaktadır:

$$\omega t_1 - \beta z_1 = \omega t_2 - \beta z_2 \quad (3.68)$$

Buradan da ilerleyen dalganın faz hızı;

$$V_{\text{faz}} = \frac{z_2 - z_1}{t_2 - t_1} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ [m/s]} \quad (3.69)$$

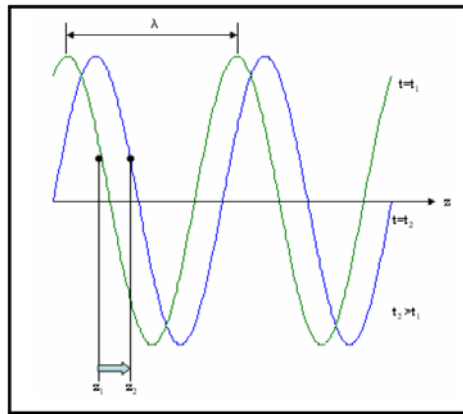
yazılabilir. Hava ile dolu bir iletim hattında faz hızı yaklaşık olarak boşluktaki ışık hızına eşit olur. ($c=2.997925 \times 10^8$ [m/s]). İletim hattının dielektrik malzeme ile dolu olması durumunda faz hızı;

$$V_{\text{faz}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.70)$$

Herhangi bir dielektrik malzemeye dolu iletim hattı için, dielektrik malzemeye bağlı olmayan L 'yi de Denklem 3.60'den çekip Denklem 3.70'de yerine koyarak Z_0 karakteristik empedans ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$Z_0 = \frac{1}{V_{\text{faz}} C} \text{ [\Omega]} \quad (3.71)$$

Bu denklemde C birim hat uzunluğundaki kapasite değeridir. Ancak, sadece kayıpsız iletim hatları için değil aynı zamanda alanların bütünüyle enine düzlemde olmadığı dalga kılavuzu modları için de faz hızı β , ω ile orantılı değildir. Böyle durumlarda, faz hızı frekansa bağımlı olduğu için dispersiyon meydana gelecektir.



Şekil 3.6 : Faz hızı tanımlamasındaki dalga yayılım gösterimi.

Eğer bilgi bir işaretle iletilecek ise grup hızı şöyle belli bir frekans bandı için çok önemlidir. İki bileşenli bir dalga tanımlanmış olsun;

$$e^{j((\omega+d\omega)t-(\beta+d\beta)z)} + e^{j((\omega-d\omega)t-(\beta-d\beta)z)} = 2\cos(d\omega t - d\beta z)e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (3.72)$$

Dalga'nın zarfı $\cos(d\omega t - d\beta z)$ ile verilir. Bu durumda grup veya zarf hızı;

$$V_{\text{grup}} = \frac{d\omega}{d\beta} \quad (3.73)$$

ile tanımlanır.

İleri yönde ilerleyen bir dalga için, kayıpsız hat boyunca gerilim;

$$V^+ e^{j(\omega t - \beta z)} = V^+ e^{j\varphi} \quad (3.74)$$

şeklinde tanımlanabilir. Herhangi t zamanında, bir iletim hattı üzerindeki bir dalga boyu mesafesindeki iki nokta arasında 2π 'lik faz farkı vardır. Yani z ve (z+λ) noktaları arasındaki faz farkı $\varphi = 2\pi$ 'dir. Bu denklemlerde yer alan λ çalışma frekansındaki dalga boyudur. Serbest uzaydaki dalga boyu λ_0 ve bağıl dielektrik katsayısı ϵ_r ise;

$$\omega t - \beta z = \omega t - \beta(z + \lambda) + 2\pi \quad (3.75)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \text{ veya } \beta = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \quad (3.76)$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{ [m]} \quad (3.77)$$

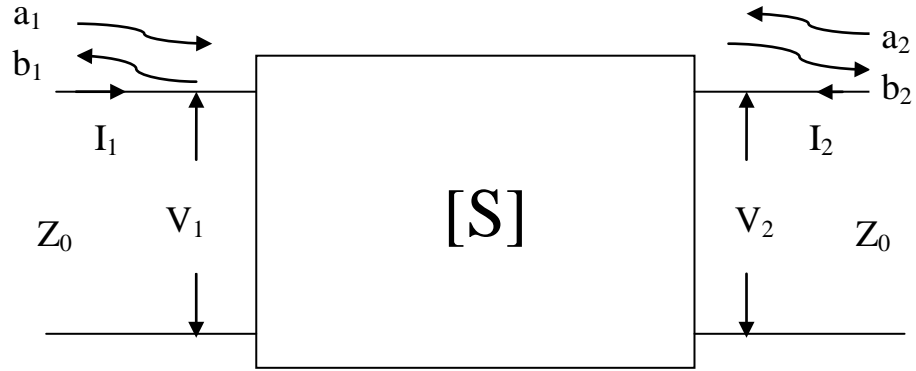
yazılabilir.

Bu iki denklem yalnızca (TEM) modunda kullanılabilir. Ancak ϵ_r yerine etkin bağıl dielektrik katsayısı (ϵ_{eff}) kullanmak suretiyle bu denklemler mikroşerit iletim hatlarında da kullanılabilir.

Mikrodalga mühendisliğinde doğrusal mikrodalga devrelerini karakterize etmek için dört tip devre parametreleri kullanılır; Saçılma parametreleri (S-parametreleri), Y-parametreleri, Z-parametreleri, ABCD-parametreleri. Bunların arasında, mikrodalga mühendisliğinde sıklıkla tercih edileni S-parametreleridir, çünkü türetiminde iletim hattı süreksizliklerindeki yönlü kuplör yardımıyla kolaylıkla ölçülebilecek ilerleyen ve yansıyan dalgalardan faydalanılır.

Z-, Y- ve ABCD parametreleri, kapılardaki gerilim ve akım değerlerine bağlıdır ve mikrodalga frekanslarında bu değerlerin doğrudan ölçümü çok zordur. Bu parametreler genellikle pasif devrelerin modellemelerinde tercih edilirler.

Şimdi kısaca bu parametrelerden bahsedelim. Saçılma parametreleri, bir mikrodalga devresini harici bir devreye bağlayan iletim hattı üzerindeki ilerleyen ve yansıyan dalgalar kullanılarak tanımlanırlar. Tanımı anlaşılabilir hale getirmek için Şekil 3.7'de yer aldığı gibi kapıları iletim hattına bağlı iki-kapılı bir devre düşünelim. Bağlantı noktalarındaki gerilim dalgalarını kullanarak devrenin S-parametrelerini tanımlamaya çalışacağız. (S-parametrelerini tanımlamak için iletim hatları gerekli değildir. Ancak, dalgaları gözlemleyebilmek için her iki kapıda bir parça iletim hattı kullanılır.)



Şekil 3.7 : Doğrusal iki kapılı mikrodalga devresi ve ilerleyen ve yansıyan dalgalar.

Kapı gerilim ve akımlarını ilerleyen ve yansıyan diye aşağıdaki gibi ayırabiliriz:

$$V_1 = V_1^+ + V_1^- \quad (3.78)$$

$$I_1 = \frac{1}{Z_0}(V_1^+ - V_1^-) \quad (3.79)$$

$$V_2 = V_2^+ + V_2^- \quad (3.80)$$

$$I_2 = \frac{1}{Z_0}(V_2^+ - V_2^-) \quad (3.81)$$

Z_0 , iletim hattının karakteristik empedansıdır, mikrodalga devrelerinde genellikle 50Ω 'dur. Kapılardaki yansıyan ve ilerleyen dalgalar, yukarıdaki denklemler çözülerek bulunabilir.

$$V_1^+ = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2} \quad (3.82)$$

$$V_1^- = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2} \quad (3.83)$$

$$V_2^+ = \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2} \quad (3.83)$$

$$V_2^- = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2} \quad (3.84)$$

Her bir kapıdaki gelen ve yansıyan gerilimler normalizasyon empedansı kullanılarak normalize edilirler. Bu normalizasyon empedansı genellikle hattın karakteristik empedansı ile aynı seçilir.

$$a_{1,2} = \frac{V_{1,2}^+}{\sqrt{Z_0}} \quad (3.85)$$

$$b_{1,2} = \frac{V_{1,2}^-}{\sqrt{Z_0}} \quad (3.86)$$

Gelen ve yansıyan güçler (akım ve gerilimin maksimum değerinde) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$P_1^+ = \frac{1}{2} |a_1|^2, P_2^+ = \frac{1}{2} |a_2|^2 \quad (3.87)$$

$$P_1^- = \frac{1}{2} |b_1|^2, P_2^- = \frac{1}{2} |b_2|^2 \quad (3.88)$$

Bu normalize gerilim dalga formlarını kullanarak saçılma parametreleri aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$b_1 = s_{11} a_1 + s_{12} a_2 \quad b_2 = s_{21} a_1 + s_{22} a_2 \quad (3.89)$$

(5.3.46)'daki denklemler matris formunda yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3.90)$$

Bu, Şekil 3.7'de verilen doğrusal iki kapılı devrenin S-parametreleri cinsinden tanımıdır. Eğer referans düzlemi ve normalizasyon direnci belli ise, verilen doğrusal devreyi tamamen karakterize edebilir. Şimdi referans düzleminin kaymasının S-parametreleri üzerindeki etkisine bakalım.

Şekil 3.8'de verildiği gibi bir devre düşünelim. Referans düzlemi şekilde verildiği gibi kayarsa gerilim dalgalarının fazları aşağıdaki gibi değişir.

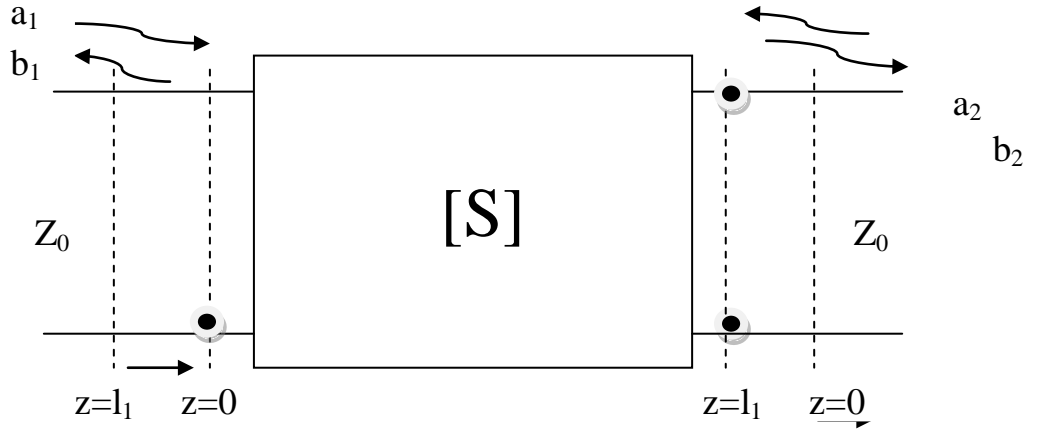
$$\begin{aligned} \tilde{b}_1 &= e^{-j\beta l_1} \cdot b_1 & \tilde{b}_2 &= e^{-j\beta l_2} \cdot b_2 \\ \tilde{a}_1 &= e^{j\beta l_1} \cdot a_1 & \tilde{a}_2 &= e^{j\beta l_2} \cdot a_2 \end{aligned} \quad (3.91)$$

Bu denklemler (3.90)'da yerine konulursa:

$$\begin{bmatrix} e^{j\beta l_1} & 0 \\ 0 & e^{j\beta l_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widetilde{b}_1 \\ \widetilde{b}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j\beta l_1} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta l_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widetilde{a}_1 \\ \widetilde{a}_2 \end{bmatrix} \quad (3.92)$$

elde edilir. Referans düzleminin değişmesi durumunda elde edilen yeni S-parametreleri aşağıdaki gibidir.

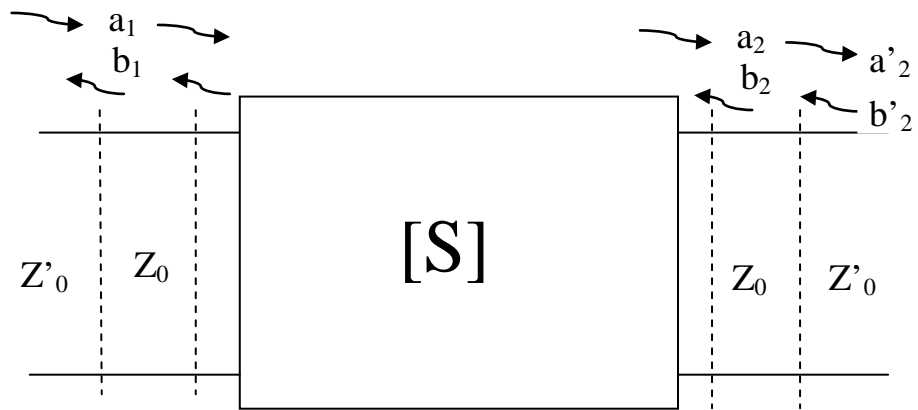
$$[\widetilde{S}] = \begin{bmatrix} e^{-j\beta l_1} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta l_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j\beta l_1} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta l_2} \end{bmatrix} \quad (3.93)$$



Şekil 3.8 : İki kapılı devrede referans düzleminin değişimi.

S-parametrelerini değiştiren bir diğer etki, normalizasyon empedansıdır. Mesela, kapılardaki iletim hattına farklı karakteristik empedanslı hatlar eklenmiş olsun.

Bu durumda hat üzerindeki dalga hareketi değişecek dolayısıyla yeni S-parametreleri tanımlanacaktır. Şimdi yeni S-parametrelerini matris formunda oluşturalım.



Şekil 3.9 : İki kapılı devrede normalizasyon empedansının değişimi.

$$\begin{bmatrix} b_1' \\ b_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}' & S_{12}' \\ S_{21}' & S_{22}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1' \\ a_2' \end{bmatrix} \quad (3.94)$$

$$\begin{aligned} V_1^{+'} + V_1^{-'} &= V_1^+ + V_1^- & \frac{V_1^{+'}}{Z_o'} - \frac{V_1^{-'}}{Z_o'} &= \frac{V_1^+}{Z_o} - \frac{V_1^-}{Z_o} \\ V_2^{+'} + V_2^{-'} &= V_2^+ + V_2^- & \frac{V_2^{+'}}{Z_o'} - \frac{V_2^{-'}}{Z_o'} &= \frac{V_2^+}{Z_o} - \frac{V_2^-}{Z_o} \end{aligned} \quad (3.95)$$

$$\begin{aligned} V_1^{+'} &= mV_1^+ + nV_1^- & V_1^{-'} &= nV_1^+ + mV_1^- & V_2^{+'} &= mV_2^+ + nV_2^- \\ V_2^{-'} &= nV_2^+ + mV_2^- \\ m &= \frac{1}{2}(1 + Z_o'/Z_o) & n &= \frac{1}{2}(1 - Z_o'/Z_o) \end{aligned} \quad (3.96)$$

S parametrelerini oluşturmak için devam edelim;

$$\begin{aligned} V_1^{-'} &= mS_{12}V_2^+ + (n + mS_{11})V_1^+ & V_2^{-'} &= mS_{21}V_1^+ + (n + mS_{22})V_2^+ \\ V_1^{+'} &= nS_{12}V_2^+ + (m + nS_{11})V_1^+ & V_2^{+'} &= nS_{21}V_1^+ + (m + nS_{22})V_2^+ \\ V_1^+ &= \frac{m+nS_{22}}{\Delta} V_1^{+'} - \frac{nS_{12}}{\Delta} V_2^{+'} & V_2^+ &= \frac{m+nS_{11}}{\Delta} V_2^{+'} - \frac{nS_{21}}{\Delta} V_1^{+'} \\ \Delta &= m^2 + mn(S_{11} + S_{22}) + n^2(S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}) \end{aligned} \quad (3.97)$$

Son olarak yeni S-parametreleri matrisini oluşturalım;

$$[S'] = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} m^2S_{11} + mn.K + n^2S_{22} & S_{12}(m^2 - n^2) \\ S_{21}(m^2 - n^2) & m^2S_{22} + mn.K + n^2S_{11} \end{bmatrix} \quad (3.98)$$

$$K = 1 + S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3.99)$$

Yeni S parametreleri matrisinden de görüldüğü gibi, m=1 n=0 olduğu zaman yani $Z_o = Z_o'$ olduğunda $[S'] = [S]$ elde ediliyor. Yukarıdaki denklem n- kapılı devreler için aşağıdaki biçimde genelleştirilebilir;

$$S' = A^{-1}(S - \Gamma^+).(U - \Gamma S)^{-1}A^+ \quad (3.100)$$

S: Orijinal saçılma matrisi, S': Normalizasyon empedansının değişmesi durumunda elde edilen saçılma matrisi, U: Birim matris, Γ ve A: Köşegen matrisler Z_i ve Z_i' i. kapının sırasıyla orijinal ve yeni karakteristik empedanslar olup, tanımları aşağıdaki gibidir;

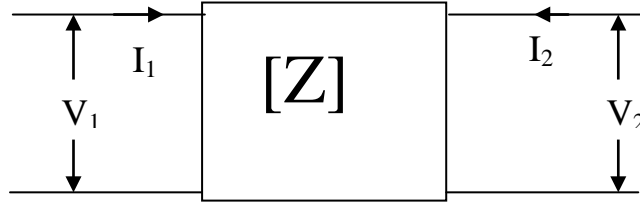
$$\Gamma_{ii} = \frac{Z_i' - Z_i}{Z_i' + Z_i} \quad A_{ii} = (1 - \Gamma_i^*) \frac{\sqrt{|1 - \Gamma_i \Gamma_i^*|}}{|1 - \Gamma_i|} \quad (3.101)$$

Z- ve Y- parametreleri Şekil 3.10'da gösterilen bağlantı noktalarındaki gerilim ve akımlar kullanılarak tanımlanırlar. Bağlantı gerilim ve akımlar cinsinden Z- parametreleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (3.102)$$

Denklem 3.102 matris şeklinde yazılırsa;

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.103)$$



Şekil 3.10 : Z- ve Y- parametreleri için gerilim ve akımların tanımı.

Benzer şekilde Y- parametreleri matrisi de yazılabilir.

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \quad I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \quad \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.104)$$

Yukarıda verilen tanımlardan,

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}^{-1} \quad (3.105)$$

U birim matris olmak üzere, Z- parametreleri ile S- parametreleri arasındaki ilişki aşağıdaki gibi türetilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_1^+ + V_1^- \\ V_2^+ + V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_0} (V_1^+ - V_1^-) \\ \frac{1}{Z_0} (V_2^+ - V_2^-) \end{bmatrix} \quad (3.106)$$

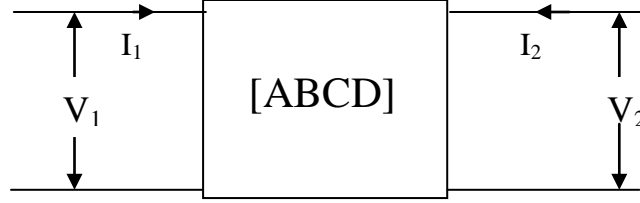
$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = Z_0 \left(U + \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \right) \left(U - \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \right)^{-1}$$

İki kapılı mikroşerit hatları tanımlamada saçılma parametreleri en kullanışlı yol olmasına rağmen bazen yeterli olmaz. Bu gibi durumlarda iletim parametreleri metodu ile tanımlama yapılır. İki kapılı devreler kaskat bağlandığında iletim parametreleri çok kullanışlı bir metottur. Her bir iki kapılı devrenin matrisleri çarpılarak kaskat yapının iletim matrisi oluşturulur.

Şekil 3.11'deki (toplam) gerilim ve akımları verilen iki kapılı bir devrenin iletim matrisi

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (3.107)$$

şeklinde yazılır.



Şekil 3.11 : İki-kapılı devrenin gerilim ve akımları.

A,B,C,D parametreleri her bir devrenin kendi matris elemanlarını göstermek için kullanılır.

İletim matrisi aynı zamanda ABCD matrisi ve parametreleri olarak da bilinir. İkinci kapıdaki akımın $-I_2$ olduğuna dikkat etmek gerekir. Kaskat yapıdaki komşu devreye giren diğerinin çıkış akımı olarak kullanılacağı için $-I_2$ olarak tanımlanır.

$$\begin{aligned} A &= \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{(I_2 = 0)} & B &= \left. \frac{V_1}{-I_2} \right|_{(V_2 = 0)} \\ C &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{(I_2 = 0)} & D &= \left. \frac{I_1}{-I_2} \right|_{(V_2 = 0)} \end{aligned} \quad (3.108)$$

şeklinde yazılabilir.

4. FİLTRE TASARIMI

Mikrodalga filtreler belli bir frekans aralığının geçirilip belli bir frekans aralığının bastırıldığı yapılardır. Tipik frekans cevapları band geçiren, band durduran, alçak ve yüksek geçiren tiplerinde olabilmektedir. Genellikle radar sistemleri, test ve ölçüm sistemleri ve mikrodalga haberleşme gibi alanlarda kullanılmaktadır.

Mikrodalga filtre teorisi ile çalışmalar 2.Dünya savaşını takiben Mason, Sykes, Darlington, Fano, Lawson ve Richards öncülüğünde başlamıştır. Filtre tasarımı parametre metodu 1930'ların sonlarına doğru geliştirilmiş ve zamanın düşük frekans uygulamalarında kullanılmıştır. (Radyo ve telefonlarda)

1950'lerin başlarında Stanford'lu bir grup, filtre tasarımı ve kuplör tasarımı konusunda aktif çalışmalarda bulunmuş, bu çalışmaların sonunda yayınlanan kitap filtre tasarımı ve kuplör tasarımı konularına ışık tutacak nitelikte olmuştur.

Günümüzde çoğu filtre tasarımı ve CAD tasarımı araya girme kaybı metodu baz alınarak yapılmaktadır. Devre sentezindeki gelişmelerin bir sonucu olarak süper iletkenlerin düşük sıcaklıklarda kullanımı ve mikrodalga filtre tasarımı gibi konular günümüzün popüler araştırma konuları içerisinde yer almaktadır.

Filtre tasarımı görüntü parametreleri ve araya girme kaybı olmak üzere iki metot vardır.

Görüntü parametreleri yönteminde; iki kapılı filtre parçaları istenilen zayıflama karakteristiğini ve kesim frekansını vermek üzere kaskat yerleştirilmek suretiyle düzenlenirler. Bu filtre tasarımı yöntemi kolay olmasına karşın, istenilen sonuca ulaşmak için gereken adım sayısı fazla olduğundan dolayı tercih edilmez.

Daha modern bir yöntem olan bir yöntem olan araya girme kaybı yönteminde alçak geçiren filtre prototipi kullanılır. Bu prototipte empedans ve frekans terimleri normalize edilir, daha sonra prototip tasarımı istenilen frekans aralığına ve empedans düzeyine dönüştürülür.

Görüntü parametreleri ve araya girme yöntemlerinin her ikisi de toplu parametrelili devrelere dayanmaktadır. Mikrodalga uygulamaları için bu devreler iletim hattı parçalarına dönüştürülür. Richard dönüşümü ve Koroda tanımlaması bu aşama için kullanılır.

4.1 Görüntü Parametreleri Yöntemi

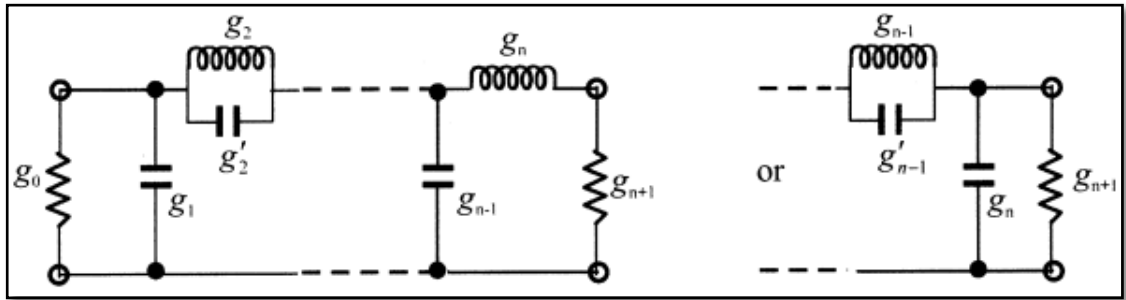
Görüntü parametreleri yöntemi ile filtre tasarımı iki kapılı kaskat devrelerin geçiş ve tutma bandı tanımlamalarını kapsar.

Yöntem genel anlamda basittir, fakat rastgele frekans cevapları tasarımda kullanılamaz. Araya girme kaybı yöntemi ile arasındaki fark budur. Basit filtre yapıları için çok kullanışlıdır ve bu yöntem sayesinde sonlu periyodik yapılar ile pratik filtreler arasında kolay geçiş sağlanır.

4.2 Araya Girme Kaybı Yöntemi

AGK yöntemi geçiş ve tutma bandı bölgelerinin tümünde yüksek performanslı filtre tasarımına izin vermektedir.

4.2.1. Eliptik ve lineer faz karakteristikli alçak geçiren filtre prototip filtreleri

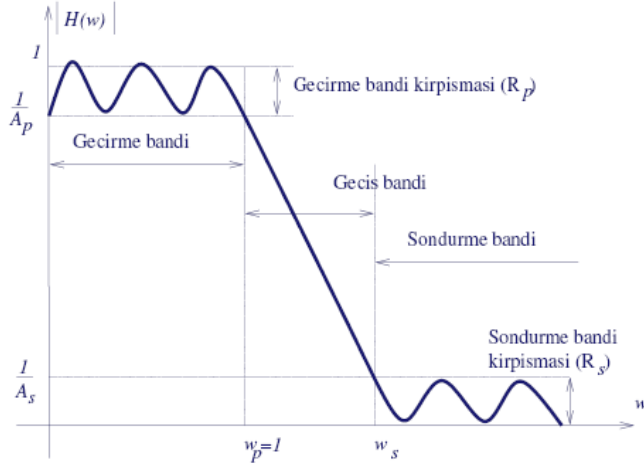


Şekil 4.1 : Eliptik karakteristikli alçak geçiren prototip filtre örnekleri.

Şekil 4.1'de eliptik karakteristikli alçak geçiren prototip filtrelerine ait sık kullanılan iki örnek devre modeli görülmektedir. Şekil 4.1a'da seri bağlanan paralel rezonans devrelerinin açık devre gibi davranarak transmisyona izin vermediği bir filtre konfigürasyonu görülmektedir.

Eliptik karakteristik gösteren filtrelerin tutma ve geçirme bandında eş dalgalanmalar oluşur.

Şekil 4.2’de eliptik karakteristikli alçak geçiren prototip filtreye ait transfer fonksiyonu görülmektedir.



Şekil 4.2 : Eliptik karakteristikli alçak geçiren prototip filtreye ait transfer fonksiyonu

Eliptik karakteristikli filtreye ait rasyonel fonksiyon Denklem 4.1’deki gibi tanımlanabilir:

$$\prod_{i=1}^n \frac{(w^2 - w_{zi}^2)}{(w^2 - w_{pi}^2)} \quad (4.1)$$

Denklem 4.1’de w_{zi} = İletim sıfırlarını, w_{pi} = İletim kutuplarını ifade eder.

Faz değişimi lineer olan filtreler lineer faz karakteristiğe sahip filtreler olarak isimlendirilirler. Lineer faz filtre karakteristiğine ait fonksiyonlar;

$$S_{11}(w) = |S_{11}(w)|^2 e^{j\phi_{11}} \quad (4.2)$$

$$S_{21}(w) = |S_{21}(w)|^2 e^{j\phi_{21}} \quad (4.3)$$

$$\frac{d\phi_{11}}{dw} = \frac{d\phi_{21}}{dw} = a; \quad \phi_{21} = aw + jb \quad (4.4)$$

şeklinde ifade edilir.

5. DUAL MOD DUAL BAND MİKROŞERİT FİLTRE TASARIMI

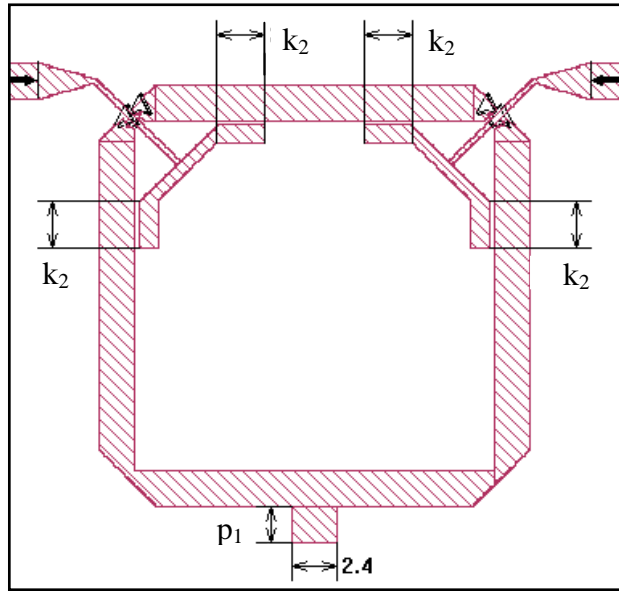
Bu çalışma dahilinde tasarlanan dual mod, dual band filtre karakteristiğine sahip yapı parçadan bütüne doğru incelenecektir.

İlk olarak dual mod dual band filtre yapısını oluşturan iç içe geçmiş yapılar ayrı ayrı incelenerek bu yapılarda, elde edilmek istenen frekans cevapları üzerinde etken olan parametreler tespit edilecektir. Ardından elde edilen veriler ışığında, yapı bütünüyle analiz edilecek ve önerilen filtre yapısının gösterdiği karakteristikler neden sonuç ilişkisi çerçevesinde açıklanacaktır.

5.1 Besleme Hatlarının Frekans Cevabı Üzerindeki Etkisi (Tek Band)

5.1.1 İç besleme yapısı

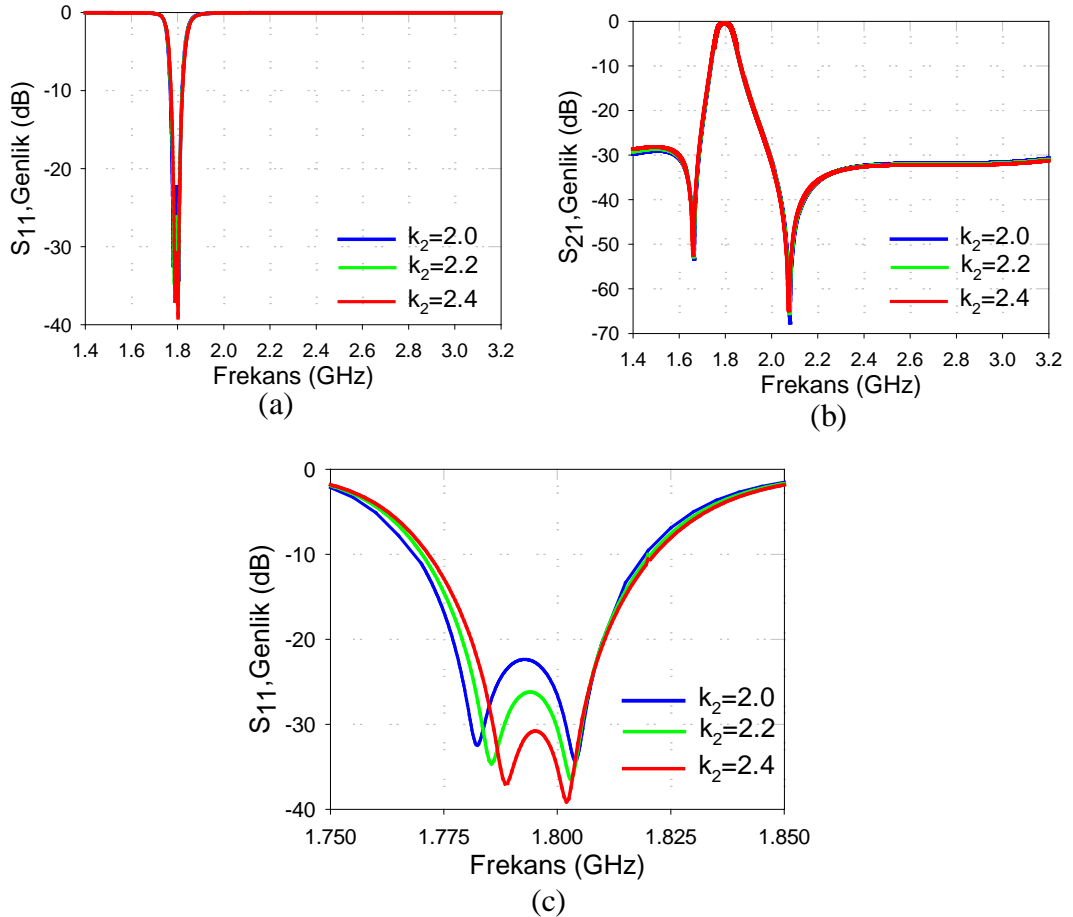
Konvansiyonel olarak tasarlanan filtre yapısının iç kısmında kullanılan besleme hattı, bir iletken parçasının Şekil 5.1'deki gibi kesilmesiyle elde edilmiştir.



Şekil 5.1 : Önerilen filtre yapısının iç kısmında kullanılan besleme yapısı.

Mikrodalga literatüründe genellikle karşılaşılan dual mod mikroserit rezonatörler iki dejenere modu üretmek ve onları birbirine kuplajlamak için 90° veya 270° ’lik açı ile yerleştirilen dik besleme hatları ile beslenirler.

Bu çalışmada önerilen yapı ise içerdiği dual mod rezonatörlerin sağ ve sol üst köşelerine yerleştirilen birbirlerine göre çeyrek dalga boyu mesafesindeki besleme hatları ile beslenmektedir. Şekil 5.1’de önerilen filtre yapısının dış kısmındaki 22.6×22.6 mm² yüzey alanına sahip dual mod rezonatör yapısı görülmektedir. Dual mod rezonatörün dejenere modlarını uyarmak ve frekans cevabında geçme bandını elde etmek için rezonatörün dış kısmına 2.4×2 (p₁) mm² yüzey alanına sahip bir yama perturbasyon elemanı eklenmiştir. Oluşturulan bu yapının (Şekil 5.1) iç kısmına yerleştirilen besleme hattına ait “ k_2 ” kol uzunluğu değiştirilerek yapıda meydana gelen kuplaj miktarındaki değişimin, yapının frekans cevabı üzerindeki etkisi Şekil 5.2’de incelenmiştir.



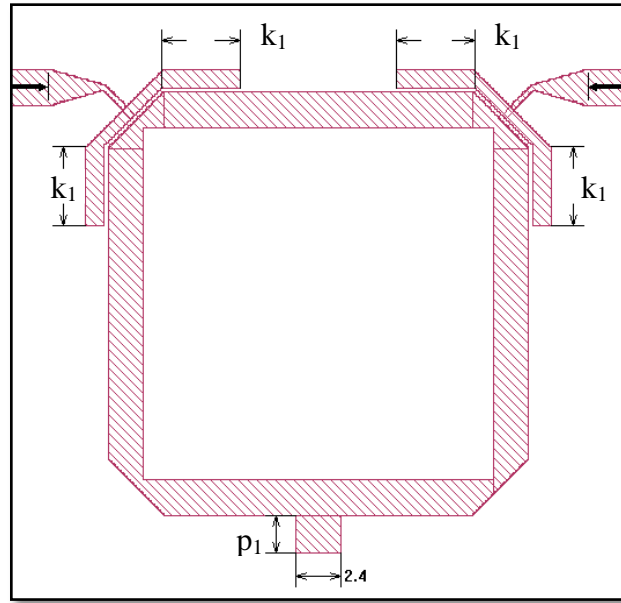
Şekil 5.2 : İç besleme kol uzunluğunun (k_2) değişiminin dıştaki dual mod rezonatörün frekans cevabı üzerine etkisi. a) S_{11} b) S_{21} c) Frekans skalası daraltılmış S_{11}

Şekil 5.2a'da verilen grafikte mod ayrışımı ve modların davranışı tam olarak seçilemediğinden, frekans skalası 1.4-3.2 GHz aralığından 1.75-1.85 GHz aralığına daraltılmış ve modların davranışı Şekil 5.2c'de net bir biçimde gözlenmiştir.

Şekil 5.2c'de görüldüğü gibi besleme kol uzunluğundaki (k_2) artış, rezonatörün kuplaj miktarını etkilediğinden RL seviyesinin (band dibi ve band ortasında) ayarlanmasında etken bir parametre olarak kullanılabilir. Bunun yanında besleme kol uzunluğundaki (k_2) artışın iletim sıfırlarının konumu ve geçirme bandının band genişliği üzerinde etkisi olmamıştır. (Şekil 5.2b). Önerilen filtre yapısının yalnızca dış kısmına yerleştirilen dual mod rezonatör üzerindeki kuplaj etkisi incelendiğinden frekans cevabında tek bandın oluştuğu gözlenmiştir.

5.1.2 Dış besleme yapısı

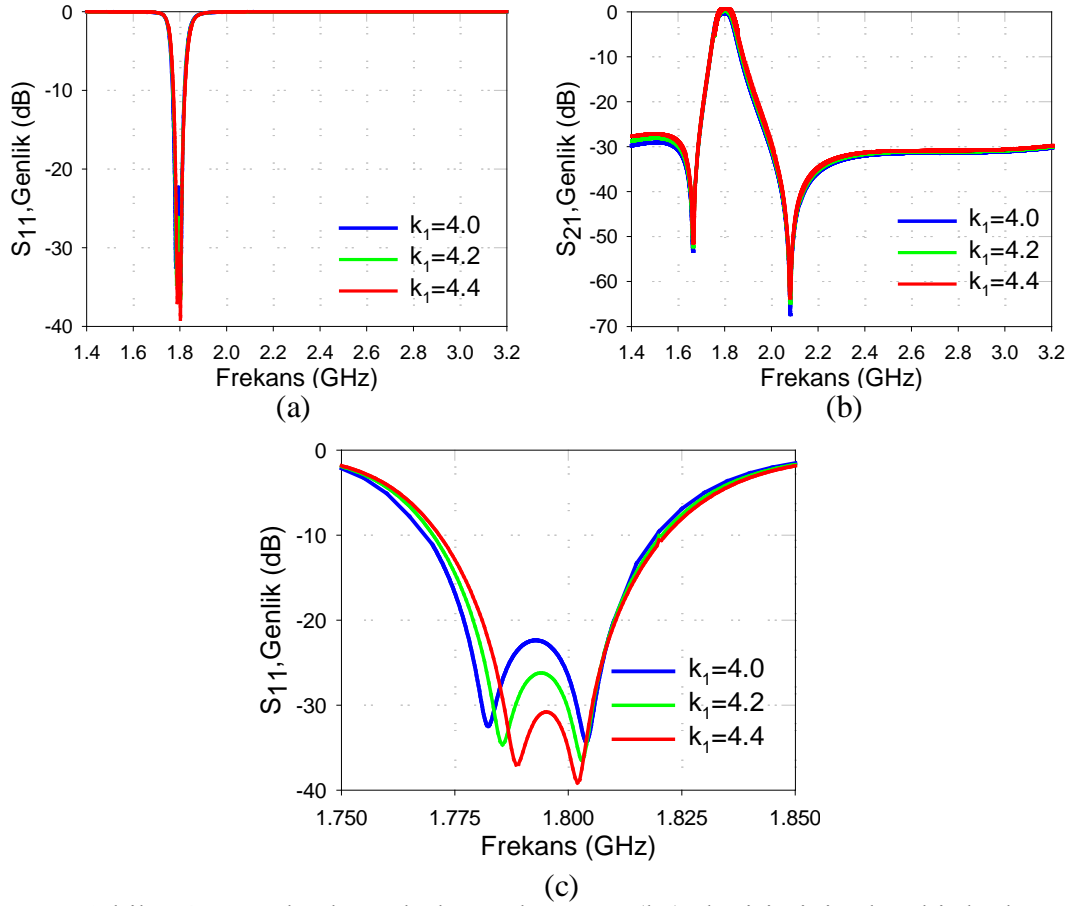
Konvansiyonel olarak tasarlanan filtre yapısının dış kısmında kullanılan besleme hattı, bir iletken parçasının Şekil 5.3'teki gibi kesilmesiyle elde edilmiştir.



Şekil 5.3: Önerilen filtre yapısının dış kısmında kullanılan besleme yapısı.

Şekil 5.3'te önerilen filtre yapısının dış kısmındaki 22.6 x 22.6 mm² yüzey alanına sahip dual mod rezonatör yapısı görülmektedir. Dual mod rezonatörün dejenere modlarını uyarmak ve frekans cevabında geçme bandını elde etmek için rezonatörün dış kısmına 2.4 x 2 (p_1) mm² yüzey alanına sahip bir yama perturbasyon elemanı eklenmiştir.

Oluşturulan bu yapının (Şekil 5.3) dış kısmına yerleştirilen besleme hattına ait “ k_1 ” kol uzunluğu değiştirilerek yapıda meydana gelen kuplaj miktarındaki değişimin, yapının frekans cevabı üzerindeki etkisi Şekil 5.4’te incelenmiştir.



Şekil 5.4 : Dış besleme kol uzunluğunun (k_1) değişiminin dıştaki dual mod rezonatörün frekans cevabı üzerine etkisi. a) S_{11} . b) S_{21} . c) Frekans skalası daraltılmış S_{11} .

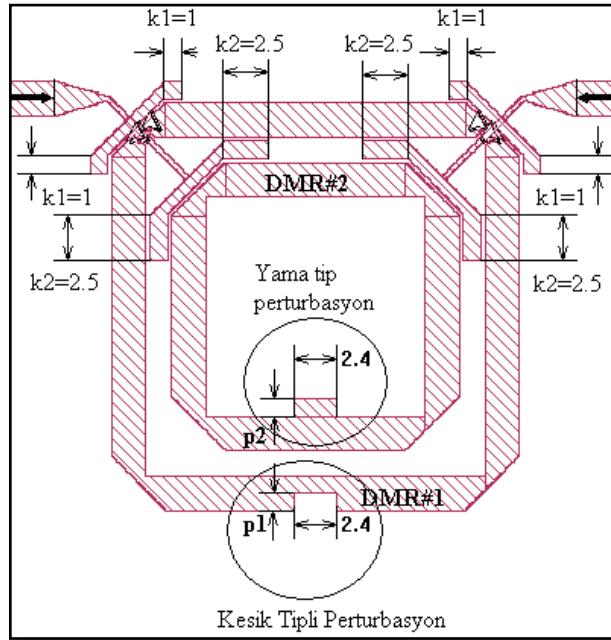
Şekil 5.4a’da verilen grafikte mod ayrışımı ve modların davranışı tam olarak seçilemediğinden, frekans skalası 1.4-3.2 GHz aralığından 1.75-1.85 GHz aralığına daraltılmış ve modların davranışı Şekil 5.4c’de net bir biçimde gözlenmiştir.

Şekil 5.2c’de görüldüğü gibi besleme kol uzunluğundaki (k_1) artış, rezonatörün kuplaj miktarını etkilediğinden RL seviyesinin (band dibi ve band ortasında) ayarlanmasında etken bir parametre olarak kullanılabilir. Bunun yanında besleme kol uzunluğundaki (k_1) artışın iletim sıfırlarının konumu ve geçirme bandının band genişliği üzerinde etkisi olmamıştır. (Şekil 5.4b). Önerilen filtre yapısının yalnızca dış kısmına yerleştirilen dual mod rezonatör üzerindeki kuplaj etkisi incelendiğinden frekans cevabında tek bandın oluştuğu gözlenmiştir.

5.2 Dual Mod-Dual Band Bandgeçiren Filtre Cevabının Elde Edilmesi

Dual band filtre cevabının elde edilebilmesi için iki kare halka dual mod rezonatör iç içe konumlandırılmıştır. Bu iç içe konumlandırma ikinci rezonatörün kaplayacağı ekstra alandan tasarrufu yani minyatürizasyonu sağlamıştır.

Dış kısımda kullanılan dual mod rezonatör (DMR#1) $22.6 \times 22.6 \text{ mm}^2$ lik yüzey alanına sahipken iç kısma yerleştirilen dual mod rezonatör (DMR#2) $16 \times 16 \text{ mm}^2$ lik yüzey alanına sahiptir. DMR#2'nin DMR#1'e oranla daha küçük boyutlara sahip olması iç içe konumlandırmanın temel sonucudur. Bu durum DMR#2'nin DMR#1'e göre daha yüksek rezonans frekanslarına sahip olmasını sağlamıştır. DMR#2'nin DMR#1'e göre daha yüksek rezonans frekanslarına sahip olması, temel $c=\lambda \cdot f$ bağıntısıyla kolaylıkla açıklanabilir. Boyut olarak büyük olan rezonatörün de büyük olacağından rezonans frekansı küçük, boyut olarak küçük olan rezonatörün ise λ 'sı da küçük olacağından rezonans frekansı büyük olacaktır. Çalışmada önerilen filtre yapısı Şekil 5.5'te görülmektedir.



Şekil 5.5: Önerilen mikroşerit dual mod, dual band filtre yapısı.

Dual mod band geçiren filtre tasarımı dual mod rezonatörlerin iki dejenere modunun ayrıştırılması işlemi ile başlar. Mod ayrıştırma işlemi giriş çıkış kapılarından 135° veya 45° uzaklıklarda rezonatörlerde perturbasyon oluşturularak sağlanabilir.

Bu çalışmada önerilen yapıda her iki rezonatör için ayrı birer perturbasyon elemanı kullanılmıştır.

Yama tipinde perturbasyon elemanı seçildiğinde, kullanılan yama tipinde perturbasyon elemanı ile oluşturulan kapasitif etki ile mevcut alan dağılımı bozularak perturbasyon elemanının ait olduğu rezonatöre ait dejenere modlar uyarılır. Sonucunda kompleks düzlemin reel ekseninde iki transmisyon sıfırlı eliptik band geçiren filtre cevabı elde edilir.

Kullanılan perturbasyon elemanı kesik tipinde seçildiğinde ise, kullanılan kesik tipinde perturbasyon elemanı ile oluşturulan indüktif etki ile mevcut alan dağılımı bozularak perturbasyon elemanının ait olduğu rezonatöre ait dejenere modlar uyarılır. Sonucunda kompleks düzlemin imajiner ekseninde iki transmisyon sıfırlı lineer faz band geçiren filtre cevabı elde edilir.

Bu çalışmada kullanılan perturbasyon elemanın yalnızca düşey eksenindeki boyutu değiştirilerek perturbasyon etkisi oluşturulmaya çalışılacaktır. Yatay eksenindeki boyutu 2.4 mm olarak sabit tutulacaktır. Çünkü perturbasyon etkisinin değişiminde perturbasyon elemanının düşey eksenindeki boyutu yatay eksenindeki boyutuna göre çok daha etkindir. Perturbasyon elemanı kesik tipinde olduğunda düşey ekseninde sahip olduğu boyut negatif, yama tipinde olduğunda ise pozitif notasyon ile ifade edilecektir.

Perturbasyon elemanının dual mod rezonatörlerin dejenere modları arasındaki kuplaj tipi üzerindeki etkisinden faydalanılarak transmisyon sıfırları reel ve imajiner ekseninde olmak üzere 4 farklı tipte organize edilmiş ve birbirinden farklı 4 farklı tip filtre cevabı elde edilmiştir.

İlerleyen aşamada yukarıda verilen bilgiler çerçevesinde elde edilen 4 farklı tip filtre konfigürasyonu üzerinde durularak bu filtre konfigürasyonlarını etkileyen parametreler incelenecektir.

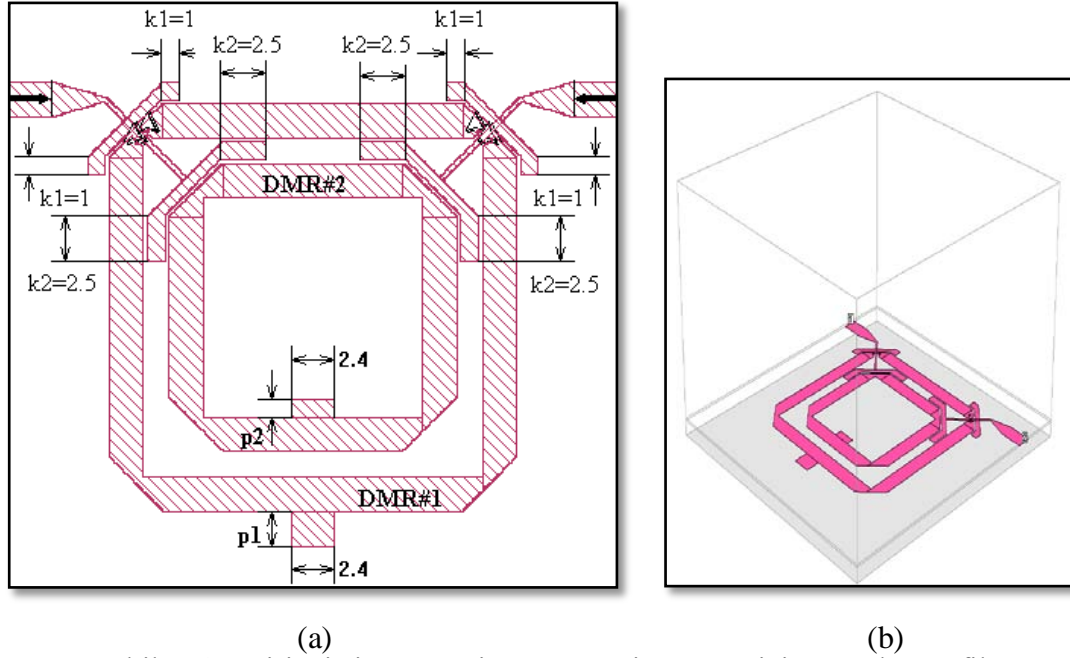
5.2.1 Birinci tip transmisyon sıfırı organizasyonu (Eliptik/Eliptik faz cevap)

Önerilen filtre yapısı ile oluşturulan band geçiren filtre cevabında iki bandın da eliptik fazda cevap verebilmesini sağlamak için, önerilen yapı üzerinde iki banda ait transmisyon sıfırları da kompleks düzlemin reel ekseninde olacak şekilde bir

perturbasyon etkisi yaratılmıştır. Bu etkiyi sağlamak için yapıya iki adet yama tipinde perturbasyon elemanı eklenmiştir.

Kullanılan yama tipindeki perturbasyon elemanları kapasitif etki yaratarak mod ayrışımını tetiklemektedir.

İki bandın da eliptik fazda cevap vermesi için önerilen yapı Şekil 5.6'de verilmiştir.



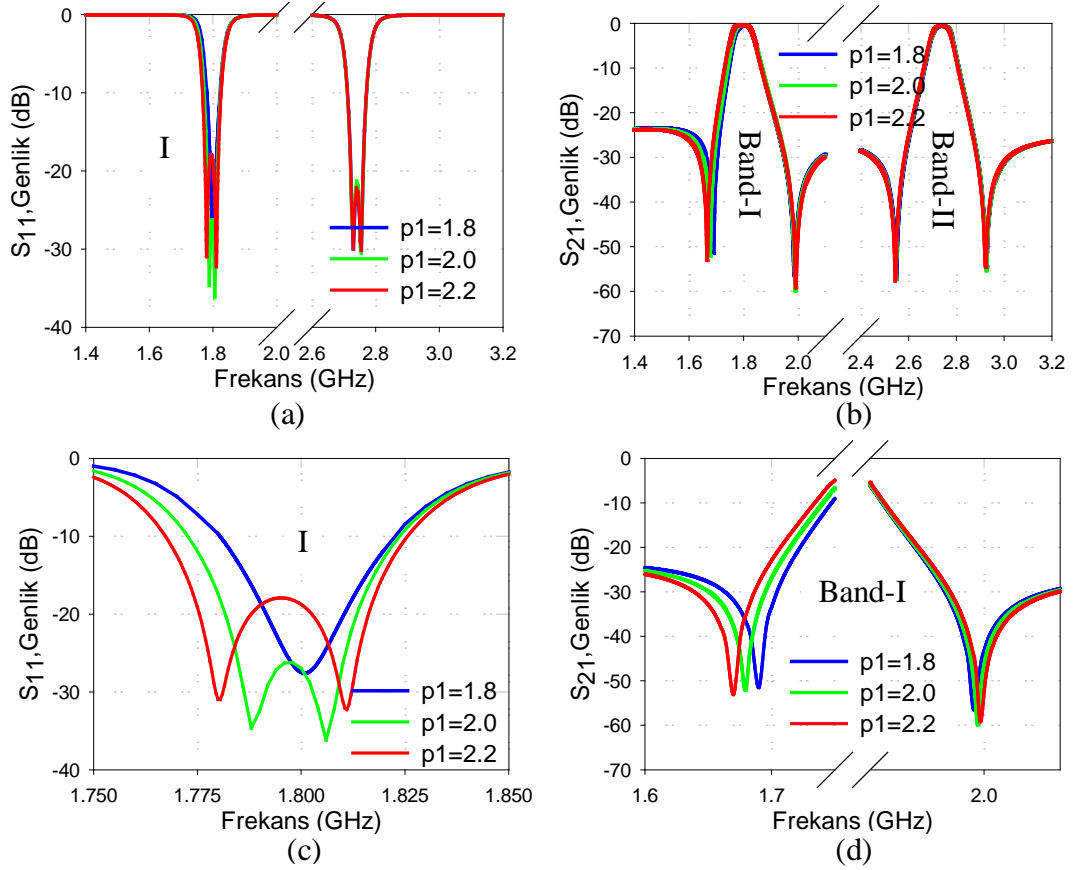
Şekil 5.6 : Birinci tip transmisyon organizasyonu için tasarlanan filtre yapısı (Eliptik-Eliptik fazda cevap veren yapı) a) İki boyutlu görünüm b) Üç boyutlu görünüm.

Önerilen yapıda, dış kısımda $22.6 \times 22.6 \text{ mm}^2$ 'lik yüzey alanına sahip bir dual mod rezonatör (DMR#1) iç kısımda (DMR#2) $16 \times 16 \text{ mm}^2$ 'lik yüzey alanına sahip bir dual mod rezonatör kullanılmıştır. Kuplaj kol uzunlukları $k_1=1 \text{ mm}$ ve $k_2=2.5 \text{ mm}$ olacak şekilde ayarlanmıştır.

DMR#1'e ait yama tipi perturbasyon elemanının yatay eksenindeki boyutu 2.4 mm olarak sabit tutularak dikey eksenindeki boyutu $p_1=1.8 \text{ mm}$, 2.0 mm , 2.2 mm olacak şekilde değiştirildiğinde ikinci band bu değişimden etkilenmezken yalnızca birinci bandın bu değişimden etkilendiği saptanmıştır. (p_1 boyutu değiştirilirken $p_2=1.0 \text{ mm}$ 'de sabit tutulmaktadır.)

Genelleştirmek gerekirse, perturbasyon elemanlarının, ait oldukları rezonatörün oluşturduğu band üzerinde etken oldukları söylenebilir. $2.4 \times p_1$ yüzey alanına sahip yama tipi perturbasyon elemanı DMR#1'e aittir. DMR#1 dual band filtre cevabının birinci bandını oluşturmaktadır. Dolayısıyla ilgili perturbasyon elemanının p_1

boyutunda meydana gelen değişimden filtre cevabının birinci bandı etkilenirken ikinci bandı etkilenmemektedir. Şekil 5.7’de $p_2= 1.0$ mm’de sabit tutulurken diğer yama tipindeki perturbasyon elemanına ait p_1 boyutu $p_1=1.8$ mm, 2.0 mm, 2.2 mm olacak şekilde değiştirildiğinde frekans cevabında gözlenen değişimler incelenmiştir.



Şekil 5.7 : a)-b) 1.4-3.2 GHz aralığında p_1 boyutundaki değişimin frekans cevabı üzerindeki etkisi c)-d) Daraltılmış frekans skalasında p_1 boyutundaki değişimin birinci bandın frekans cevabı üzerindeki etkisi.

Şekilden de görüldüğü gibi p_1 boyutu artırıldıkça mod ayrışımı gerçekleşerek modlar birbirinde uzaklaşmaktadır. Birinci band için mod ayrışımı ilk olarak $p_1=2$ mm’de meydana gelmiştir.

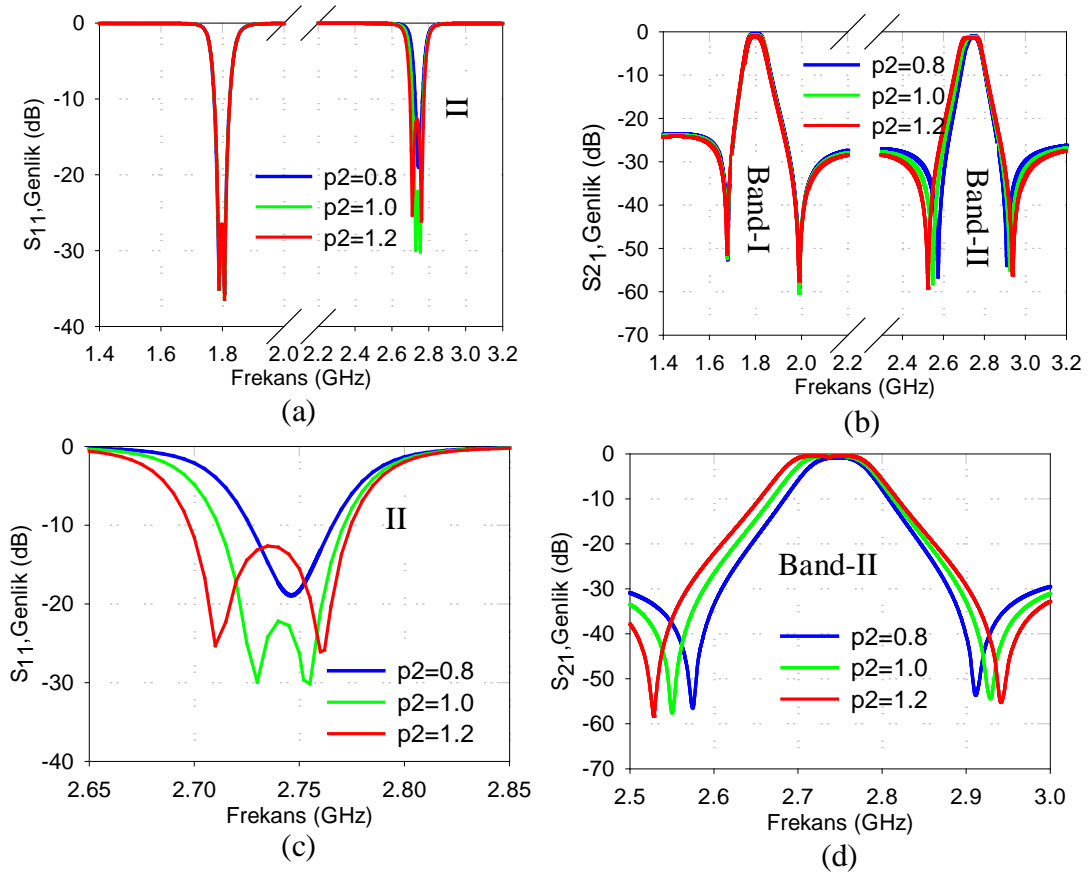
Şekil 5.7c’den de görüldüğü gibi yüksek frekanstaki mod çok az bir kayma ile yerinde hemen hemen sabit kalırken düşük frekanstaki mod perturbasyon etkisinin artmasıyla beraber diğer moddan ayrılarak frekans ekseninde daha düşük frekanslara doğru kaymaktadır.

Şekil 5.7d’de ise perturbasyon etkisinin artması ile beraber transmisyon sıfırlarının birbirinden uzaklaştığı, bu durumun da band genişliğini artırdığı görülmektedir.

Şekil 5.7a ve b'de modların durumu ve transmisyon sıfırlarının yerlerindeki değişim tam olarak seçilemediğinden Şekil 5.7c ve d'de birinci bandın yer aldığı frekans skalası daraltılarak değişimin grafik üstünde daha net görülmesi sağlanmıştır.

Şekil 5.6'da önerilen yapı üzerinde DMR#2'ye ait yama tipi perturbasyon elemanının yatay eksenindeki boyutu 2.4 mm olarak sabit tutularak düşey eksenindeki p_2 boyutu $p_2=0.8$ mm, 1.0 mm, 1.2 mm olacak şekilde değiştirildiğinde birinci bandın bu değişimden etkilenmediği ve bu değişimin yalnızca ikinci band üzerinde etkili olduğu saptanmıştır. p_2 boyutu değiştirilirken $p_1=2.0$ mm'de (düşey boyutu 2.4 mm'de) sabit tutulmaktadır. Ayrıca değişimin incelendiği yapıda DMR#1 22.6 x 22.6 mm²'lik yüzey alanına DMR#2'de 16 x 16 mm²'lik yüzey alanına sahiptir. Kuplaj kol uzunlukları ise $k_1=1$ mm ve $k_2=2.5$ mm olacak şekilde ayarlanmıştır.

Şekil 5.8'de $p_1=2$ iken p_2 boyutu sırasıyla $p_2=0.8$ mm, 1.0 mm, 1.2 mm olacak şekilde değiştirilmiş ve frekans cevabında gözlenen değişimler incelenmiştir.



Şekil 5.8 : a)-b) 1.4-3.2 GHz aralığında p_2 boyutundaki değişimin frekans cevabı üzerindeki etkisi c)-d) Daraltılmış frekans skalasında p_2 boyutundaki değişimin ikinci bandın frekans cevabı üzerindeki etkisi.

Şekil 5.8c'den de görüldüğü gibi p_2 boyutu artırıldıkça mod ayrışımı gerçekleşerek modlar birbirinde uzaklaşmaktadır. İkinci band için mod ayrışımı ilk olarak $p_2=1.0$ mm'de meydana gelmiştir. Yüksek frekanstaki mod çok az bir kayma ile yerinde hemen hemen sabit kalırken düşük frekanstaki mod perturbasyon etkisinin artmasıyla beraber diğer moddan ayrılarak frekans ekseninde daha düşük frekanslara doğru kaymaktadır.

Şekil 5.8d'de ise perturbasyon etkisinin artması ile beraber transmisyon sıfırlarının birbirinden uzaklaştığı bu durumun da band genişliğini artırdığı görülmektedir.

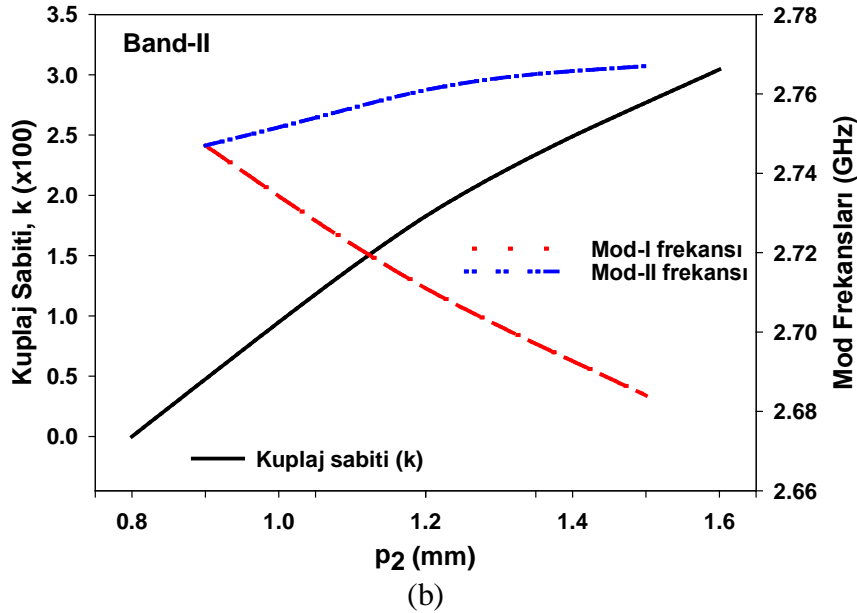
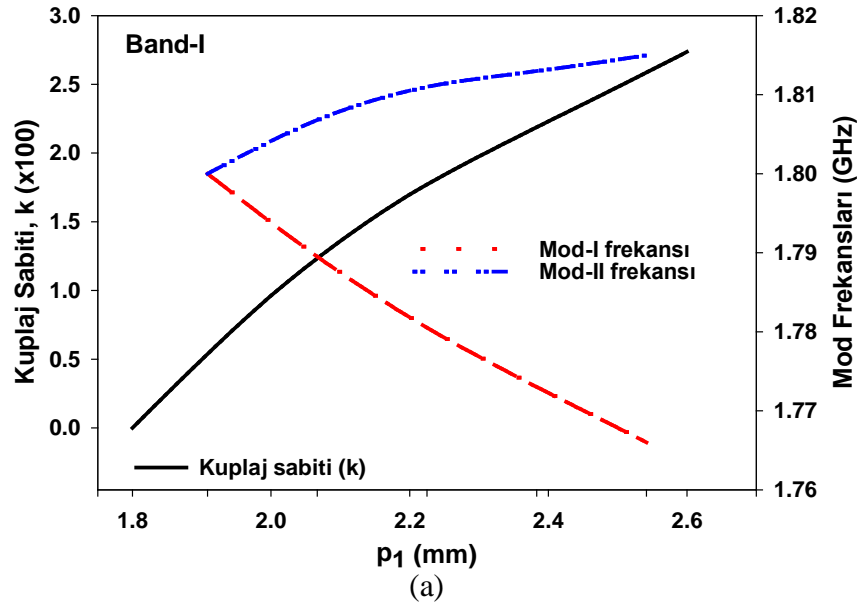
Şekil 5.8a ve b'de modların durumu ve transmisyon sıfırlarının yerlerindeki değişim tam olarak seçilemediğinden Şekil 5.8c ve d'de ikinci bandın yer aldığı frekans skalası daraltılarak değişimin grafik üstünde daha net görülmesi sağlanmıştır.

Elde edilen bu veriler Şekil 5.9'da üç değişkeni (perturbasyon boyutu, mod frekansı, kuplaj sabiti) içeren kuplaj sabiti değişim grafiğinde birleştirilmiştir. Bu grafikte bu üç parametrenin birbirleri ile olan ilişkisi irdelenmiştir. Kuplaj sabitinin hesabında $k = (f_{02}^2 - f_{01}^2) / (f_{02}^2 + f_{01}^2)$ formülasyonu kullanılmıştır. Bu inceleme birinci ve ikinci band için ayrı ayrı yapılmıştır.

Birinci band için yapılan incelemede p_1 boyutu sırasıyla $p_1=1.8, 2.0, 2.2, 2.4, 2.6$ mm olarak alınmıştır. p_1 bu boyutlarda iken DMR#1'e ait mod frekansları belirlenerek $k = (f_{02}^2 - f_{01}^2) / (f_{02}^2 + f_{01}^2)$ formülasyonunda yerine konulmak suretiyle, kuplaj sabiti ve mod frekanslarının perturbasyon etkisiyle değişimi incelenmiştir. (Şekil 5.9a).

İkinci band için ise p_2 boyutu sırasıyla $p_2=0.8, 1.0, 1.2, 1.4, 1.6$ mm olarak alınmıştır. p_2 bu boyutlarda iken DMR#2'ye ait mod frekansları belirlenerek $k = (f_{02}^2 - f_{01}^2) / (f_{02}^2 + f_{01}^2)$ formülasyonunda yerine konulmak suretiyle, kuplaj sabiti ve mod frekanslarının perturbasyon etkisiyle değişimi incelenmiştir. (Şekil 5.9b).

İki bandda da perturbasyon etkisinin artması ile beraber modlar birbirinden uzaklaşmaktadır. Yani iki band için de modun biri hemen hemen yer değiştirmezken diğeri frekans spektrumunda düşük frekanslara doğru kaymaktadır. Perturbasyon boyutlarında yapılan her değişiklik sonucunda elde edilen mod frekans değerleri $k = (f_{02}^2 - f_{01}^2) / (f_{02}^2 + f_{01}^2)$ formülasyonunda yerine konulduğunda elde edilen sonuç, birbirine bağlı üç değişkeni içeren kuplaj değişim grafiğinde kuplaj sabitindeki artışın nedenini açıklar.

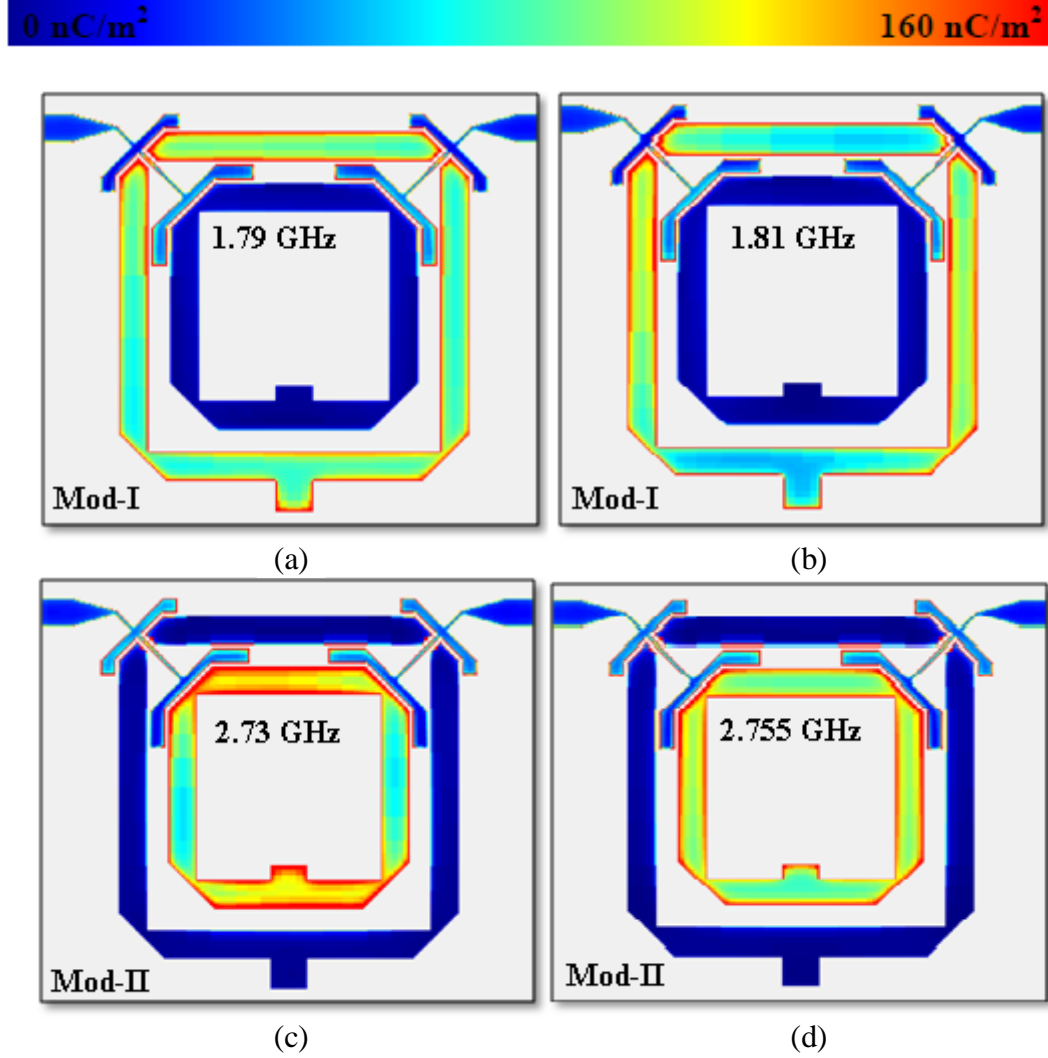


Şekil 5.9 : İki band için kuplaj sabiti ve mod frekanslarının perturbasyon etkisine göre değişimi a) p_1 b) p_2

Şekil 5.6'da önerilen birinci tip filtre yapısında $p_1=2$ mm ve $p_2=1$ mm alınmış, elde edilen yapının frekans cevabında birinci bandda oluşturduğu modların rezonans frekansları okunarak (1.71 GHz ve 1.81 GHz) bu frekanslarda yük dağılımı incelenmiştir. Birinci bandın mod frekanslarında elde edilen yük dağılım grafikleri Şekil 5.10a ve b'de görülmektedir.

Ardından aynı yapının ikinci bandda oluşturduğu modların rezonans frekansları okunarak (2.73 GHz ve 2.755 GHz) bu frekanslarda da filtre yapısının yük dağılımı incelenmiştir.

İkinci bandın mod frekanslarında elde edilen yük dağılım grafikleri Şekil 5.10c ve d'de görülmektedir. İncelemeler yapılırken yük dağılım skalasının maksimum değeri 160 nC/m^2 değerine ayarlanmıştır.



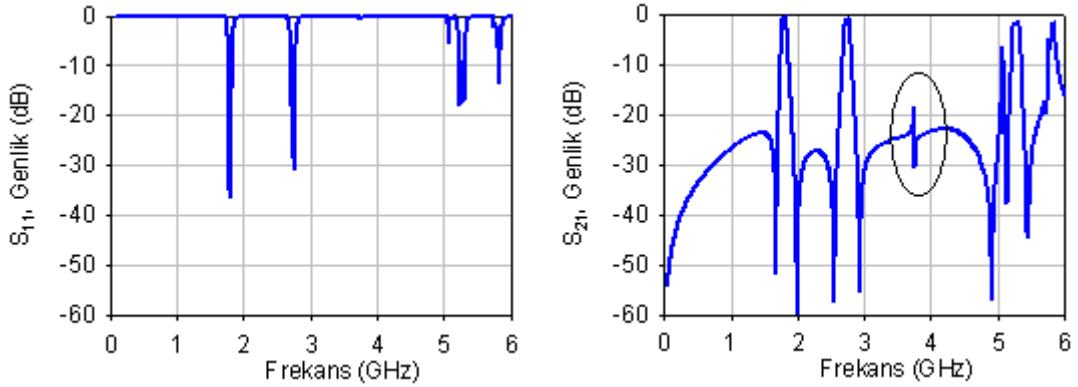
Şekil 5.10 : Önerilen filtre yapısına ait yük dağılım grafikleri. a)-b) Birinci banda ait mod frekanslarında. c)-d) İkinci banda ait mod frekanslarında.

Önerilen yapıda birinci band, yapıya ait DMR#1 tarafından oluşturulduğundan, birinci banda ait mod frekanslarında yapı incelendiğinde, yük yoğunluğunun yalnızca DMR#1'de olduğu görülmektedir.

Aynı şekilde önerilen yapıya ait yük dağılımı ikinci banda ait mod frekanslarında incelendiğinde de yalnızca DMR#2'de yük yoğunluğu görülmektedir. Bu durum yapının tasarımında kullanılan konfigürasyonun başarılı bir sonucudur.

Ayrıca iki band için de çift mod frekanslarında yük, ilgili rezonatörün alt ve üst yatay kollarında yoğunken (Şekil 5.10a ve c), tek mod frekanslarında ise yük ilgili rezonatörün sağ ve sol düşey kollarında yoğunur. (Şekil 5.10b ve d).

Şekil 5.6’da verilen yapı üzerinde $p_1=2\text{mm}$, $p_2=1\text{mm}$ seçilerek elde edilen dual mod dual band filtre yapısının geniş band analizinde (0-6 GHz aralığında) elde edilen sonuçlar Şekil 5.11’de verilmiştir.



Şekil 5.11 : Birinci tip filtre yapısına ait geniş band cevabı. a) S_{11} b) S_{21}

Şekil 5.11’den de görüleceği gibi önerilen yapıya ait birinci band 3.7 GHz’de harmonik oluşturmaktadır.

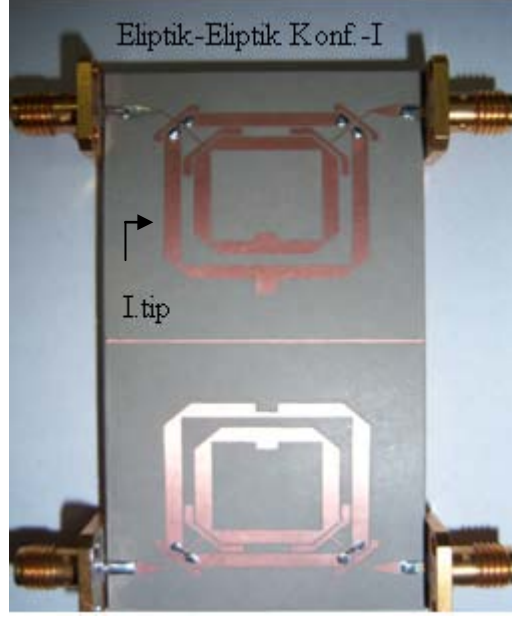
Bu harmonik, yapının tasarımında kullanılan besleme hatlarına ait konfigürasyonun başarılı bir sonucu olarak herhangi bir yükleme stub’ı veya U tipinde açık halka rezonatör kullanılmadan doğal olarak bastırılmaktadır.

5.2.1.1 Ölçüm sonuçları

İki bantta da eliptik fazda cevap verecek şekilde tasarlanan dual mod dual band filtre yapısı bağıl dielektrik sabiti 6.15 olan ve 1.27 mm kalınlığında RT/Duroid malzeme ile imal edilmiştir.

Yapıda kullanılan DMR#1 $22.6 \times 22.6 \text{ mm}^2$ ’lik yüzey alanına sahipken DMR#2 $16 \times 16 \text{ mm}^2$ ’lik yüzey alanına sahiptir. Kuplaj kol uzunlukları $k_1=1 \text{ mm}$ ve $k_2=2.5 \text{ mm}$ olacak şekilde ayarlanmıştır.

Kullanılan her iki perturbasyon elemanı için de perturbasyon boyutları yatay ekseninde 2.4 mm olarak ayarlanırken, düşey ekseninde $p_1=2 \text{ mm}$, $p_2=1 \text{ mm}$ olacak şekilde ayarlanmıştır. (Şekil 5.6). Anlatılan geometrik yapıda ve ölçülerde imal edilen filtre Şekil 5.12’de görülmektedir.

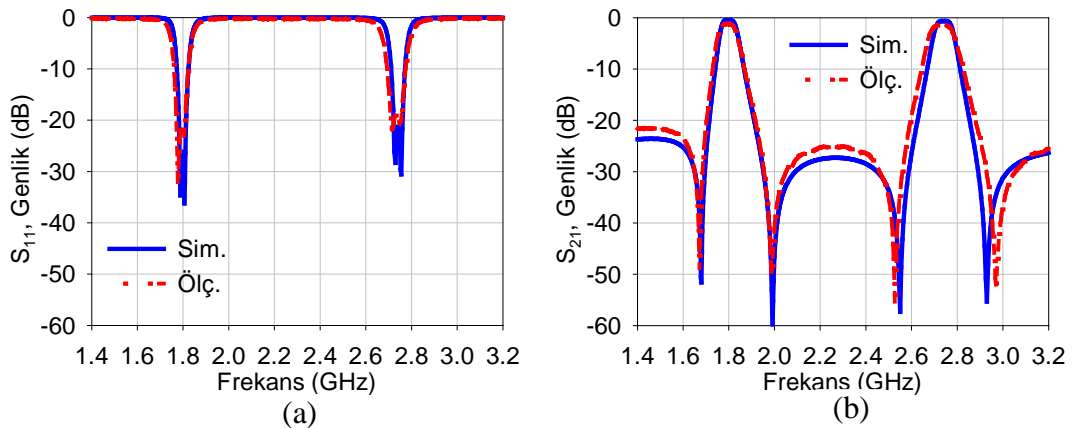


Şekil 5.12 : Önerilen birinci tip filtre yapısı (Eliptik-Eliptik, I.Tip Konfigürasyon).

Önerilen filtrenin simülasyonları tam-dalga EM Simulator aracılığıyla, ölçümleri ise Vektör Network Analizör HP8720C ile yapılmıştır.

Önerilen yapı, minyatür bir yapı özelliğinde olup, mikroşerit filtre imal edilmiş ve imal edilen filtrenin dar bandda elde edilen ölçüm sonuçları, simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır. (Şekil 5.13). Ölçüm sonuçlarının simülasyon sonuçlarını büyük oranda desteklediği gözlenmiştir.

Grafiğe aktarımda ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları arasındaki kaymanın sıfırlanması için ölçüm sonuçları frekans düzleminde 50 MHz ötelenmiştir.



Şekil 5.13 : Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması. (Dar Band) a) S_{11} b) S_{21} .

Önerilen birinci tip filtre yapısı için Şekil 5.13'deki frekans cevaplarından (ölçüm ve simülasyon) elde edilen spesifik değerlerin karşılaştırılması Tablo 5.1'de verilmiştir.

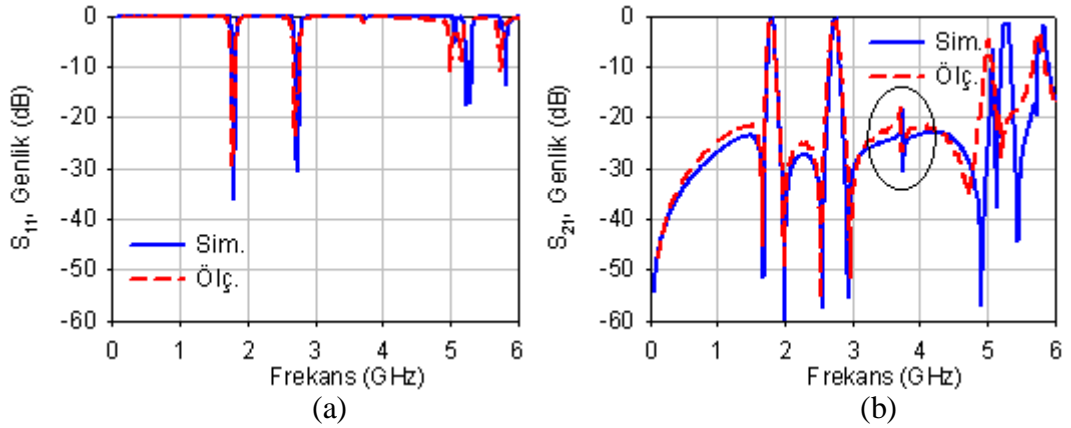
Tablo 5.1: Önerilen birinci tip filtre yapısına ait simülasyon ve ölçüm sonuçları.

| I.Tip | 1. BAND | | | | | 2. BAND | | | | |
|-------|----------|---------|---------|----------|---------|----------|---------|---------|----------|---------|
| | fo (GHz) | RL (dB) | IL (dB) | BW (MHz) | FBW (%) | fo (GHz) | RL (dB) | IL (dB) | BW (MHz) | FBW (%) |
| SİM. | 1.80 | -26.24 | -0.48 | 80 | 4.44 | 2.74 | -21.29 | -0.67 | 90 | 3.28 |
| ÖLÇ. | 1.75 | -22.18 | -1.26 | 92 | 5.26 | 2.68 | -18.80 | -1.48 | 118 | 4.40 |

Birinci band ve ikinci banda ait değerler ayrı ayrı belirtilmiştir.

İmal edilen filtrenin geniş bandda da (0-6 GHz aralığında) ölçüm sonuçları simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır. (Şekil 5.14).

Dar bandda olduğu gibi geniş bandda da ölçüm sonuçlarının simülasyon sonuçlarını büyük oranda desteklediği gözlenmiştir. Grafiğe aktarımda ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları arasındaki kaymanın sıfırlanması için ölçüm sonuçları frekans düzleminde 50 MHz ötelenmiştir.



Şekil 5.14 : Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması. (Geniş Band) a) S_{11} b) S_{21} .

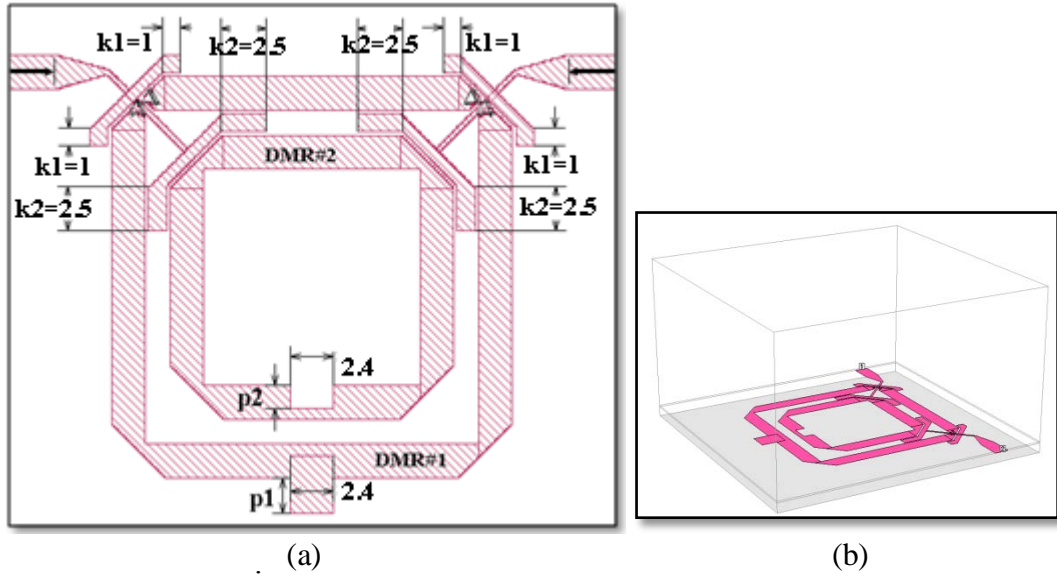
Simülasyon sonuçları incelenirken birinci bandın 3.7 GHz'de oluşturduğu harmoniğin yapının tasarımında kullanılan besleme hattı konfigürasyonunun sonucu olarak herhangi bir yüklem stub'ı veya U tipinde açık halka rezonatör kullanılmadan doğal olarak bastırıldığı açıklanmıştır. Geniş bandda elde edilen ölçüm sonuçları ile de yapının bu özelliği desteklenmiştir. Söz konusu harmoniğin bastırıldığını ölçüm sonuçları da doğrulamaktadır. (Şekil 5.14b).

5.2.2 İkinci tip transmisyon sıfırı organizasyonu (Eliptik/Lineer faz cevap)

Önerilen filtre ile oluşturulan band geçiren filtre cevabında birinci bandın eliptik ikinci bandın ise lineer faz tipinde cevap verebilmesini sağlamak için yapı üzerinde birinci banda ait transmisyon sıfırları reel, ikinci banda ait transmisyon sıfırları imajiner eksende olacak şekilde bir perturbasyon etkisi yaratılmıştır. Bu etkiyi sağlamak için yapıya bir adet yama, bir adet de kesik tipli perturbasyon eklenmiştir.

Kullanılan yama tipindeki perturbasyon elemanları yapı üzerinde kapasitif, kesik tipli olanlar ise indüktif etki yaratarak dual mod rezonatörlerde mod ayrışımını tetiklemektedirler.

Birinci bandın eliptik ikinci bandın lineer faz tipinde cevap vermesi için önerilen yapı Şekil 5.15'te verilmiştir.



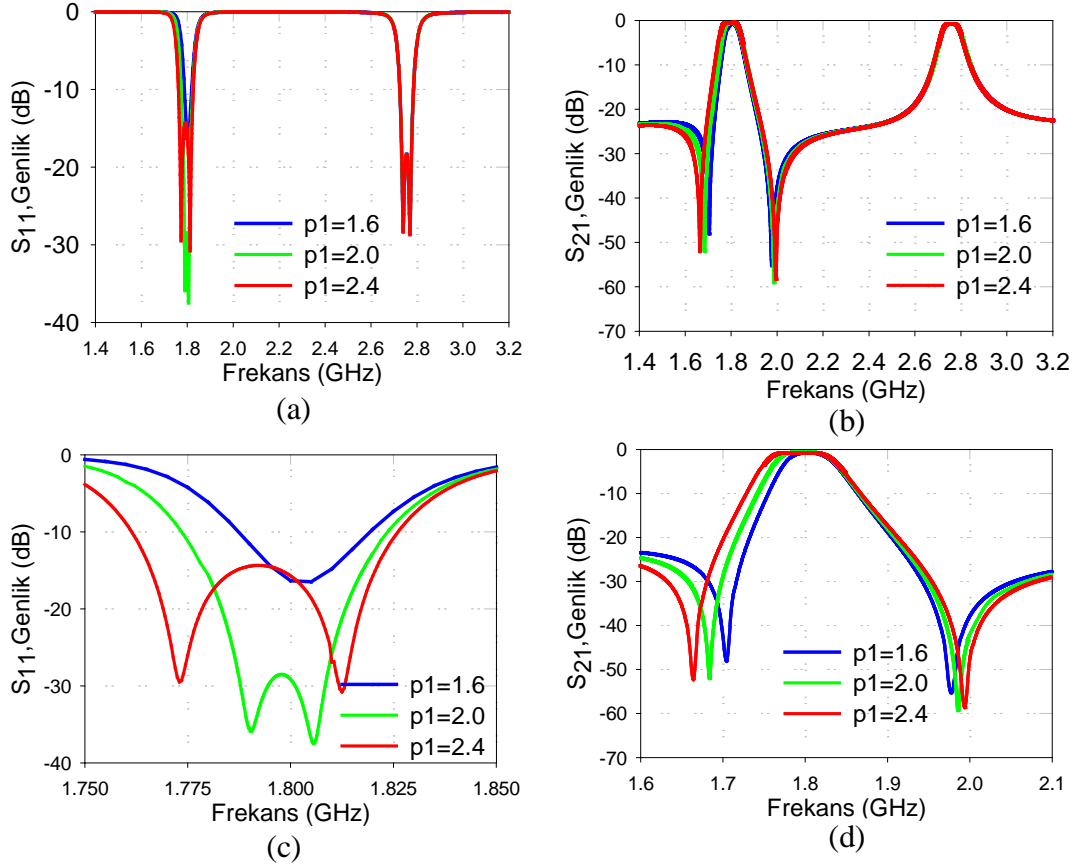
Şekil 5.15 : İkinci tip transmisyon organizasyonu için tasarlanan filtre yapısı (Eliptik faz-Lineer faz tipinde cevap veren yapı)
a) İki boyutlu görünüm b) Üç boyutlu görünüm.

Önerilen yapıda, dış kısımda $22.6 \times 22.6 \text{ mm}^2$ 'lik yüzey alanına sahip bir dual mod rezonatör (DMR#1) iç kısımda (DMR#2) $16 \times 16 \text{ mm}^2$ 'lik yüzey alanına sahip bir dual mod rezonatör kullanılmıştır. Kuplaj kol uzunlukları $k_1=1 \text{ mm}$ ve $k_2=2.5 \text{ mm}$ olacak şekilde ayarlanmıştır.

DMR#1'e ait yama tipi perturbasyon elemanının yatay eksenindeki boyutu 2.4 mm olarak sabit tutularak dikey eksenindeki boyutu $p_1=1.6 \text{ mm}$, 2.0 mm , 2.4 mm olacak şekilde değiştirildiğinde frekans cevabında ikinci band bu değişimden etkilenmezken

yalnızca birinci bandın bu değişimden etkilendiği saptanmıştır. (p_1 boyutu değiştirilirken, kesik tip perturbasyonun p_2 boyutu $p_2=-0.7$ mm'de sabit tutulmaktadır.)

Şekil 5.16'da $p_2=-0.7$ mm olarak sabit tutulurken yama tipindeki perturbasyon elemanının p_1 boyutu $p_1=1.6$ mm, 2.0 mm, 2.4 mm olacak şekilde değiştirildiğinde frekans cevabında gözlenen değişimler incelenmiştir.



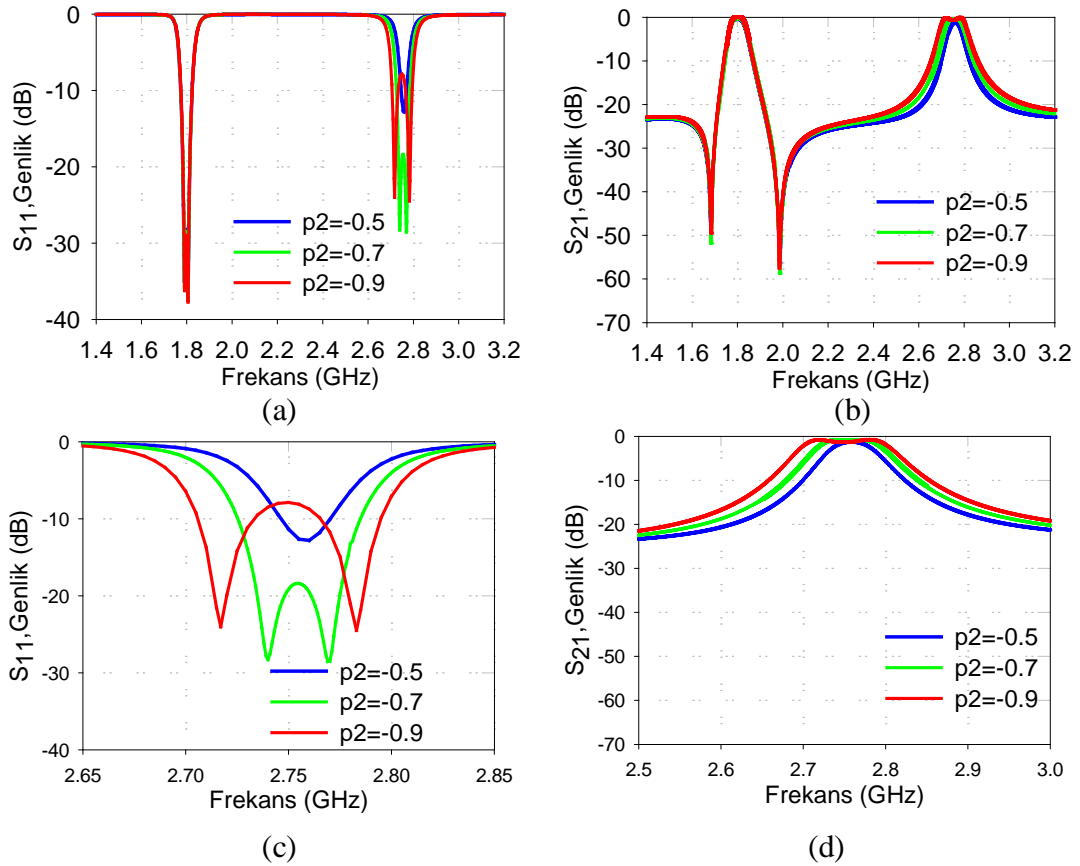
Şekil 5.16 : a)-b) 1.4-3.2 GHz aralığında p_1 boyutundaki değişimin frekans cevabı üzerindeki etkisi c)-d) Daraltılmış frekans skalasında p_1 boyutundaki değişimin birinci bandın frekans cevabı üzerindeki etkisi.

Şekilden de görüldüğü gibi p_1 boyutu artırıldıkça mod ayrışımı gerçekleşerek modlar birbirinden uzaklaşmaktadır. Birinci band için mod ayrışımı ilk olarak $p_1=2$ mm'de meydana gelmiştir. Şekil 5.16c'de görüldüğü gibi yüksek frekanstaki mod çok az bir kayma ile yerinde hemen hemen sabit kalırken düşük frekanstaki mod perturbasyon etkisinin artmasıyla beraber diğer moddan ayrılarak frekans ekseninde daha düşük frekanslara doğru kaymaktadır. Şekil 5.16d'de ise perturbasyon etkisinin artması ile beraber transmisyon sıfırlarının birbirinden uzaklaştığı, bu durumun da band genişliğini artırdığı görülmektedir.

Şekil 5.16a ve b'de modların durumu ve transmisyon sıfırlarının yerlerindeki değişim tam olarak seçilemediğinden Şekil 5.16c ve d'de birinci bandın yer aldığı frekans skalası daraltılarak değişimin grafik üstünde daha net görülmesi sağlanmıştır.

Şekil 5.15'de önerilen yapı üzerinde DMR#2'ye ait kesik tipindeki perturbasyon elemanının yatay eksenindeki boyutu 2.4 mm olarak sabit tutularak düşey eksenindeki p_2 boyutu $p_2=-0.5$ mm, -0.7 mm, -0.9 mm olacak şekilde değiştirildiğinde birinci bandın bu değişimden etkilenmediği ve bu değişimin yalnızca ikinci band üzerinde etkili olduğu saptanmıştır. p_2 boyutu değiştirilirken $p_1=2.0$ mm'de (düşey boyutu 2.4 mm'de) sabit tutulmaktadır. Ayrıca değişimin incelendiği yapıda DMR#1 22.6×22.6 mm²'lik yüzey alanına DMR#2'de 16×16 mm²'lik yüzey alanına sahiptir. Kuplaj kol uzunlukları ise $k_1=1$ mm ve $k_2=2.5$ mm olacak şekilde ayarlanmıştır.

Şekil 5.17'de $p_1=2$ iken p_2 boyutu sırasıyla $p_2=-0.5$ mm, -0.7 mm, -0.9 mm olacak şekilde değiştirilmiş ve frekans cevabında gözlenen değişimler incelenmiştir.



Şekil 5.17 : a)-b) 1.4-3.2 GHz aralığında p_2 boyutundaki değişimin frekans cevabı üzerindeki etkisi c)-d) Daraltılmış frekans skalasında p_2 boyutundaki değişimin ikinci bandın frekans cevabı üzerindeki etkisi.

Önerilen ikinci tip filtrenin p_2 boyutunun negatif notasyon ile ifade edilmesi perturbasyon elemanının kesik tipli olduğunu belirtir. Rezonatör kenarı perturbasyon elemanının olmadığı durumda referans (0) kabul edildiğinde kesik tipli perturbasyon olduğu durumda referansa göre derinlikte negatif yönde bir değişim (-), yama tipi perturbasyon durumunda ise derinlikte pozitif yönde bir değişim (+) vardır. Bu durum boyutlardaki notasyonlarda da kullanılmış, yama tipi perturbasyon elemanına ait boyutlar pozitif, kesik tipli perturbasyon elemanına ait boyutlar negatif notasyonla ifade edilmiştir.

Şekil 5.17c'den de görüldüğü gibi p_2 boyutu artırıldıkça mod ayrışımı gerçekleşerek modlar birbirinden uzaklaşmaktadır. İkinci band için mod ayrışımı ilk olarak $p_2=-0.7$ mm'de meydana gelmiştir. Yüksek frekanstaki mod çok az bir kayma ile yerinde hemen hemen sabit kalırken düşük frekanstaki mod perturbasyon etkisinin artmasıyla beraber diğer moddan ayrılarak frekans ekseninde daha düşük frekanslara doğru kaymaktadır.

Şekil 5.17a ve b'de modların durumu ile S_{21} 'deki değişim tam olarak seçilemediğinden Şekil 5.17c ve d'de ikinci bandın yer aldığı frekans skalası daraltılarak değişimin grafik üstünde daha net görülmesi sağlanmıştır.

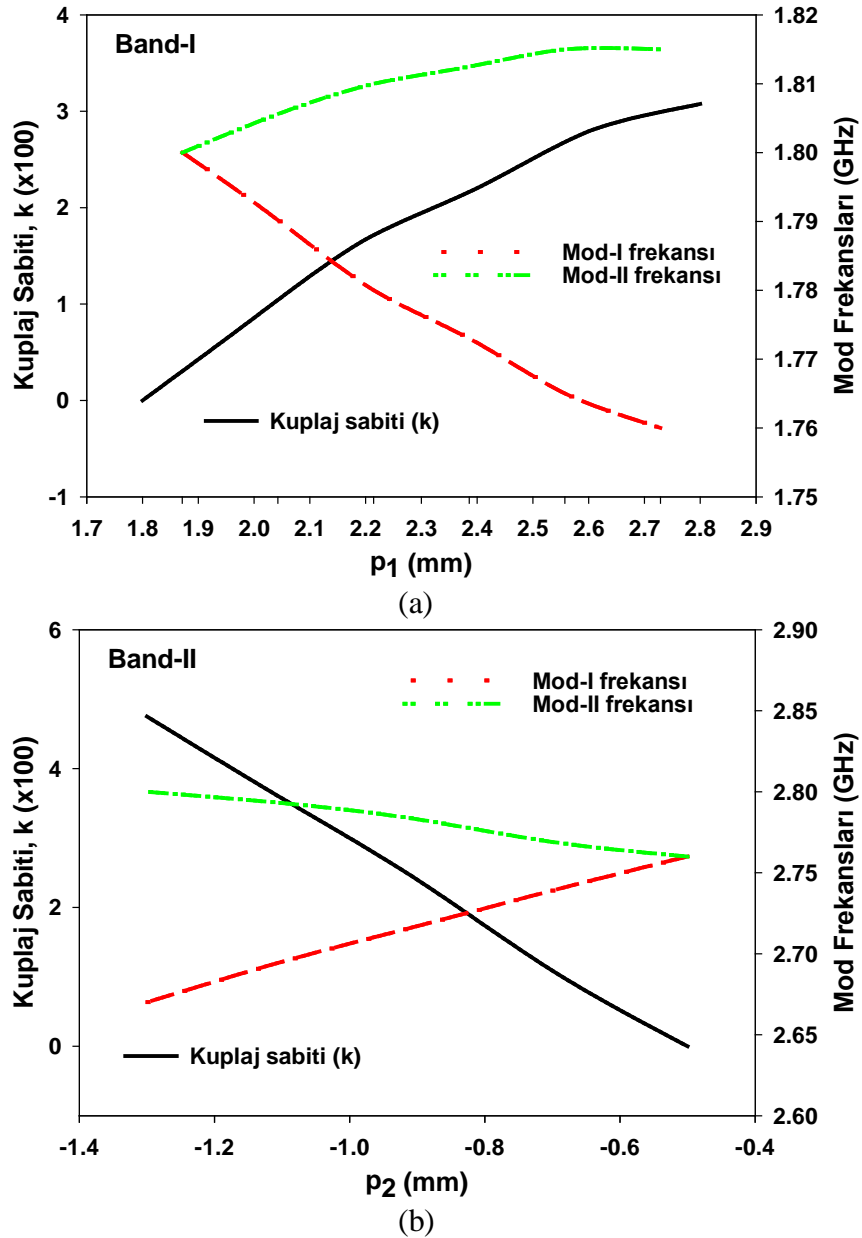
Elde edilen bu veriler Şekil 5.18'de üç değişkeni (perturbasyon boyutu, mod frekansı, kuplaj sabiti) içeren kuplaj sabiti değişim grafiğinde birleştirilmiştir. Bu grafikte bu üç parametrenin birbirleri ile olan ilişkisi irdelenmiştir. Kuplaj sabitinin hesabında $k = (f_{02}^2 - f_{01}^2) / (f_{02}^2 + f_{01}^2)$ formülasyonu kullanılmıştır. Bu inceleme birinci ve ikinci band için ayrı ayrı yapılmıştır.

Birinci band için yapılan incelemede p_1 boyutu sırasıyla $p_1=1.8$ mm, 2.0 mm, 2.2 mm, 2.4 mm, 2.6 mm, 2.8 mm (yataydaki boyutu 2.4 mm) olarak alınmıştır. Perturbasyon elemanının bu değerlerinde DMR#1'e ait mod frekansları belirlenerek $k = (f_{02}^2 - f_{01}^2) / (f_{02}^2 + f_{01}^2)$ formülasyonunda yerine konulmak suretiyle, kuplaj sabiti ve mod frekanslarının perturbasyon etkisiyle değişimi incelenmiştir. (Şekil 5.18a).

İkinci band için yapılan incelemede ise p_2 boyutu sırasıyla $p_2=-0.5$ mm, -0.7 mm, -0.9 mm, -1.1 mm, -1.3 mm (yatay boyut 2.4 mm) olarak alınmıştır. Perturbasyon elemanının bu değerlerinde DMR#2'ye ait mod frekansları belirlenerek $k = (f_{02}^2 - f_{01}^2) / (f_{02}^2 + f_{01}^2)$ formülasyonunda yerine konulmak suretiyle, kuplaj sabiti ve mod frekanslarının perturbasyon etkisiyle değişimi incelenmiştir. (Şekil 5.18b).

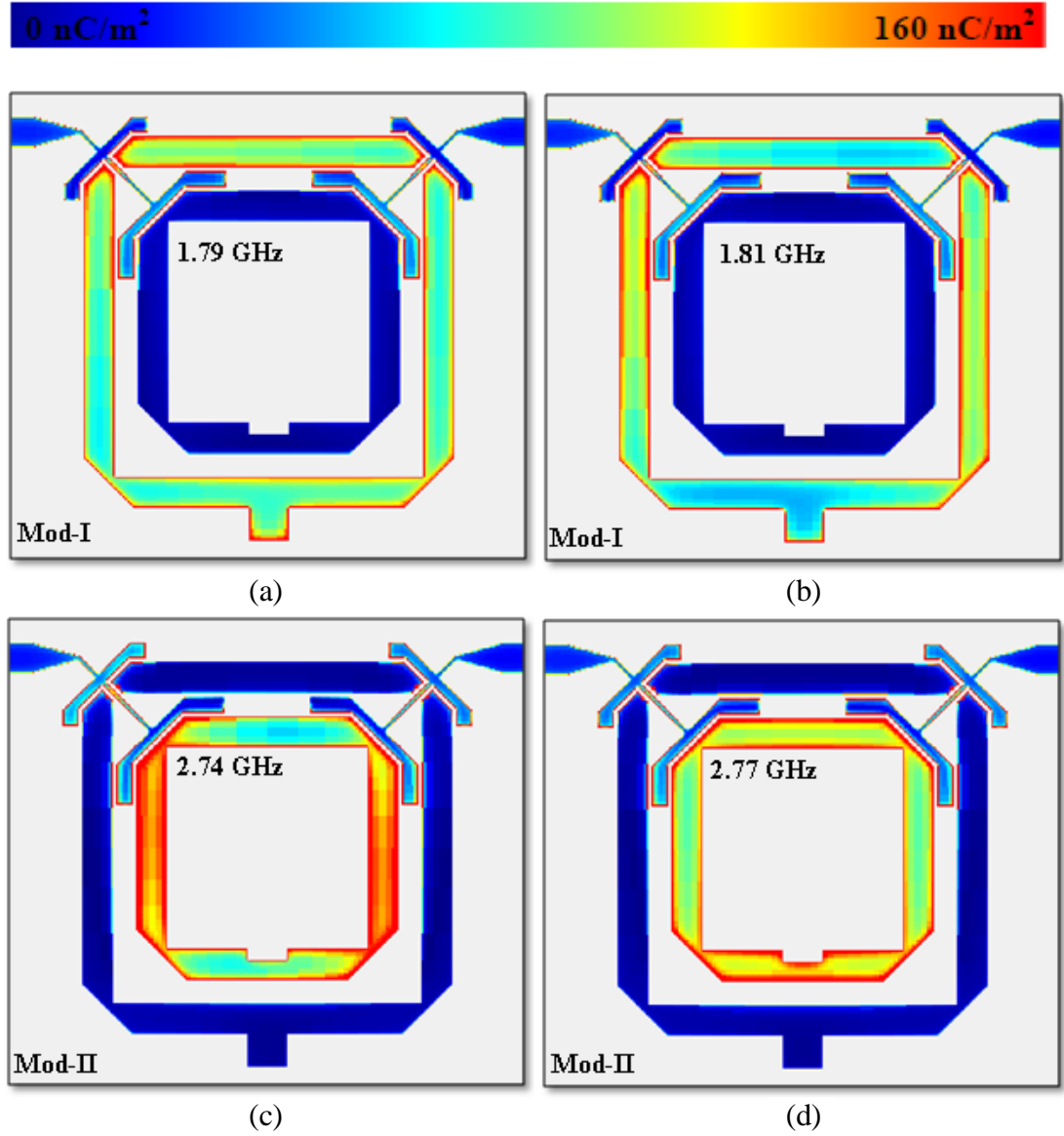
İki bandda da perturbasyon etkisinin artması ile beraber modlar birbirinden uzaklaşmaktadır. Yani iki band için de modun biri hemen hemen yer değiştirmezken diğeri frekans spektrumunda düşük frekanslara doğru kaymaktadır.

Perturbasyon boyutlarında yapılan her değişiklik sonucunda elde edilen mod frekans değerleri $k = (f_{02}^2 - f_{01}^2) / (f_{02}^2 + f_{01}^2)$ formülasyonunda yerine konulduğunda elde edilen sonuç, birbirine bağlı üç değişkeni içeren kuplaj değişim grafiğinde kuplaj sabitindeki artışın nedenini açıklar.



Şekil 5.18 : İki band için kuplaj sabiti ve mod frekanslarının perturbasyon etkisine göre değişimi a) p₁ b) p₂.

Şekil 5.15’de önerilen ikinci tip filtre yapısında $p_1=2$ mm ve $p_2=-0.7$ mm olarak alınmış, elde edilen yapının birinci bandda oluşturduğu modların rezonans frekansları okunarak (1.79 GHz ve 1.81 GHz) bu frekanslarda yük dağılımı incelenmiştir. Birinci bandın mod frekanslarında elde edilen yük dağılım grafikleri Şekil 5.19a ve b’de görülmektedir. Ardından aynı yapının ikinci bandda oluşturduğu modların rezonans frekansları okunarak (2.74 GHz ve 2.77 GHz) bu frekanslarda da filtre yapısının yük dağılımı incelenmiştir. İkinci bandın mod frekanslarında elde edilen yük dağılım grafikleri Şekil 5.19c ve d’de görülmektedir.



Şekil 5.19 : Önerilen filtre yapısına ait yük dağılım grafikleri. a)-b) Birinci banda ait mod frekanslarında. c)-d) İkinci banda ait mod frekanslarında.

Şekil 5.19’da görülen yük dağılım grafikleri elde edilirken yük dağılım skalasının maksimum değeri $160\text{nC}/\text{m}^2$ değerine ayarlanmıştır.

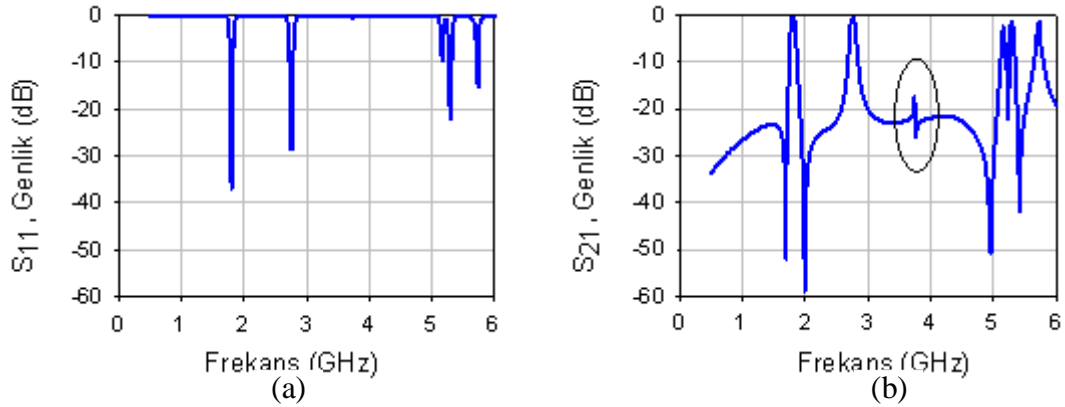
Önerilen yapıda birinci band, yapıya ait DMR#1 tarafından oluşturulduğundan, birinci banda ait mod frekanslarında yapı incelendiğinde, yük yoğunluğunun yalnızca DMR#1’de olduğu görülmektedir.

Aynı şekilde önerilen yapıya ait yük dağılımı ikinci banda ait mod frekanslarında incelendiğinde de yalnızca DMR#2’de yük yoğunluğu görülmektedir. Bu durum yapının tasarımında kullanılan konfigürasyonun başarılı bir sonucudur.

Birinci band için çift mod frekansında yük, ilgili rezonatörün alt ve üst yatay kollarında yoğunken (Şekil 5.19a) tek mod frekansında ilgili rezonatörün sağ ve sol düşey kollarında yoğundur. (Şekil 5.19b).

İkinci band için çift mod frekansında yük, ilgili rezonatörün sağ ve sol düşey kollarında yoğunken (Şekil 5.19c) tek mod frekansında ilgili rezonatörün alt ve üst yatay kollarında yoğundur.

Şekil 5.15’de verilen yapı üzerinde $p_1=2\text{ mm}$, $p_2=-0.7\text{ mm}$ seçilerek elde edilen dual mod dual band filtre yapısının geniş band analizinde elde edilen sonuçlar (0-6 GHz aralığında) Şekil 5.20’de verilmiştir.



Şekil 5.20 : İkinci tip filtre yapısına ait geniş band cevabı. a) S_{11} . b) S_{21} .

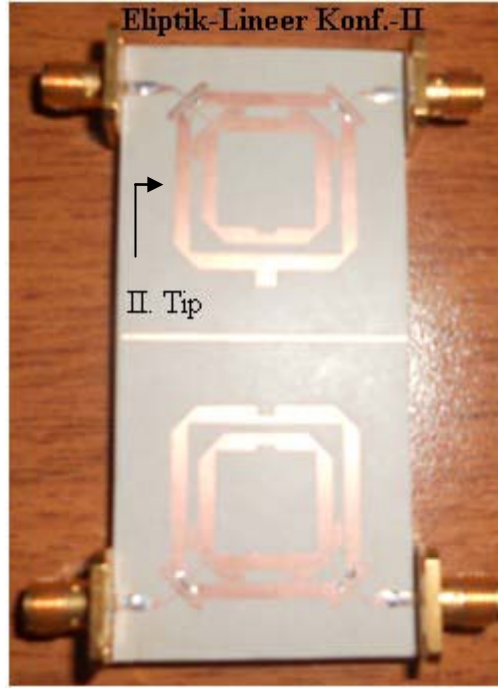
Şekil 5.20’den de görüleceği gibi önerilen yapıya ait birinci band 3.7 GHz’de harmonik oluşturmaktadır.

Bu harmonik, yapının tasarımında kullanılan besleme hatlarına ait konfigürasyonun başarılı bir sonucu olarak herhangi bir yükleme stub’ı veya U tipinde açık halka rezonatör kullanılmadan doğal olarak bastırılmaktadır.

5.2.2.1 Ölçüm sonuçları

Birinci band eliptik, ikinci band lineer faz tipte cevap verecek şekilde tasarlanan dual mod dual band filtre yapısı bağıl dielektrik sabiti 6.15 olan ve 1.27 mm kalınlığında RT/Duroid malzeme ile imal edilmiştir. Yapıda kullanılan DMR#1 22.6 x 22.6 mm²'lik yüzey alanına sahipken DMR#2 16 x 16 mm²'lik yüzey alanına sahiptir. Kuplaj kol uzunlukları $k_1=1$ mm ve $k_2=2.5$ mm olacak şekilde ayarlanmıştır. Kullanılan her iki perturbasyon elemanı için de perturbasyon boyutları yatay ekseninde 2.4 mm olarak ayarlanırken, dikey ekseninde $p_1=2$ mm, $p_2=-0.7$ mm olacak şekilde ayarlanmıştır. (Şekil 5.15).

Anlatılan geometrik yapıda ve ölçülerde imal edilen filtre Şekil 5.21'de görülmektedir.

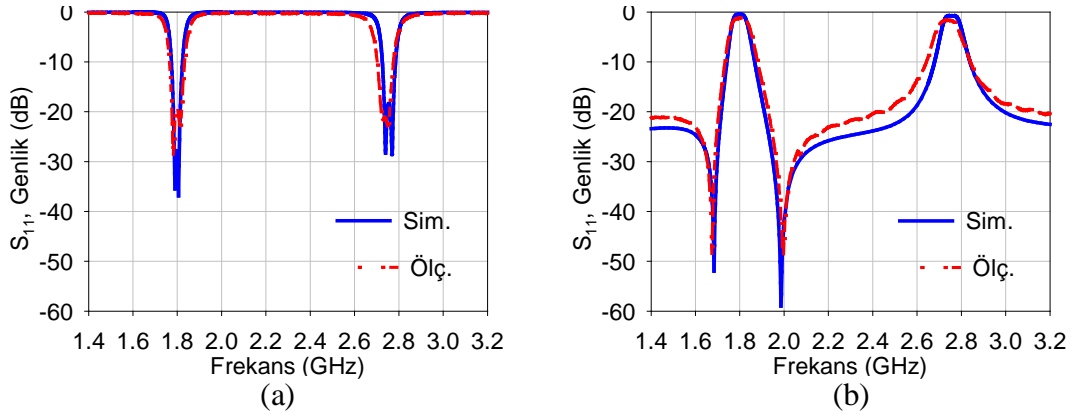


Şekil 5.21 : Önerilen ikinci tip filtre yapısı (Eliptik-Lineer, II.Tip Konfigürasyon).

Önerilen filtrenin simülasyonları tam-dalga EM Simulator aracılığıyla, ölçümleri ise Vektör Network Analizör HP8720C ile yapılmıştır.

Önerilen yapı, minyatür bir yapı özelliğinde olup, mikroşerit filtre imal edilmiş ve imal edilen filtrenin dar bandda elde edilen ölçüm sonuçları, simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır. (Şekil 5.22). Ölçüm sonuçlarının simülasyon sonuçlarını büyük oranda desteklediği gözlenmiştir.

Grafığe aktarımda ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları arasındaki kaymanın sıfırlanması için ölçüm sonuçları frekans düzleminde 50 MHz ötelenmiştir.



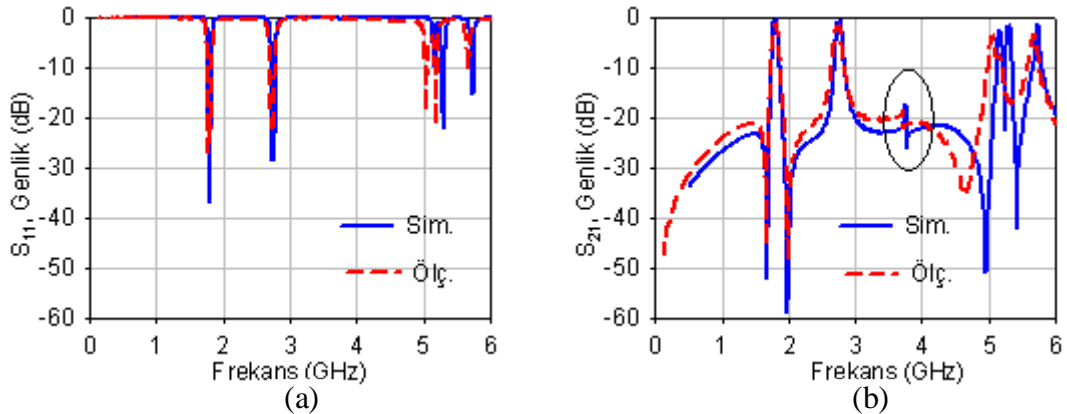
Şekil 5.22 : Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması.
(Dar Band) a) S_{11} . b) S_{21} .

Önerilen ikinci tip filtre yapısı için Şekil 5.22'deki frekans cevaplarından (ölçüm ve simülasyon) elde edilen spesifik değerlerin karşılaştırılması Tablo 5.2'de verilmiştir.

Tablo 5.2: Önerilen ikinci tip filtre yapısına ait simülasyon ve ölçüm sonuçları.

| II. Tip | 1. BAND | | | | | 2. BAND | | | | |
|---------|-------------|------------|------------|-------------|------------|-------------|------------|------------|-------------|------------|
| | fo (GHz) | RL (dB) | IL (dB) | BW (MHz) | FBW (%) | fo (GHz) | RL (dB) | IL (dB) | BW (MHz) | FBW (%) |
| SİM. | 1.80 | -27.88 | -0.49 | 80 | 4.44 | 2.76 | -18.40 | -0.78 | 91 | 3.30 |
| ÖLÇ. | 1.75 | -18.37 | -1.18 | 98 | 5.60 | 2.69 | -20.74 | -1.65 | 115 | 4.28 |

İmal edilen filtrenin geniş band (0-6 GHz aralığında) ölçüm sonuçları da, simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır. (Şekil 5.23). Grafığe aktarımda ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları arasındaki kaymanın sıfırlanması için ölçüm sonuçları frekans düzleminde 50 MHz ötelenmiştir.



Şekil 5.23 : Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması.
(Geniş Band) a) S_{11} b) S_{21} .

Dar bantda olduğu gibi geniş bantda da ölçüm sonuçlarının simülasyon sonuçlarını büyük oranda desteklediği gözlenmiştir.

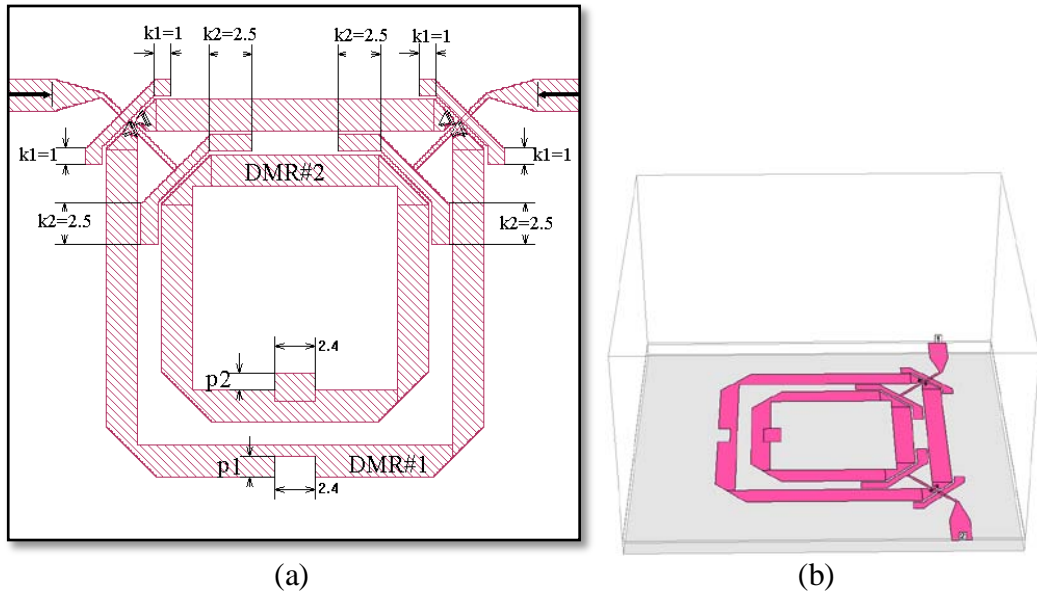
Simülasyon sonuçları incelenirken birinci bantın 3.7 GHz’de oluşturduğu harmoniğin yapının tasarımında kullanılan besleme hatlarına ait konfigürasyonun sonucu olarak herhangi bir yükleme stub’ı veya U tipinde açık halka rezonatör kullanılmadan doğal olarak bastırıldığı açıklanmıştır. Geniş bantta elde edilen ölçüm sonuçları ile de yapının bu özelliği desteklenmiştir. Söz konusu harmoniğin bastırıldığını ölçüm sonuçları da doğrulamaktadır. (Şekil 5.23b).

5.2.3 Üçüncü tip transmisyon sıfırı organizasyonu (Lineer faz /Eliptik faz cevap)

Önerilen filtre ile oluşturulan band geçiren filtre cevabında birinci bantın lineer faz ikinci bantın ise eliptik fazda cevap verebilmesini sağlamak için yapı üzerinde birinci bantta ait transmisyon sıfırları imajiner, ikinci bantta ait transmisyon sıfırları reel eksende olacak şekilde bir perturbasyon etkisi yaratılmıştır. Bu etkiyi sağlamak için yapıya bir adet yama, bir adet de kesik tipli perturbasyon eklenmiştir.

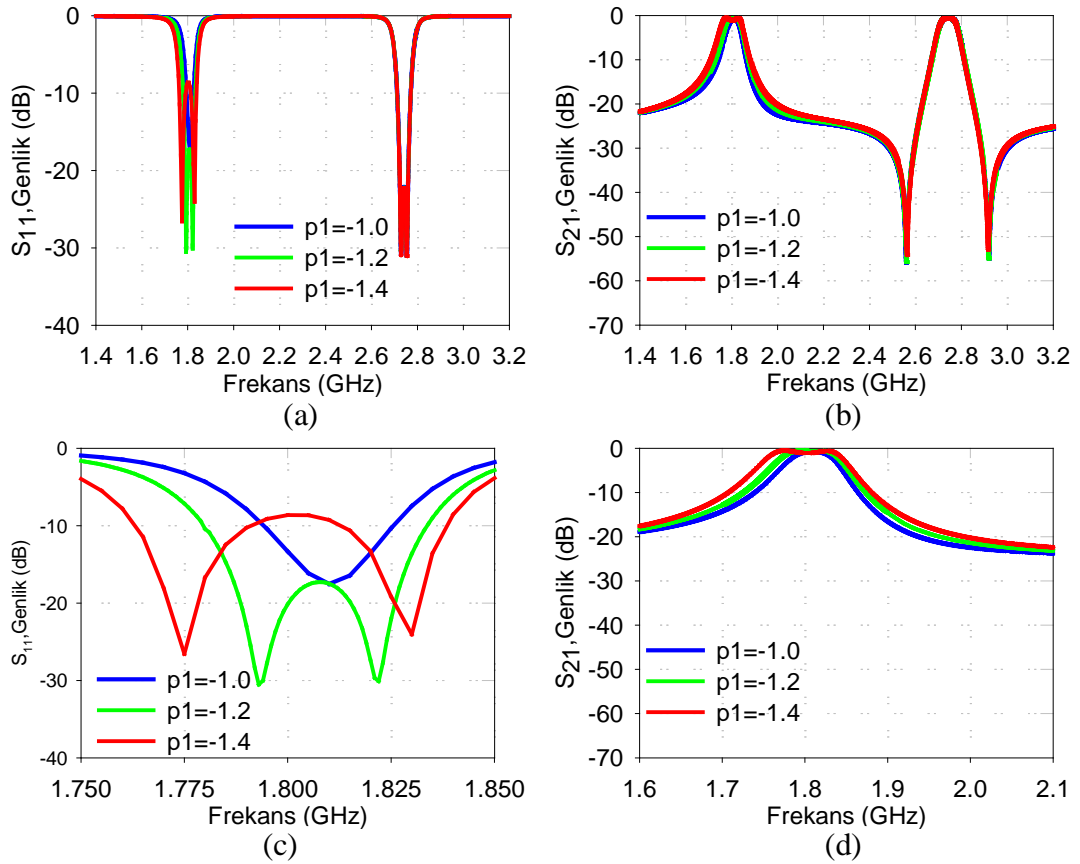
Kullanılan yama tipindeki perturbasyon elemanları yapı üzerinde kapasitif, kesik tipli olanlar ise indüktif etki yaratarak dual mod rezonatörlerde mod ayrışımını tetiklemektedirler.

Birinci bantın lineer faz ikinci bantın eliptik faz tipinde cevap vermesi için önerilen yapı Şekil 5.24’te verilmiştir.



Şekil 5.24 : Üçüncü tip transmisyon organizasyonu için tasarlanan filtre yapısı (Lineer faz-Eliptik faz tipinde cevap veren yapı)
a) İki boyutlu görünüm b) Üç boyutlu görünüm.

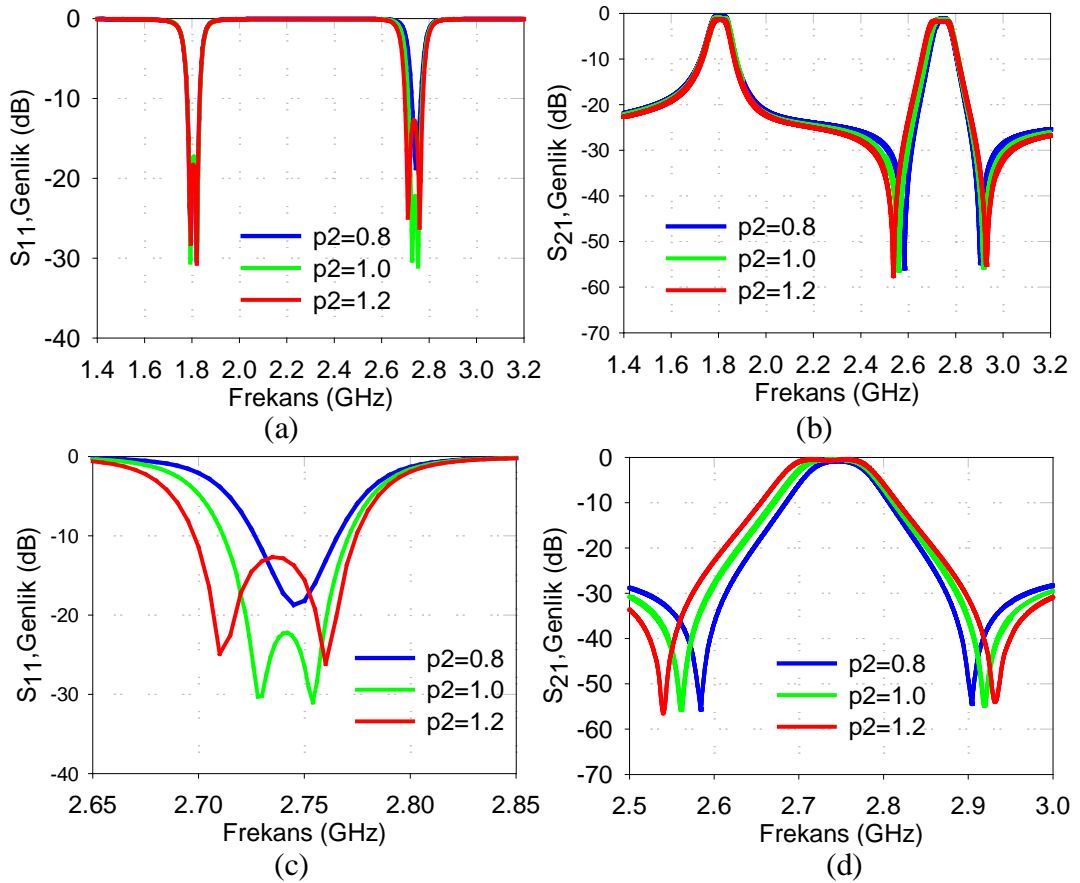
Önerilen yapıda, dış kısımda $22.6 \times 22.6 \text{ mm}^2$ 'lik yüzey alanına sahip bir dual mod rezonatör (DMR#1) iç kısımda (DMR#2) $16 \times 16 \text{ mm}^2$ 'lik yüzey alanına sahip bir dual mod rezonatör kullanılmıştır. Kuplaj kol uzunlukları $k_1=1 \text{ mm}$ ve $k_2=2.5 \text{ mm}$ olacak şekilde ayarlanmıştır. DMR#1'e ait yama tipi perturbasyon elemanının yatay eksenindeki boyutu 2.4 mm olarak sabit tutularak düşey eksenindeki boyutu $p_1=-1.0 \text{ mm}$, -1.2 mm , -1.4 mm olacak şekilde değiştirildiğinde ikinci band bu değişimden etkilenmezken yalnızca birinci bandın bu değişimden etkilendiği saptanmıştır. (p_1 boyutu değiştirilirken, kesik tip perturbasyonun p_2 boyutu $p_2=1.0 \text{ mm}$ 'de sabit tutulmaktadır.) Şekil 5.25'de $p_2=1.0 \text{ mm}$ olarak sabit tutulurken kesik tipli perturbasyon elemanının p_1 boyutu $p_1=-1.0 \text{ mm}$, -1.2 mm , -1.4 mm olacak şekilde değiştirildiğinde frekans cevabında gözlenen değişimler incelenmiştir.



Şekil 5.25 : a)-b) 1.4-3.2 GHz aralığında p_1 boyutundaki değişimin frekans cevabı üzerindeki etkisi c)-d) Daraltılmış frekans skalasında p_1 boyutundaki değişimin birinci bandın frekans cevabı üzerindeki etkisi.

Şekilden de görüldüğü gibi p_1 boyutu artırıldıkça mod ayrışımı gerçekleşerek modlar birbirinde uzaklaşmaktadır. Birinci band için mod ayrışımı ilk olarak $p_1=-1.2 \text{ mm}$ 'de meydana gelmiştir.

Yüksek frekanstaki mod çok az bir kayma ile yerinde hemen hemen sabit kalırken düşük frekanstaki mod perturbasyon etkisinin artmasıyla beraber diğer moddan ayrılarak frekans ekseninde daha düşük frekanslara doğru kaymaktadır. (Şekil 5.25c). Şekil 5.25a ve b’de birinci banddaki değişim tam olarak seçilemediğinden, Şekil 5.25c ve d’de birinci bandın yer aldığı frekans skalası daraltılarak değişimin grafik üstünde daha net görülmesi sağlanmıştır. Şekil 5.24’de önerilen yapı üzerinde DMR#2’ye ait yama tipindeki perturbasyon elemanının yatay eksenindeki boyutu 2.4 mm olarak sabit tutularak düşey eksenindeki p_2 boyutu $p_2=0.8$ mm, 1.0 mm, 1.2 mm olacak şekilde değiştirildiğinde birinci bandın bu değişimden etkilenmediği ve bu değişimin yalnızca ikinci band üzerinde etkili olduğu saptanmıştır. (Şekil 5.26). p_2 boyutu değiştirilirken $p_1=-1.2$ mm’de (düşey boyutu 2.4 mm’de) sabit tutulmaktadır.



Şekil 5.26 : a)-b) 1.4-3.2 GHz aralığında p_2 boyutundaki değişimin frekans cevabı üzerindeki etkisi. c)-d) Daraltılmış frekans skalasında p_2 boyutundaki değişimin ikinci bandın frekans cevabı üzerindeki etkisi.

Şekil 5.26a ve b’de modların durumu ve S_{21} ’deki değişim tam olarak seçilemediğinden Şekil 5.26c ve d’de ikinci bandın yer aldığı frekans skalası daraltılarak değişimin grafik üstünde daha net görülmesi sağlanmıştır.

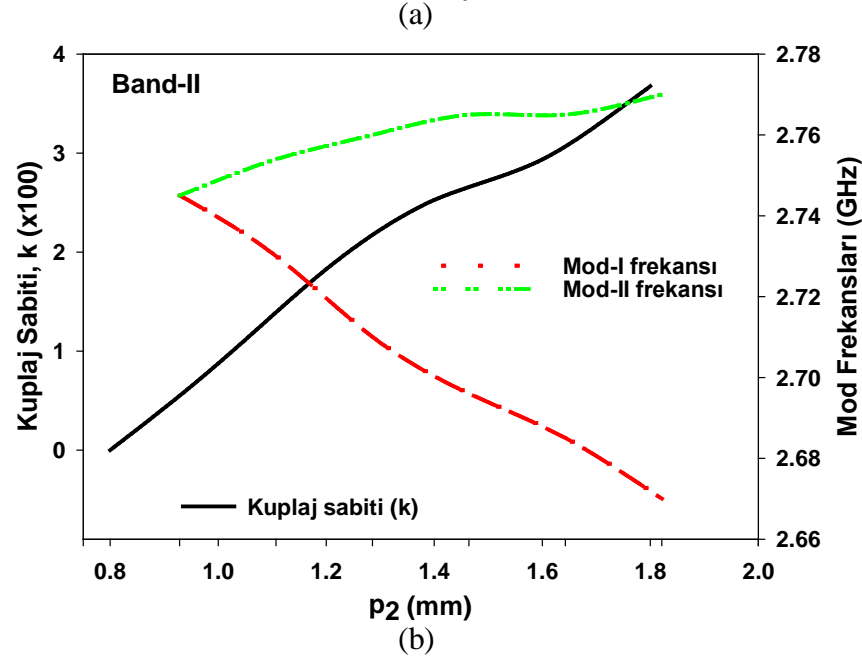
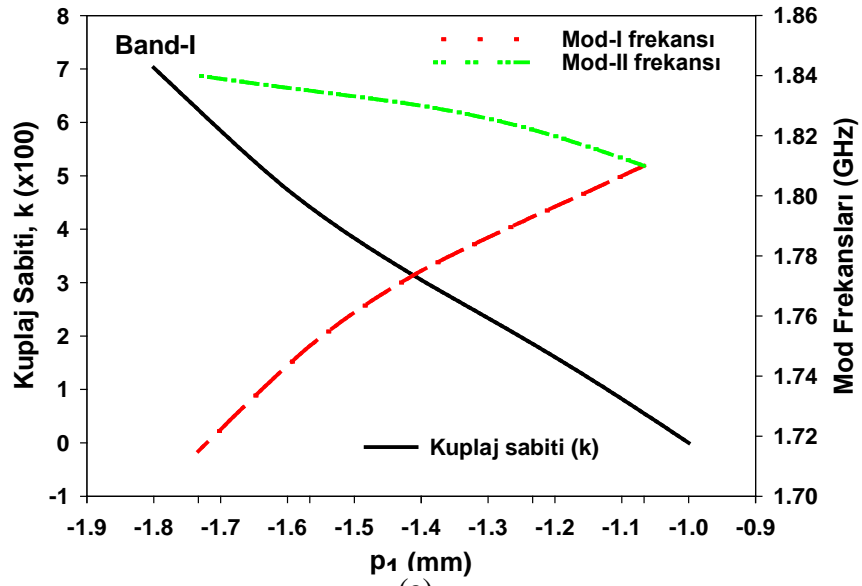
Önerilen üçüncü tip filtrenin p_1 boyutunun negatif notasyon ile ifade edilmesi perturbasyon elemanının kesik tipli olduğunu belirtir. Rezonatör kenarı perturbasyon elemanının olmadığı durumda referans (0) kabul edildiğinde kesik tipli perturbasyon olduğu durumda referansa göre derinlikte negatif yönde bir değişim (-), yama tipi perturbasyon durumunda ise derinlikte pozitif yönde bir değişim (+) vardır. Bu durum boyutlardaki notasyonlarda da kullanılmış, yama tipi perturbasyon elemanına ait boyutlar pozitif, kesik tipli perturbasyon elemanına ait boyutlar negatif notasyonla ifade edilmiştir.

Şekil 5.26c'den de görüldüğü gibi p_2 boyutu artırıldıkça mod ayrışımı gerçekleşerek modlar birbirinde uzaklaşmaktadır. İkinci band için mod ayrışımı ilk olarak $p_2=1.0$ mm'de meydana gelmiştir. Yüksek frekanstaki mod çok az bir kayma ile yerinde hemen hemen sabit kalırken düşük frekanstaki mod perturbasyon etkisinin artmasıyla beraber diğer moddan ayrılarak frekans ekseninde daha düşük frekanslara doğru kaymaktadır.

Elde edilen bu veriler Şekil 5.27'de üç değişkeni (perturbasyon boyutu, mod frekansı, kuplaj sabiti) içeren kuplaj sabiti değişim grafiğinde birleştirilmiştir. Bu grafikte bu üç parametrenin birbirleri ile olan ilişkisi irdelenmiştir. Kuplaj sabitinin hesabında $k = (f_{02}^2 - f_{01}^2) / (f_{02}^2 + f_{01}^2)$ formülasyonu kullanılmıştır. Birinci band için yapılan incelemede p_1 boyutu sırasıyla $p_1=-1.0$ mm, -1.2 mm, -1.4 mm, -1.6 mm, -1.8 mm olarak alınmıştır. Perturbasyon elemanı bu değerlerde boyutlandırıldığında ilgili rezonatöre ait (DMR#1) mod frekansları belirlenerek, $k = (f_{02}^2 - f_{01}^2) / (f_{02}^2 + f_{01}^2)$ formülasyonunda yerine konulmak suretiyle, kuplaj sabiti ve mod frekanslarının perturbasyon etkisine göre değişimi irdelenmiştir. (Şekil 5.27a). Aynı işlem ikinci band için de p_2 boyutu sırasıyla $p_2=0.8$ mm, 1.0 mm, 1.2 mm, 1.4 mm, 1.6 mm, 1.8 mm olarak seçilmek suretiyle gerçekleştirilmiştir. (Şekil 5.27b).

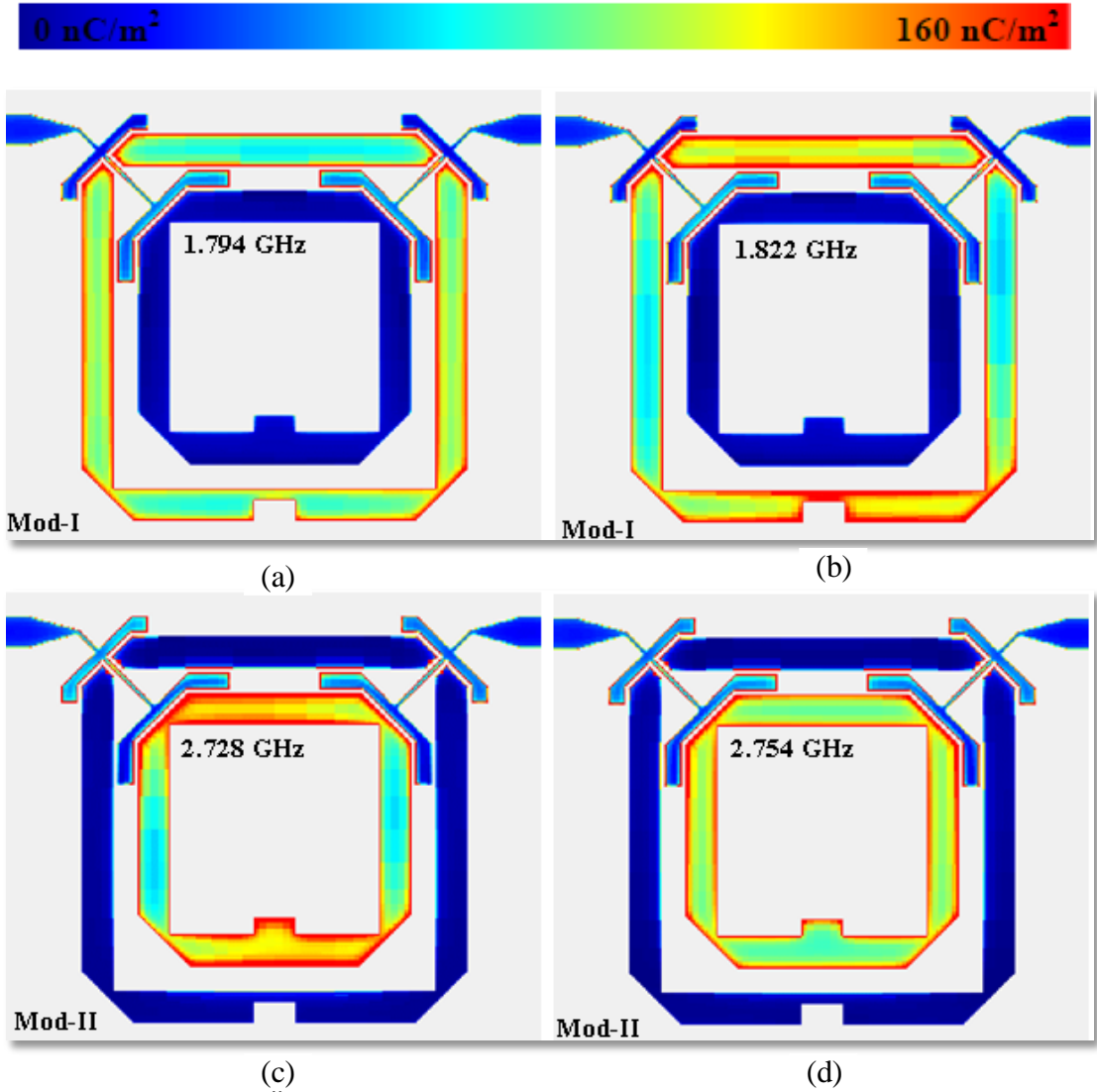
İki bandeda da perturbasyon etkisinin artması ile beraber modlar birbirinden uzaklaşmaktadır. Yani iki band için de modun biri hemen hemen yer değiştirmezken diğeri frekans spektrumunda düşük frekanslara doğru kaymaktadır.

Perturbasyon boyutlarında yapılan her değişiklik sonucunda elde edilen mod frekans değerleri $k = (f_{02}^2 - f_{01}^2) / (f_{02}^2 + f_{01}^2)$ formülasyonunda yerine konulduğunda elde edilen sonuç, birbirine bağlı üç değişkeni içeren kuplaj değişim grafiğinde kuplaj sabitindeki artışın nedenini açıklar.



Şekil 5.27 : İki band için kuplaj sabiti ve mod frekanslarının perturbasyon etkisine göre değişimi a) p_1 b) p_2

Şekil 5.24'de önerilen üçüncü tip filtre yapısında $p_1 = -1.2$ mm ve $p_2 = 1$ mm olarak alınmış, elde edilen yapının birinci bandda oluşturduğu modların rezonans frekansları okunarak (1.794 GHz ve 1.822 GHz) bu frekanslarda yük dağılımı incelenmiştir. Birinci bandın mod frekanslarında elde edilen yük dağılım grafikleri Şekil 5.28a ve b'de görülmektedir. Ardından aynı yapının ikinci bandına ait modların rezonans frekansları okunarak (2.728 GHz ve 2.754 GHz) bu frekanslarda da filtre yapısının yük dağılımı incelenmiştir. İkinci bandın mod frekanslarında elde edilen yük dağılım grafikleri Şekil 5.28c ve d'de görülmektedir.



Şekil 5.28 : Önerilen filtre yapısına ait yük dağılım grafikleri. a)-b) Birinci banda ait mod frekanslarında. c)-d) İkinci banda ait mod frekanslarında.

Şekil 5.28’de görülen yük dağılım grafikleri elde edilirken yük dağılım skalasının maksimum değeri 160 nC/m^2 değerine ayarlanmıştır.

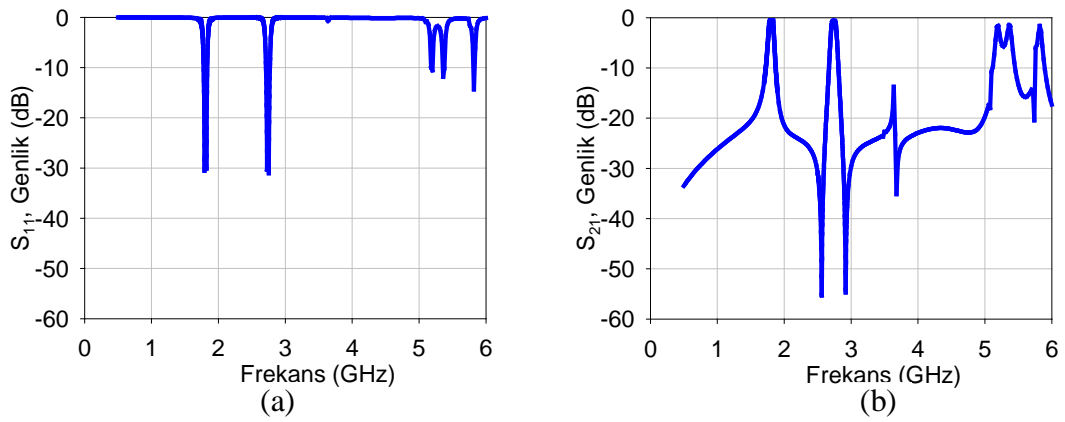
Önerilen yapıda birinci band, yapıya ait DMR#1 tarafından oluşturulduğundan, birinci banda ait mod frekanslarında yapı incelendiğinde, yük yoğunluğunun yalnızca DMR#1’de olduğu görülmektedir.

Aynı şekilde önerilen yapıya ait yük dağılımı ikinci banda ait mod frekanslarında incelendiğinde de yalnızca DMR#2’de yük yoğunluğu görülmektedir. Bu durum yapının tasarımında kullanılan konfigürasyonun başarılı bir sonucudur.

Birinci band için çift mod frekansında yük, ilgili rezonatörün sağ ve sol düşey kollarında yoğunken (Şekil 5.28a) tek mod frekansında ilgili rezonatörün alt ve üst yatay kollarında yoğundur. (Şekil 5.28b).

İkinci band için çift mod frekansında yük, ilgili rezonatörün alt ve üst yatay kollarında yoğunken (Şekil 5.28c) tek mod frekansında ilgili rezonatörün sağ ve sol düşey kollarında yoğundur.

Şekil 5.24’de verilen yapı üzerinde $p_1 = -1.2$ mm, $p_2 = 1.0$ mm seçilerek elde edilen dual mod dual band filtre yapısının geniş band analizinde elde edilen sonuçlar (0-6 GHz aralığında) Şekil 5.29’da verilmiştir.

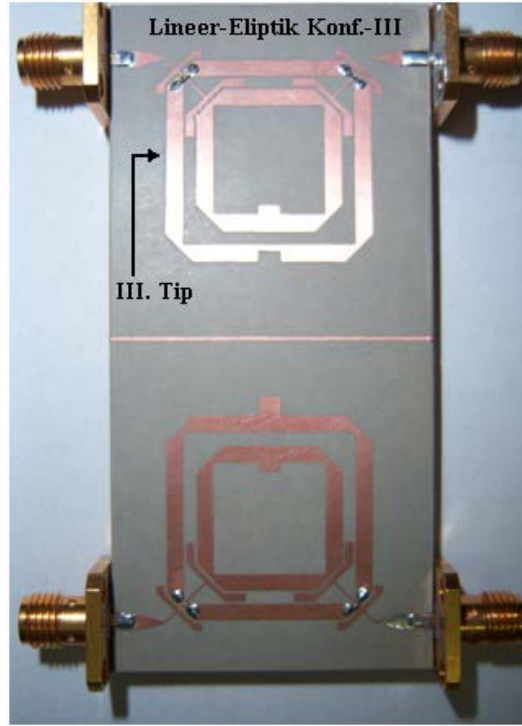


Şekil 5.29 : Üçüncü tip filtre yapısına ait geniş band cevabı. a) S_{11} . b) S_{21} .

Şekil 5.29’den da görüleceği gibi önerilen yapıya ait birinci band 3.7 GHz’de harmonik oluşturmaktadır. Bu harmonik, yapının tasarımında kullanılan besleme hatlarına ait konfigürasyonun başarılı bir sonucu olarak herhangi bir yükleme stub’ı veya U tipinde açık halka rezonatör kullanılmadan doğal olarak bastırılmaktadır.

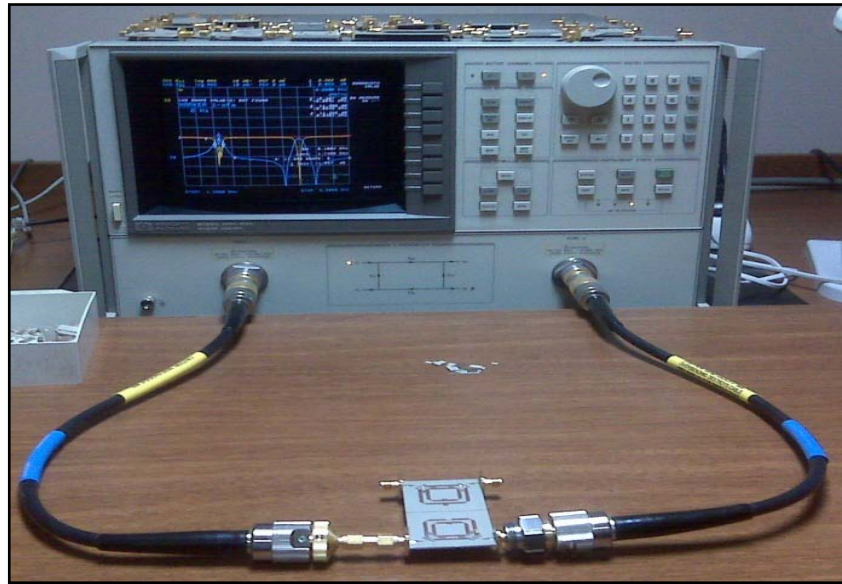
5.2.3.1 Ölçüm sonuçları

Birinci band lineer faz ikinci band eliptik tipte cevap verecek şekilde tasarlanan dual mod dual band filtre yapısı bağıl dielektrik sabiti 6.15 olan ve 1.27 mm kalınlığında RT/Duroid malzeme ile imal edilmiştir. Yapıda kullanılan DMR#1 22.6 x 22.6 mm²’lik yüzey alanına sahipken DMR#2 16 x 16 mm²’lik yüzey alanına sahiptir. Kuplaj kol uzunlukları $k_1 = 1$ mm ve $k_2 = 2.5$ mm olacak şekilde ayarlanmıştır. Kullanılan her iki perturbasyon elemanı için de perturbasyon boyutları yatay ekseninde 2.4 mm olarak ayarlanırken, düşey ekseninde $p_1 = -1.2$ mm, $p_2 = 1$ mm olacak şekilde ayarlanmıştır. (Şekil 5.24). Anlatılan geometrik yapıda ve ölçülerde imal edilen filtre Şekil 5.30’da görülmektedir.



Şekil 5.30 : Önerilen üçüncü tip filtre yapısı (Lineer-Eliptik, III.Tip Konfigürasyon).

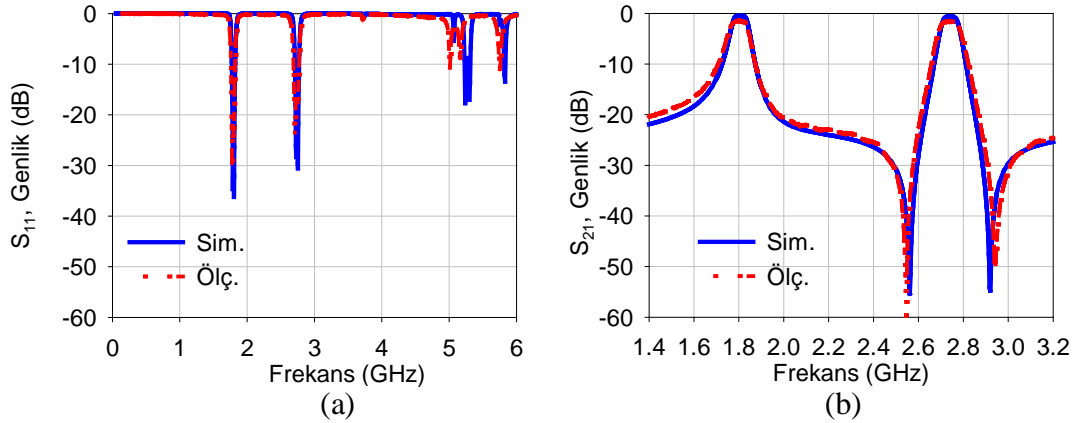
Önerilen filtrenin simülasyonları tam-dalga EM Simulator aracılığıyla, ölçümleri ise Vektör Network Analizör HP8720C ile yapılmıştır. (Şekil 5.31).



Şekil 5.31 : Vektör Network Analizör HP8720C.

Önerilen yapı, minyatür bir yapı özelliğinde olup, mikroşerit filtre imal edilmiş ve imal edilen filtrenin dar bantta elde edilen ölçüm sonuçları, simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır. (Şekil 5.32). Ölçüm sonuçlarının simülasyon sonuçlarını büyük oranda desteklediği gözlenmiştir.

Grafığe aktarımda ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları arasındaki kaymanın sıfırlanması için ölçüm sonuçları frekans düzleminde 50 MHz ötelenmiştir.



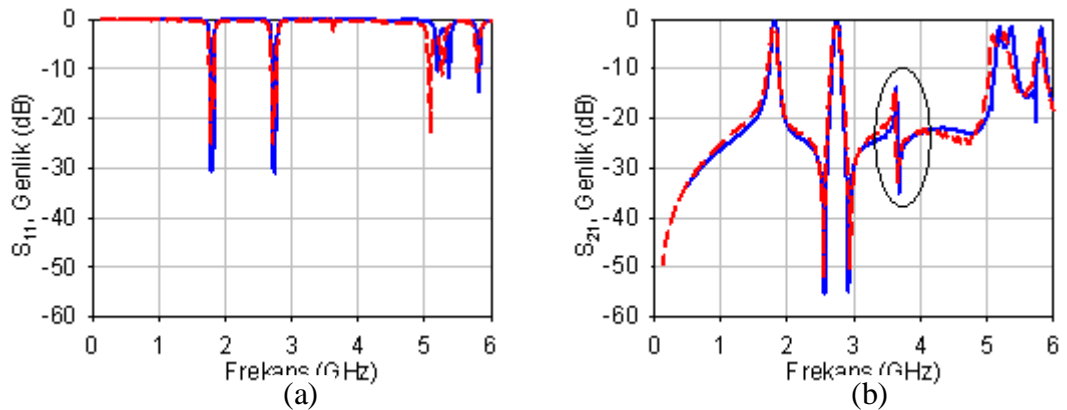
Şekil 5.32 : Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması.
(Dar Band) a) S_{11} . b) S_{21} .

Önerilen üçüncü tip filtre yapısı için Şekil 5.32'deki frekans cevaplarından (ölçüm ve simülasyon) elde edilen spesifik değerlerin karşılaştırılması Tablo 5.3'de verilmiştir.

Tablo 5.3: Önerilen üçüncü tip filtre yapısına ait simülasyon ve ölçüm sonuçları.

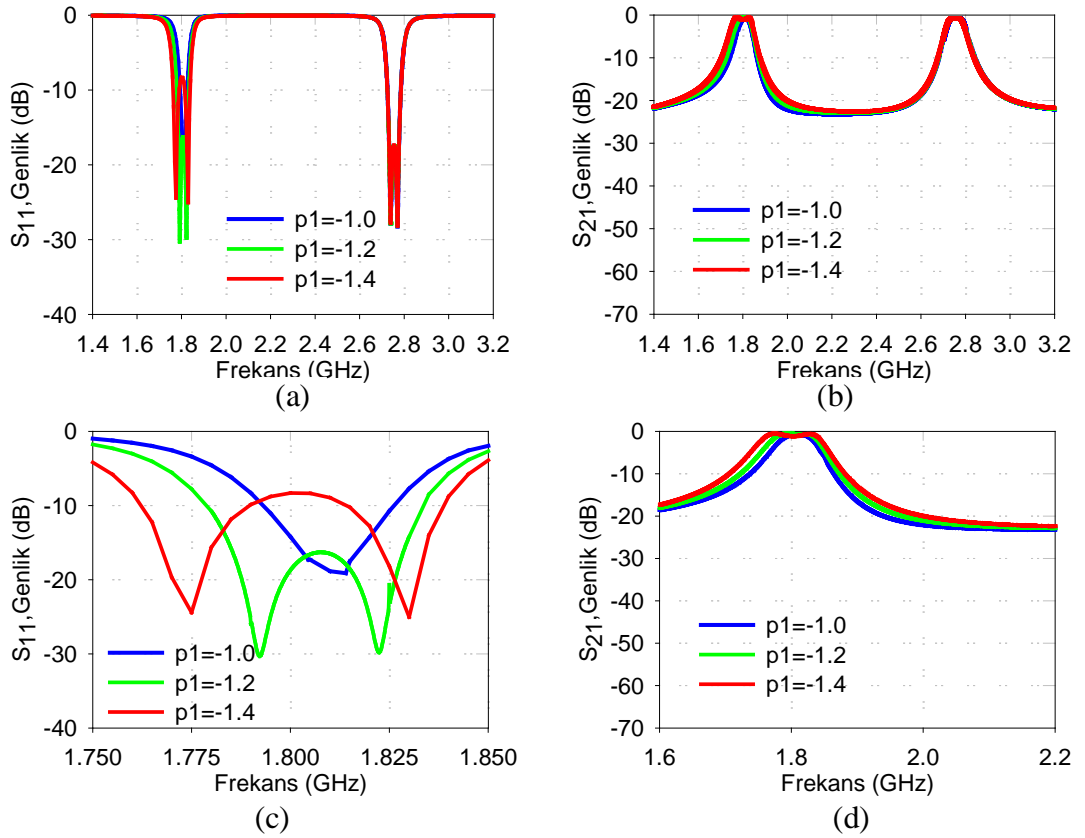
| III. Tip | 1. BAND | | | | | 2. BAND | | | | |
|----------|----------|---------|---------|----------|---------|----------|---------|---------|----------|---------|
| | fo (GHz) | RL (dB) | IL (dB) | BW (MHz) | FBW (%) | fo (GHz) | RL (dB) | IL (dB) | BW (MHz) | FBW (%) |
| SİM. | 1.81 | -17.5 | -0.62 | 80 | 4.42 | 2.74 | -22.5 | -0.66 | 90 | 3.28 |
| ÖLÇ. | 1.75 | -14.8 | -1.5 | 98.7 | 5.64 | 2.68 | -16.7 | -1.63 | 111.4 | 4.16 |

İmal edilen filtrenin geniş band (0-6 GHz aralığında) ölçüm sonuçları da, simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır. (Şekil 5.33). Grafığe aktarımda ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları arasındaki kaymanın sıfırlanması için ölçüm sonuçları frekans düzleminde 50 MHz ötelenmiştir.



Şekil 5.33 : Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması.
(Geniş Band) a) S_{11} b) S_{21} .

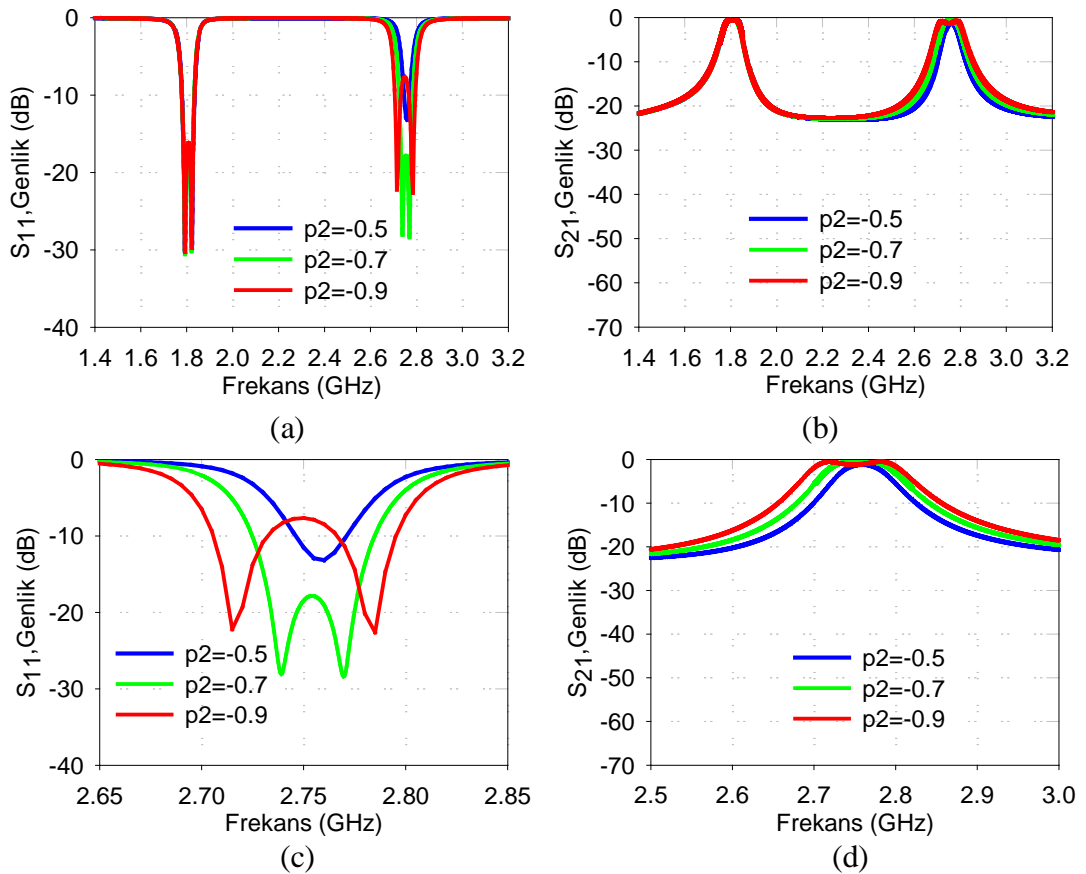
Önerilen yapıda, dış kısımda $22.6 \times 22.6 \text{ mm}^2$ 'lik yüzey alanına sahip bir dual mod rezonatör (DMR#1) iç kısımda (DMR#2) $16 \times 16 \text{ mm}^2$ 'lik yüzey alanına sahip bir dual mod rezonatör kullanılmıştır. Kuplaj kol uzunlukları $k_1=1 \text{ mm}$ ve $k_2=2.5 \text{ mm}$ olacak şekilde ayarlanmıştır. DMR#1'e ait yama tipi perturbasyon elemanının yatay eksenindeki boyutu 2.4 mm olarak sabit tutularak düşey eksenindeki boyutu $p_1=-1.0 \text{ mm}$, -1.2 mm , -1.4 mm olacak şekilde değiştirildiğinde ikinci band bu değişimden etkilenmezken yalnızca birinci bandın bu değişimden etkilendiği saptanmıştır. (p_1 boyutu değiştirilirken, kesik tip perturbasyonun p_2 boyutu $p_2=-0.7 \text{ mm}$ 'de sabit tutulmaktadır.) Şekil 5.35'de $p_2=-0.7 \text{ mm}$ olarak sabit tutulurken p_1 boyutu $p_1=-1.0 \text{ mm}$, -1.2 mm , -1.4 mm olacak şekilde değiştirildiğinde frekans cevabında gözlenen değişimler incelenmiştir.



Şekil 5.35 : a)-b) 1.4-3.2 GHz aralığında p_1 boyutundaki değişimin frekans cevabı üzerindeki etkisi c)-d) Daraltılmış frekans skalasında p_1 boyutundaki değişimin birinci bandın frekans cevabı üzerindeki etkisi.

Şekilden de görüldüğü gibi p_1 boyutu artırıldıkça mod ayrışımı gerçekleşerek modlar birbirinde uzaklaşmaktadır. Birinci band için mod ayrışımı ilk olarak $p_1=-1.2 \text{ mm}$ 'de meydana gelmiştir.

Yüksek frekanstaki mod çok az bir kayma ile yerinde hemen hemen sabit kalırken düşük frekanstaki mod perturbasyon etkisinin artmasıyla beraber diğer moddan ayrılarak frekans ekseninde daha düşük frekanslara doğru kaymaktadır. (Şekil 5.35c). Şekil 5.35a ve b’de birinci banddaki değişim tam olarak seçilemediğinden, Şekil 5.35c ve d’de birinci bandın yer aldığı frekans skalası daraltılarak değişimin grafik üstünde daha net görülmesi sağlanmıştır. Şekil 5.34’de önerilen yapı üzerinde DMR#2’ye ait kesik tipindeki perturbasyon elemanının yatay eksenindeki boyutu 2.4 mm olarak sabit tutularak düşey eksenindeki p_2 boyutu $p_2=-0.5$ mm, -0.7 mm, -0.9 mm olacak şekilde değiştirildiğinde birinci bandın bu değişimden etkilenmediği ve bu değişimin yalnızca ikinci band üzerinde etkili olduğu saptanmıştır. (Şekil 5.36). p_2 boyutu değiştirilirken $p_1=-1.2$ mm’de (düşey boyutu 2.4 mm’de) sabit tutulmaktadır.



Şekil 5.36 : a)-b) 1.4-3.2 GHz aralığında p_2 boyutundaki değişimin frekans cevabı üzerindeki etkisi. c)-d) Daraltılmış frekans skalasında p_2 boyutundaki değişimin ikinci bandın frekans cevabı üzerindeki etkisi.

Şekil 5.36a ve b’de modların durumu ve S_{21} ’deki değişim tam olarak seçilemediğinden Şekil 5.36c ve d’de ikinci bandın yer aldığı frekans skalası daraltılarak değişimin grafik üstünde daha net görülmesi sağlanmıştır.

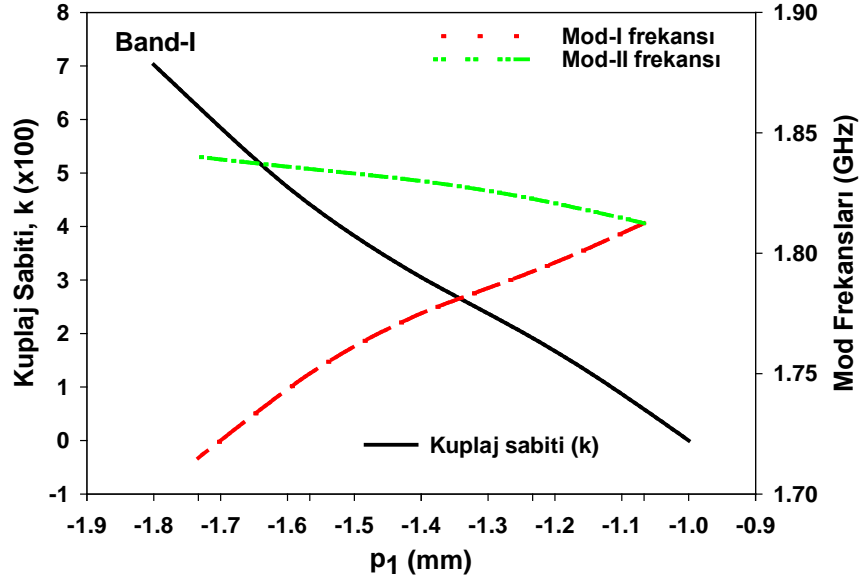
Önerilen dördüncü tip filtrenin p_1 ve p_2 boyutlarının negatif notasyon ile ifade edilmesi perturbasyon elemanlarının ikisinin de kesik tipli olduğunu belirtir. Rezonatör kenarı perturbasyon elemanının olmadığı durumda referans (0) kabul edildiğinde kesik tipli perturbasyon olduğu durumunda referansa göre derinlikte negatif yönde bir değişim (-), yama tipi perturbasyon durumunda ise derinlikte pozitif yönde bir değişim (+) vardır. Bu durum boyutlardaki notasyonlarda da kullanılmış, kesik tipli perturbasyon elemanlarına ait boyutlar negatif notasyonla ifade edilmiştir.

Şekil 5.36c'den de görüldüğü gibi p_2 boyutu artırıldıkça mod ayrışımı gerçekleşerek modlar birbirinde uzaklaşmaktadır. İkinci band için mod ayrışımı ilk olarak $p_2=-0.7$ mm'de meydana gelmiştir. Yüksek frekanstaki mod çok az bir kayma ile yerinde hemen hemen sabit kalırken düşük frekanstaki mod perturbasyon etkisinin artmasıyla beraber diğer moddan ayrılarak frekans ekseninde daha düşük frekanslara doğru kaymaktadır.

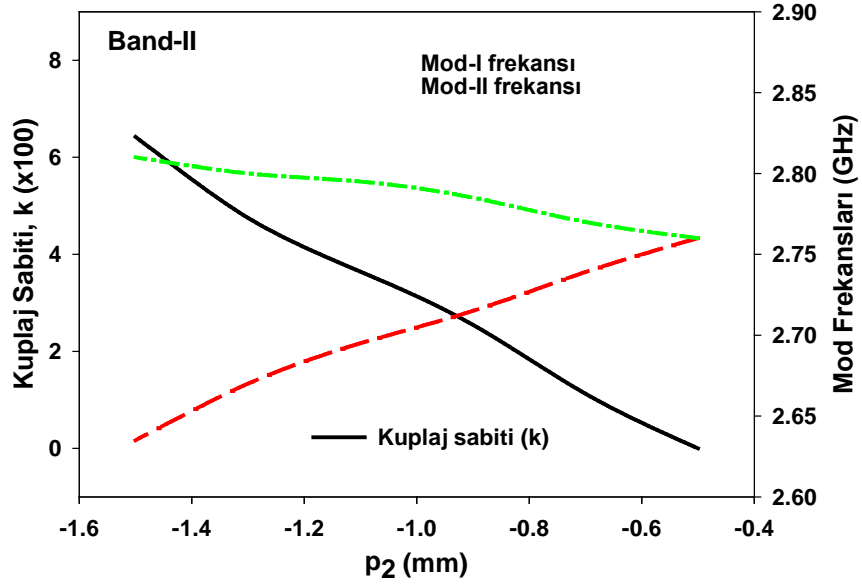
Elde edilen bu veriler Şekil 5.37'de üç değişkeni (perturbasyon boyutu, mod frekansı, kuplaj sabiti) içeren kuplaj sabiti değişim grafiğinde birleştirilmiştir. Bu grafikte bu üç parametrenin birbirleri ile olan ilişkisi irdelenmiştir. Kuplaj sabitinin hesabında $k = (f_{02}^2 - f_{01}^2) / (f_{02}^2 + f_{01}^2)$ formülasyonu kullanılmıştır. Birinci band için yapılan incelemede p_1 boyutu sırasıyla $p_1=-1.0$ mm, -1.2 mm, -1.4 mm, -1.6 mm, -1.8 mm olarak alınmıştır. Perturbasyon elemanı bu değerlerde boyutlandırıldığında ilgili rezonatöre ait (DMR#1) mod frekansları belirlenerek, $k = (f_{02}^2 - f_{01}^2) / (f_{02}^2 + f_{01}^2)$ formülasyonunda yerine konulmak suretiyle, kuplaj sabiti ve mod frekanslarının perturbasyon etkisine göre değişimi irdelenmiştir. (Şekil 5.37a). Aynı işlem ikinci band için de p_2 boyutu sırasıyla $p_2=-0.5$ mm, -0.7 mm, -0.9 mm, -1.1 mm, -1.3 mm, -1.5 mm olarak seçilmek suretiyle gerçekleştirilmiştir. (Şekil 5.37b).

İki bandeda da perturbasyon etkisinin artması ile beraber modlar birbirinden uzaklaşmaktadır. Yani iki band için de modun biri hemen hemen yer değiştirmezken diğeri frekans spektrumunda düşük frekanslara doğru kaymaktadır.

Perturbasyon boyutlarında yapılan her değişiklik sonucunda elde edilen mod frekans değerleri $k = (f_{02}^2 - f_{01}^2) / (f_{02}^2 + f_{01}^2)$ formülasyonunda yerine konulduğunda elde edilen sonuç, birbirine bağlı üç değişkeni içeren kuplaj değişim grafiğinde kuplaj sabitindeki artışın nedenini açıklar.



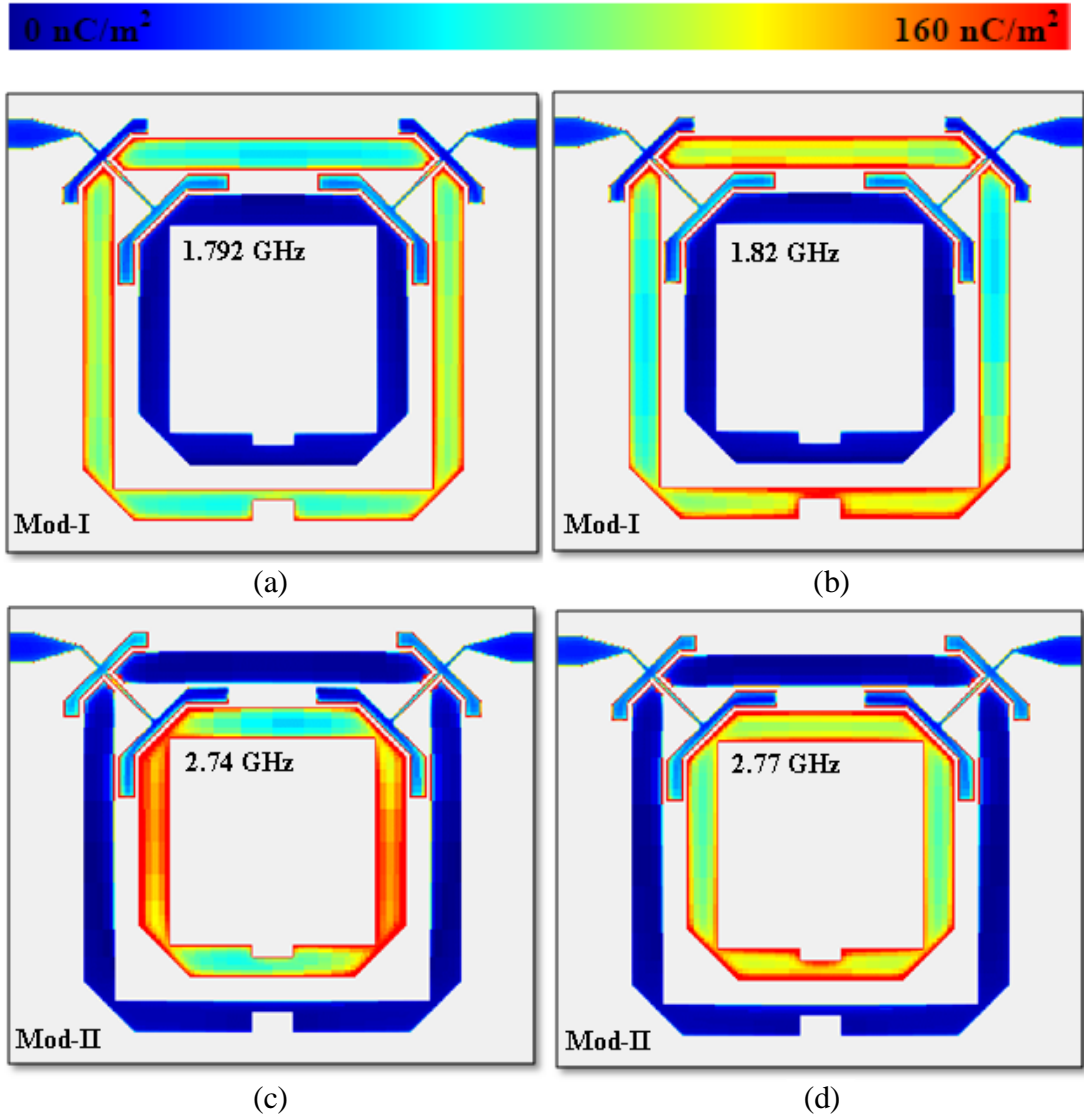
(a)



(b)

Şekil 5.37 : İki band için kuplaj sabiti ve mod frekanslarının perturbasyon etkisine göre değişimi a) p_1 b) p_2

Şekil 5.34'de önerilen dördüncü tip filtre yapısında $p_1 = -1.2$ mm ve $p_2 = -0.7$ mm olarak alınmış, elde edilen yapının birinci bandda oluşturduğu modların rezonans frekansları okunarak (1.792 GHz ve 1.82 GHz) bu frekanslarda yük dağılımı incelenmiştir. Birinci bandın mod frekanslarında elde edilen yük dağılım grafikleri Şekil 5.38a ve b'de görülmektedir. Ardından aynı yapının ikinci bandına ait modların rezonans frekansları okunarak (2.74 GHz ve 2.77 GHz) bu frekanslarda da filtre yapısının yük dağılımı incelenmiştir. İkinci bandın mod frekanslarında elde edilen yük dağılım grafikleri Şekil 5.38c ve d'de görülmektedir.



Şekil 5.38 : Önerilen filtre yapısına ait yük dağılım grafikleri. a)-b) Birinci banda ait mod frekanslarında. c)-d) İkinci banda ait mod frekanslarında.

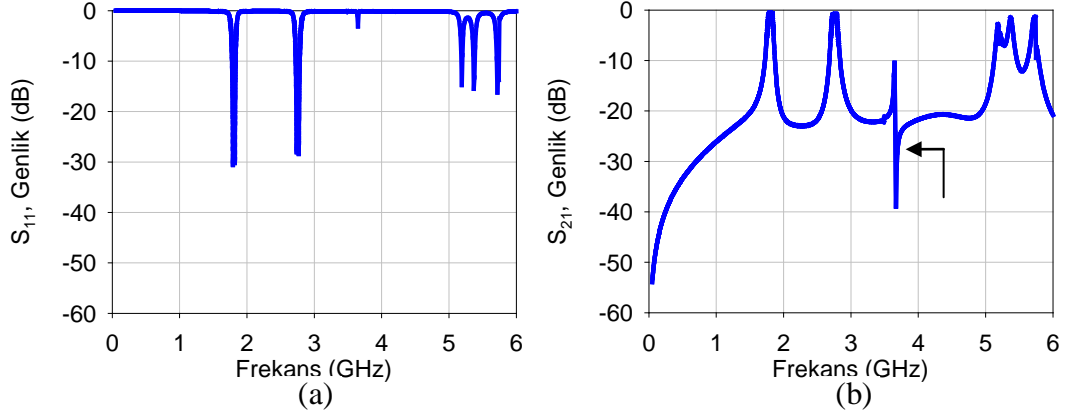
Şekil 5.38'de görülen yük dağılım grafikleri elde edilirken yük dağılım skalasının maksimum değeri 160 nC/m^2 değerine ayarlanmıştır.

Önerilen yapıda birinci band, yapıya ait DMR#1 tarafından oluşturulduğundan, birinci banda ait mod frekanslarında yapı incelendiğinde, yük yoğunluğunun yalnızca DMR#1'de olduğu görülmektedir.

Aynı şekilde önerilen yapıya ait yük dağılımı ikinci banda ait mod frekanslarında incelendiğinde de yalnızca DMR#2'de yük yoğunluğu görülmektedir. Bu durum yapının tasarımında kullanılan konfigürasyonun başarılı bir sonucudur.

İki band için de çift mod frekansında yük, ilgili rezonatörün sağ ve sol düşey kollarında yoğunken (Şekil 5.38a ve c) tek mod frekansında ilgili rezonatörün alt ve üst yatay kollarında yoğundur. (Şekil 5.38b ve d).

Şekil 5.34'de verilen yapı üzerinde $p_1 = -1.2$ mm, $p_2 = -0.7$ mm seçilerek elde edilen dual mod dual band filtre yapısının geniş band analizinde elde edilen sonuçlar (0-6 GHz aralığında) Şekil 5.39'da verilmiştir.

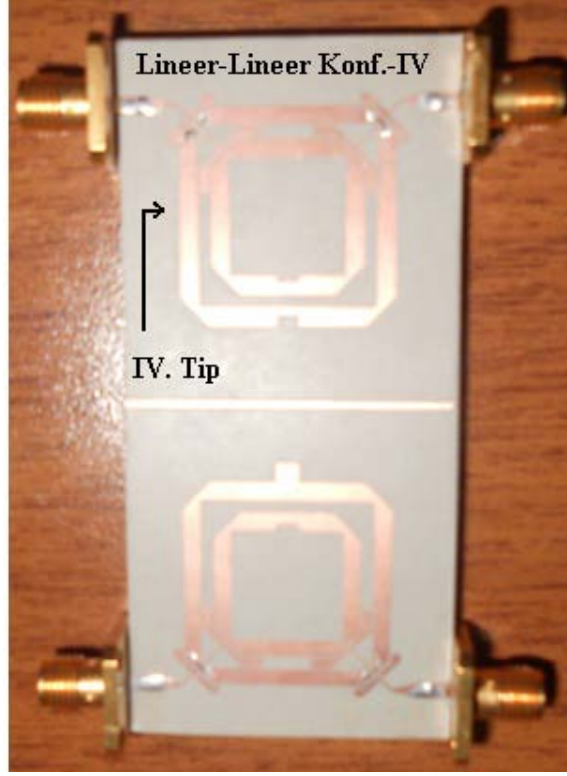


Şekil 5.39 : Dördüncü tip filtre yapısına ait geniş band cevabı. a) S_{11} . b) S_{21} .

Şekil 5.39'dan da görüleceği gibi önerilen yapıya ait birinci band 3.7 GHz'de harmonik oluşturmaktadır. Bu harmonik, yapının tasarımında kullanılan besleme hatlarına ait konfigürasyonun başarılı bir sonucu olarak herhangi bir yükleme stub'ı veya U tipinde açık halka rezonatör kullanılmadan doğal olarak bastırılmaktadır.

5.2.4.1 Ölçüm sonuçları

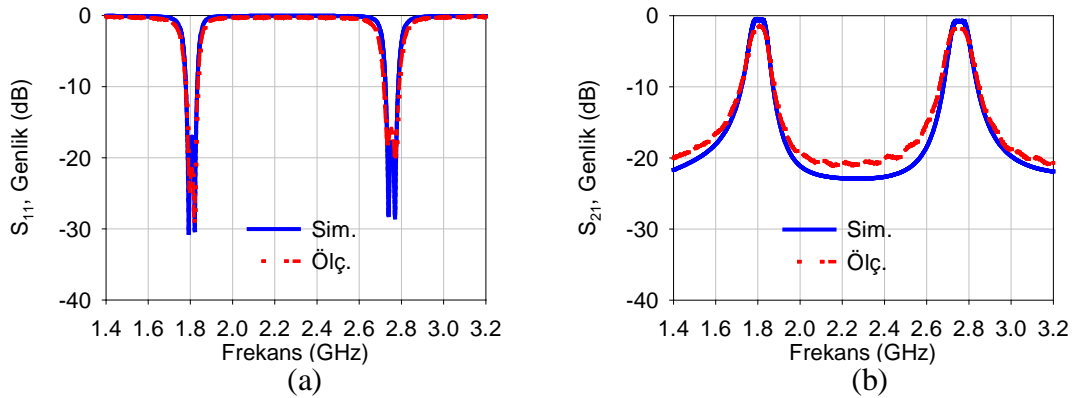
İki band da lineer faz tipte cevap verecek şekilde tasarlanan dual mod dual band filtre yapısı bağıl dielektrik sabiti 6.15 olan ve 1.27 mm kalınlığında RT/Duroid malzeme ile imal edilmiştir. Yapıda kullanılan DMR#1 22.6 x 22.6 mm²'lik yüzey alanına sahipken DMR#2 16 x 16 mm²'lik yüzey alanına sahiptir. Kuplaj kol uzunlukları $k_1 = 1$ mm ve $k_2 = 2.5$ mm olacak şekilde ayarlanmıştır. Kullanılan her iki perturbasyon elemanı için de perturbasyon boyutları yatay ekseninde 2.4 mm olarak ayarlanırken, düşey ekseninde $p_1 = -1.2$ mm, $p_2 = -0.7$ mm olacak şekilde ayarlanmıştır. (Şekil 5.34). Anlatılan geometrik yapıda ve ölçülerde imal edilen filtre Şekil 5.40'da görülmektedir.



Şekil 5.40 : Önerilen dördüncü tip filtre yapısı (Lineer-Lineer, IV.tip konfigürasyon). Önerilen filtrenin simülasyonları tam-dalga EM Simulator aracılığıyla, ölçümleri ise Vektör Network Analizör HP8720C ile yapılmıştır.

Önerilen yapı, minyatür bir yapı özelliğinde olup, mikroşerit filtre imal edilmiş ve imal edilen filtrenin dar bandda elde edilen ölçüm sonuçları, simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır. (Şekil 5.41). Ölçüm sonuçlarının simülasyon sonuçlarını büyük oranda desteklediği gözlenmiştir.

Grafiğe aktarımda ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları arasındaki kaymanın sıfırlanması için ölçüm sonuçları frekans düzleminde 50 MHz ötelenmiştir.



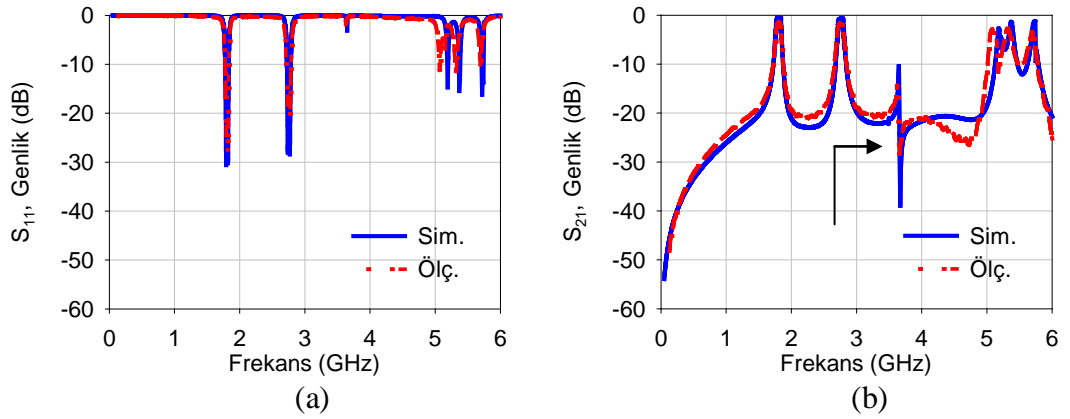
Şekil 5.41: Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması. (Dar Band) a) S_{11} . b) S_{21} .

Önerilen dördüncü tip filtre yapısı için Şekil 5.32'deki frekans cevaplarından (ölçüm ve simülasyon) elde edilen spesifik değerlerin karşılaştırılması Tablo 5.3'de verilmiştir.

Tablo 5.4: Önerilen dördüncü tip filtre yapısına ait simülasyon ve ölçüm sonuçları.

| IV.Tip | 1. BAND | | | | | 2. BAND | | | | |
|--------|----------|---------|---------|----------|---------|----------|---------|---------|----------|---------|
| | fo (GHz) | RL (dB) | IL (dB) | BW (MHz) | FBW (%) | fo (GHz) | RL (dB) | IL (dB) | BW (MHz) | FBW (%) |
| SİM. | 1.8 | -17.2 | -0.62 | 85 | 4.72 | 2.75 | -17.9 | -0.78 | 90 | 3.27 |
| ÖLÇ. | 1.75 | -21.7 | -1.55 | 90 | 5.14 | 2.76 | -15.8 | -1.74 | 114 | 4.13 |

İmal edilen filtrenin geniş band (0-6 GHz aralığında) ölçüm sonuçları da, simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır. (Şekil 5.42). Grafığe aktarımda ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları arasındaki kaymanın sıfırlanması için ölçüm sonuçları frekans düzleminde 50 MHz ötelenmiştir.



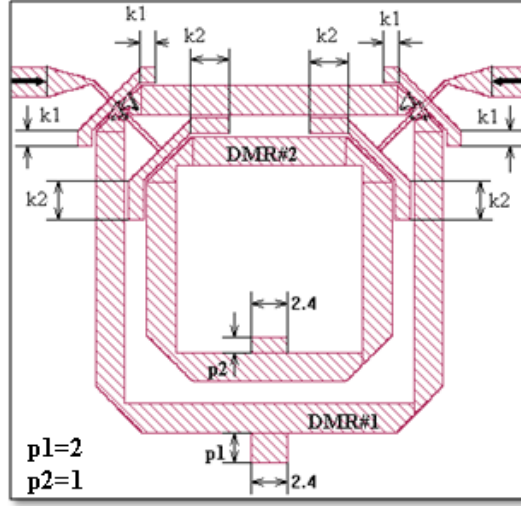
Şekil 5.42 : Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması. (Geniş Band) a) S_{11} b) S_{21} .

Dar bandda olduğu gibi geniş bandda da ölçüm sonuçlarının simülasyon sonuçlarını büyük oranda desteklediği gözlenmiştir.

Simülasyon sonuçları incelenirken birinci baddın 3.7 GHz'de oluşturduğu harmoniğin yapının tasarımında kullanılan besleme hatlarına ait konfigürasyonun sonucu olarak herhangi bir yüklem stub'ı veya U tipinde açık halka rezonatör kullanılmadan doğal olarak bastırıldığı açıklanmıştı. Geniş bandda elde edilen ölçüm sonuçları ile de yapının bu özelliği desteklenmiştir. Söz konusu harmoniğin bastırıldığını ölçüm sonuçları da doğrulamaktadır. (Şekil 5.42b).

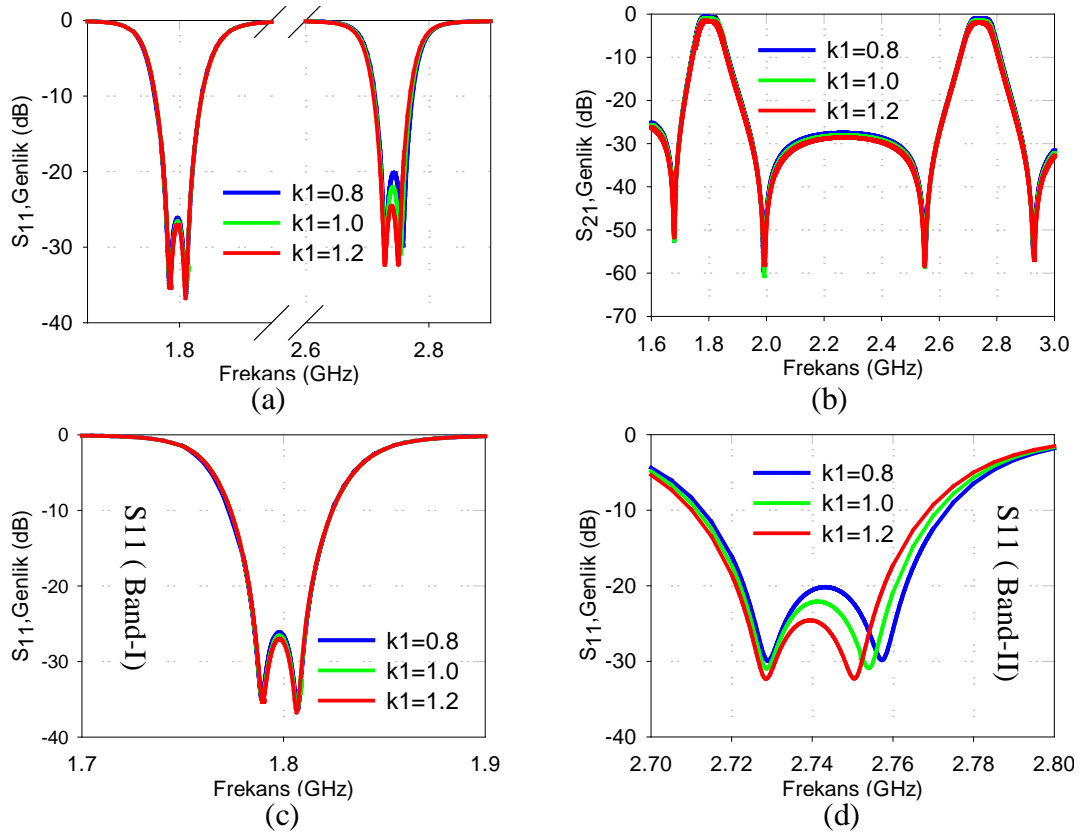
5.4 Besleme Kol Uzunluklarının Dual Band Frekans Cevabı Üzerindeki Etkisi

5.4.1 Birinci tip filtre konfigürasyonu üzerinde ' k_1 ' ve ' k_2 ' etkisi



Şekil 5.43 : Birinci tip filtre konfigürasyonu.

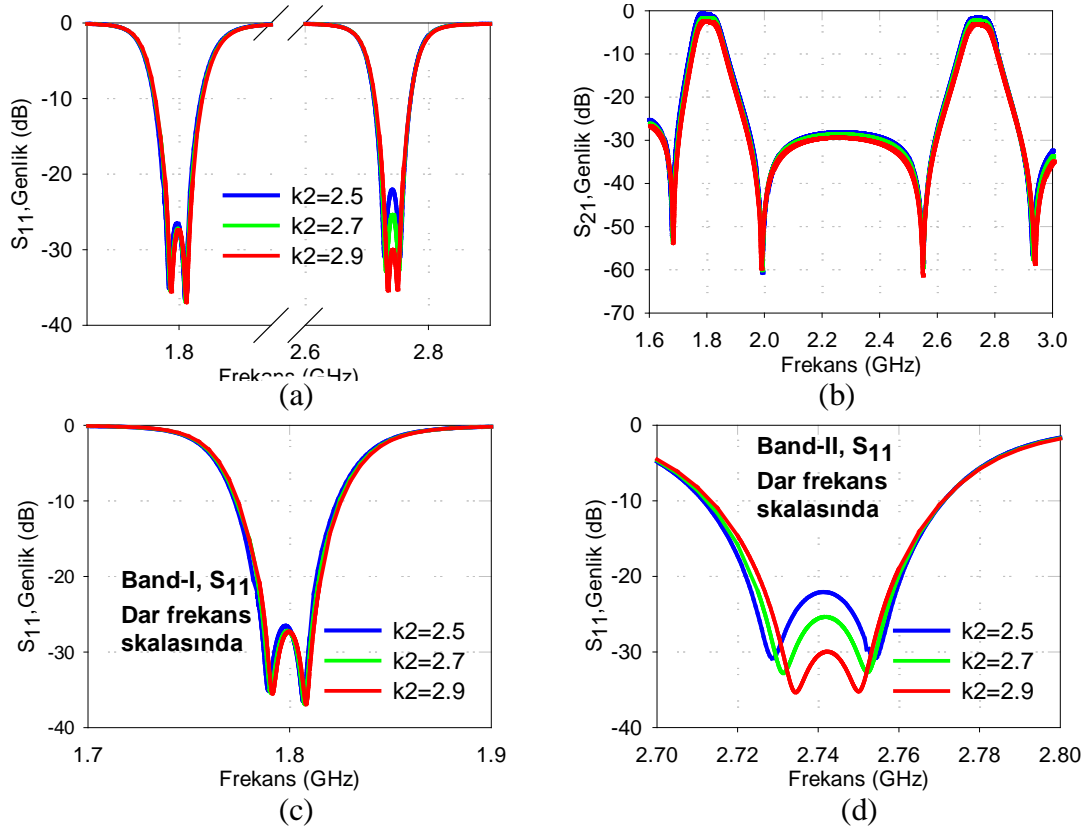
İki bandın da eliptik tipte cevap verdiği birinci tip filtre yapısı üzerinde (Şekil 5.43) ' k_1 ' besleme kol uzunluğu sırasıyla 0.8, 1.0, 1.2 mm olacak şekilde değiştirildiğinde iki bandın da RL seviyelerinde meydana gelen değişim Şekil 5.44'de verilmiştir.



Şekil 5.44 : ' k_1 ' değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi.

Şekil 5.44c ve d’de iki bandın da RL seviyelerinde meydana gelen değişimin daha net gözlenebilmesi için sonuçlar frekans skalası daraltılarak incelenmiştir.

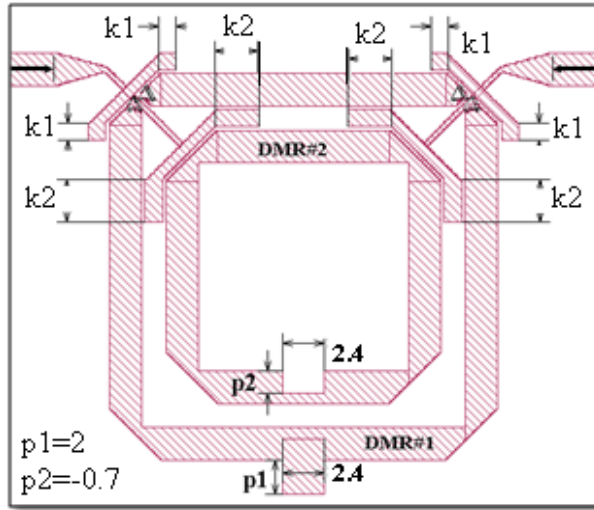
İki bandın da eliptik tipte cevap verdiği birinci tip filtre yapısı üzerinde (Şekil 5.43) k_2 besleme kol uzunluğu sırasıyla 2.5, 2.7, 2.9 mm olacak şekilde değiştirildiğinde iki bandın da RL seviyelerinde meydana gelen değişim Şekil 5.45’de verilmiştir. Şekil 5.45c ve d’de iki bandın da RL seviyelerinde meydana gelen değişimin daha net gözlenebilmesi için, sonuçlar frekans skalası daraltılarak incelenmiştir.



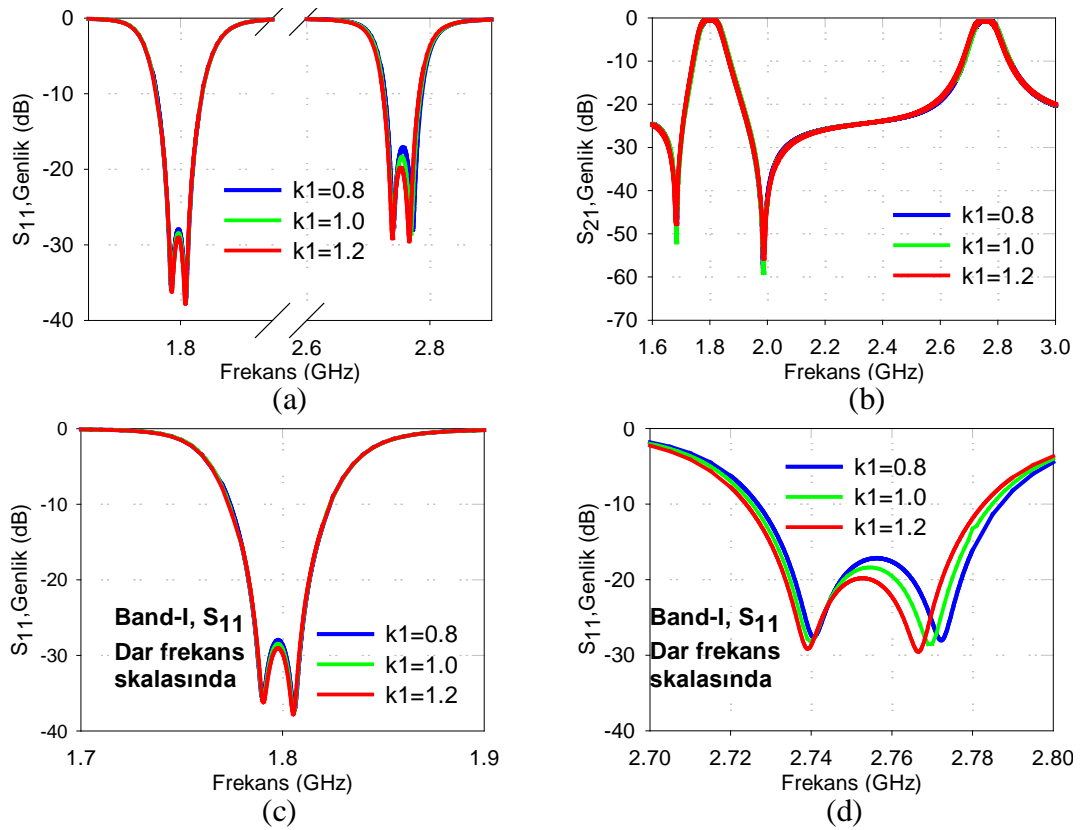
Şekil 5.45 : ' k_2 ' değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi.

5.4.2 İkinci tip filtre konfigürasyonu üzerinde ' k_1 ' ve ' k_2 ' etkisi

Birinci bandın eliptik ikinci bandın lineer faz tipte cevap verdiği ikinci tip filtre yapısı üzerinde (Şekil 5.46) ' k_1 ' besleme kol uzunluğu sırasıyla 0.8, 1.0, 1.2 mm olacak şekilde değiştirildiğinde iki bandın da RL seviyelerinde meydana gelen değişim Şekil 5.47’de verilmiştir. Şekil 5.47c ve d’de iki bandın da RL seviyelerinde meydana gelen değişimin daha net gözlenebilmesi için sonuçlar frekans skalası daraltılarak incelenmiştir.

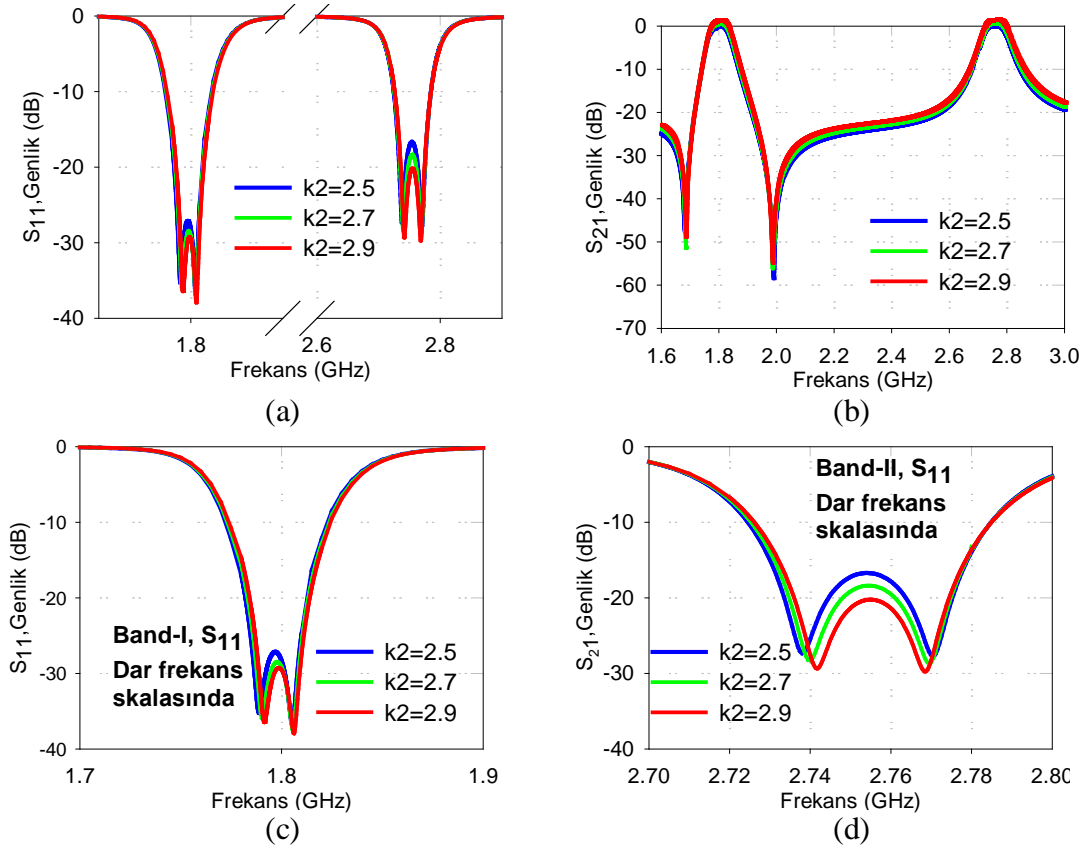


Şekil 5.46 : İkinci tip filtre konfigürasyonu.



Şekil 5.47 : 'k₁' değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi.

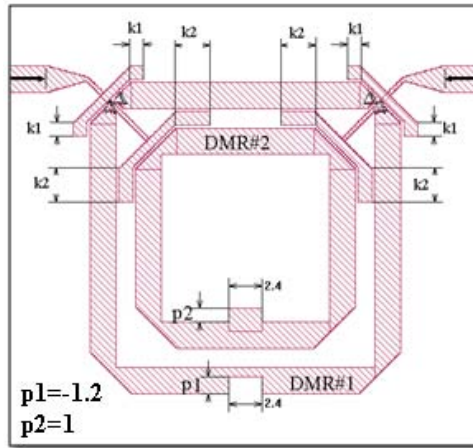
Birinci bandın eliptik ikinci bandın lineer faz tipte cevap verdiği ikinci tip filtre yapısında (Şekil 5.46) k_2 besleme kol uzunluğu sırasıyla 2.5, 2.7, 2.9 mm olacak şekilde değiştirildiğinde iki bandın da RL seviyelerinde meydana gelen değişim Şekil 5.48'de verilmiştir. Şekil 5.48c ve d'de iki bandın da RL seviyelerinde meydana gelen değişimin daha net gözlenebilmesi için, sonuçlar frekans skalası daraltılarak incelenmiştir.



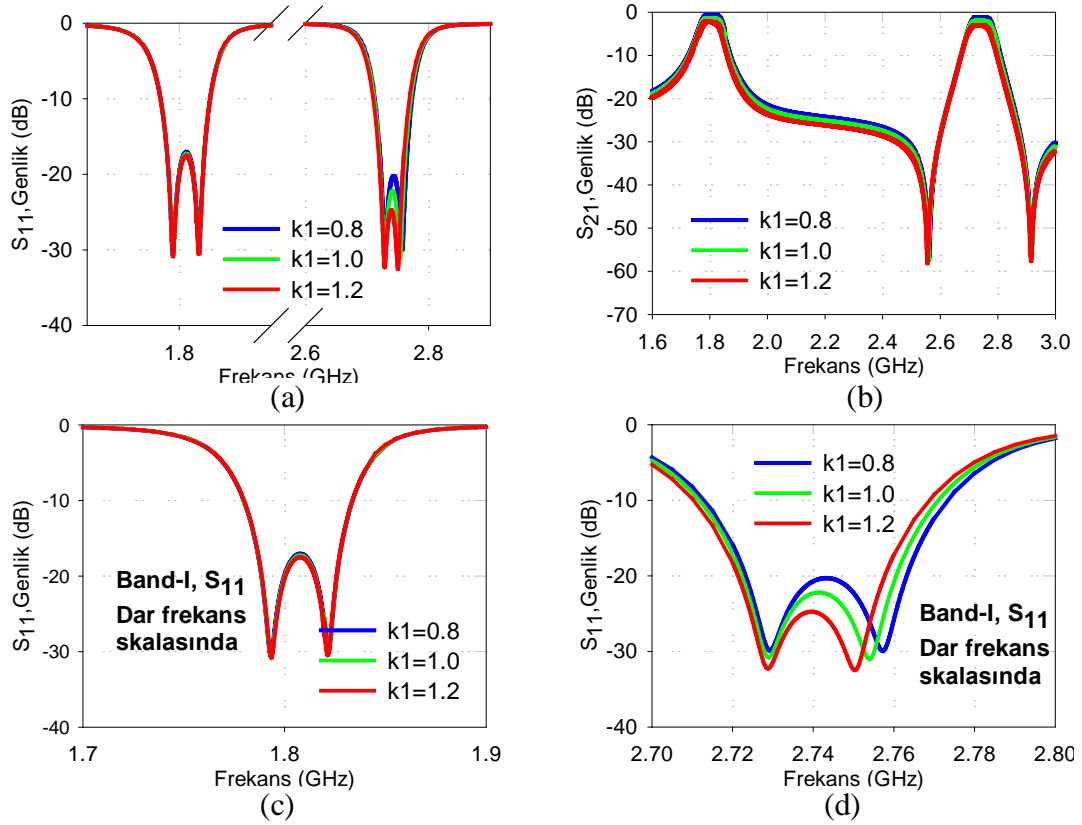
Şekil 5.48 : ' k_2 ' değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi.

5.4.3 Üçüncü tip filtre konfigürasyonu üzerinde ' k_1 ' ve ' k_2 ' etkisi

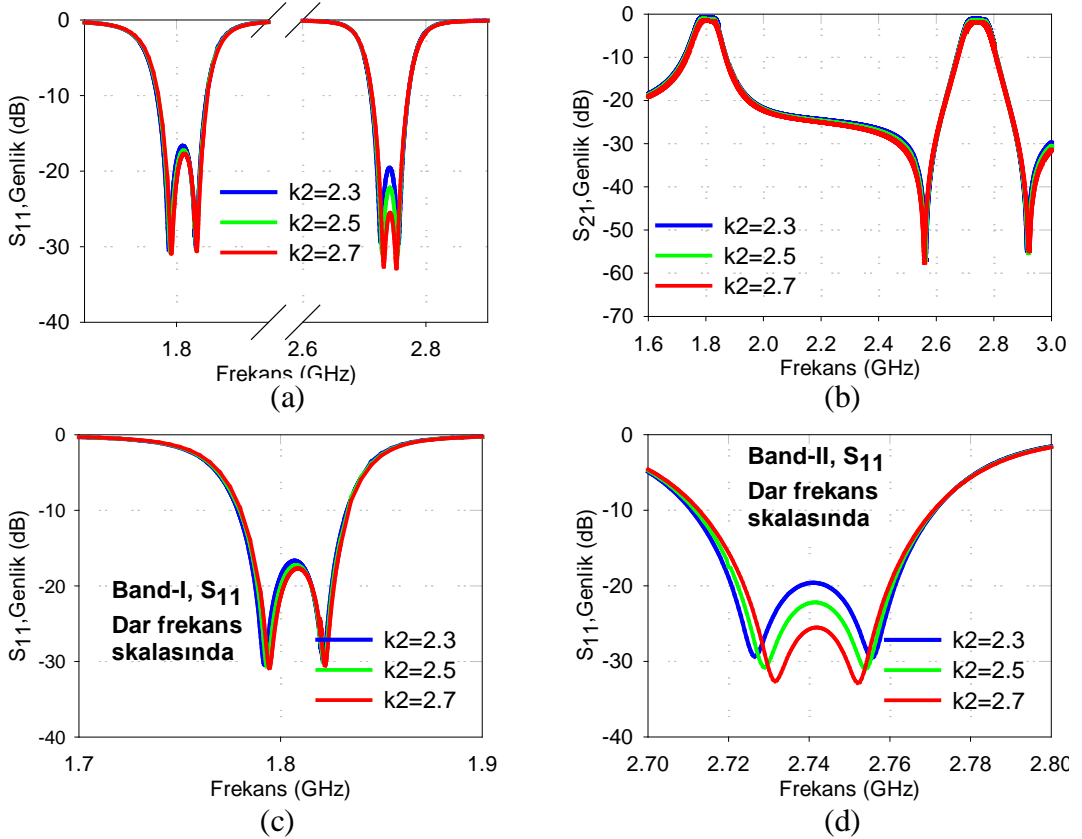
Birinci bandın lineer faz ikinci bandın eliptik tipte cevap verdiği üçüncü tip filtre yapısı üzerinde (Şekil 5.49) ' k_1 ' besleme kol uzunluğu sırasıyla 0.8, 1.0, 1.2 mm olacak şekilde değiştirildiğinde iki bandın da RL seviyelerinde meydana gelen değişim Şekil 5.50'de verilmiştir. Şekil 5.50c ve d'de iki bandın da RL seviyelerinde meydana gelen değişimin daha net gözlenebilmesi için sonuçlar frekans skalası daraltılarak incelenmiştir.



Şekil 5.49 : Üçüncü tip filtre konfigürasyonu.



Şekil 5.50 : ' k_1 ' değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi.

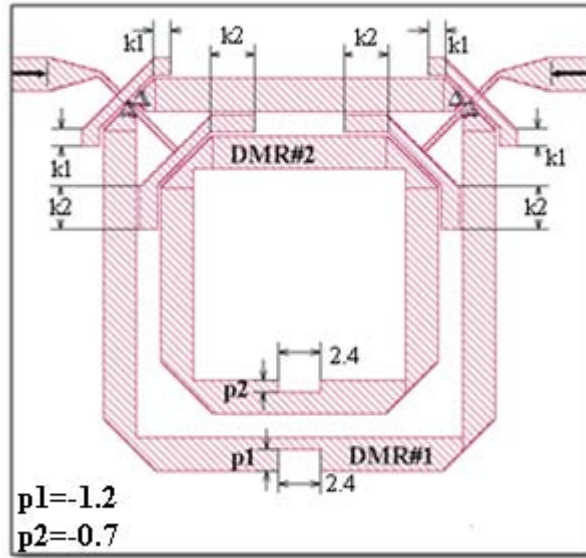


Şekil 5.51 : ' k_2 ' değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi.

Birinci bandın lineer faz ikinci bandın eliptik tipte cevap verdiği üçüncü tip filtre (Şekil 5.49) yapısında ' k_2 ' besleme kol uzunluğu sırasıyla 2.3, 2.5, 2.7 mm olacak şekilde değiştirildiğinde iki bandın da RL seviyelerinde meydana gelen değişim Şekil 5.51'de verilmiştir. Şekil 5.51c ve d'de iki bandın da RL seviyelerinde meydana gelen değişimin daha net gözlenebilmesi için, sonuçlar frekans skalası daraltılarak incelenmiştir.

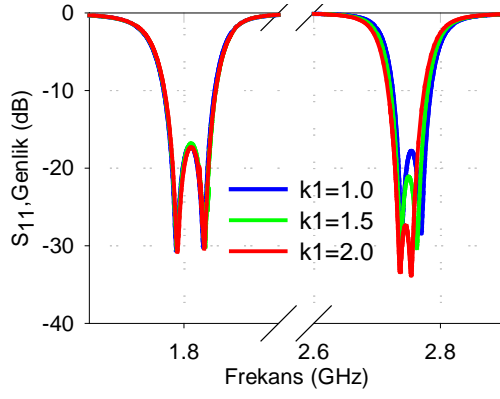
5.4.4 Dördüncü tip filtre konfigürasyonu üzerinde ' k_1 ' ve ' k_2 ' etkisi

İki bandın da lineer faz tipte cevap verdiği dördüncü tip filtre yapısı üzerinde (Şekil 5.52) ' k_1 ' besleme kol uzunluğu sırasıyla 1.0, 1.5, 2.0 mm olacak şekilde değiştirildiğinde iki bandın da RL seviyelerinde meydana gelen değişim Şekil 5.53'de verilmiştir. Şekil 5.53c ve d'de iki bandın da RL seviyelerinde meydana gelen değişimin daha net gözlenebilmesi için sonuçlar frekans skalası daraltılarak incelenmiştir.

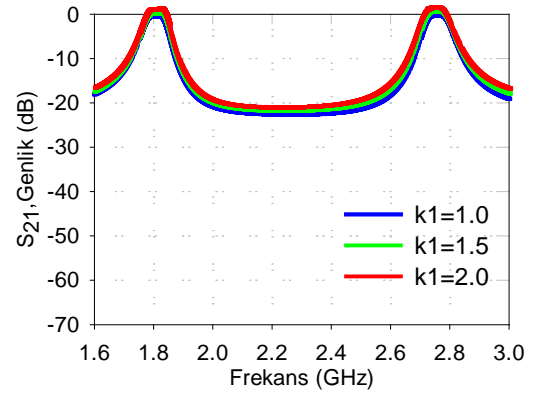


Şekil 5.52 : Dördüncü tip filtre konfigürasyonu.

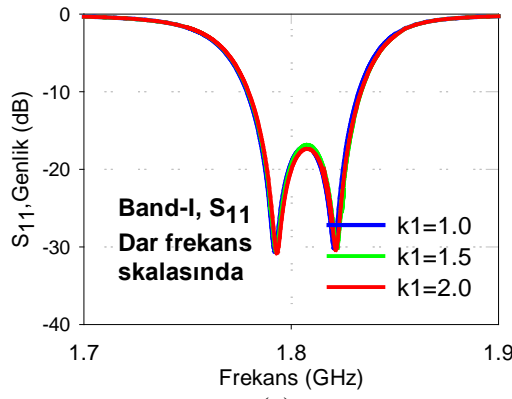
İki bandın da lineer faz tipte cevap verdiği dördüncü tip filtre yapısında (Şekil 5.52) ' k_2 ' besleme kol uzunluğu sırasıyla 2.0, 2.5, 3.0 mm olacak şekilde değiştirildiğinde iki bandın da RL seviyelerinde meydana gelen değişim Şekil 5.54'de verilmiştir. Şekil 5.54c ve d'de iki bandın da RL seviyelerinde meydana gelen değişimin daha net gözlenebilmesi için, sonuçlar frekans skalası daraltılarak incelenmiştir.



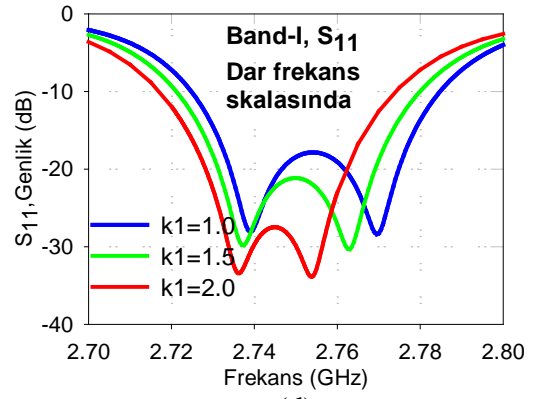
(a)



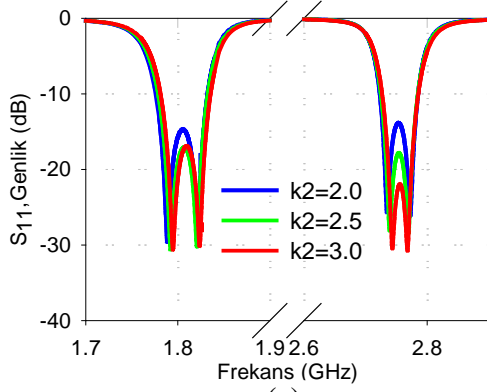
(b)



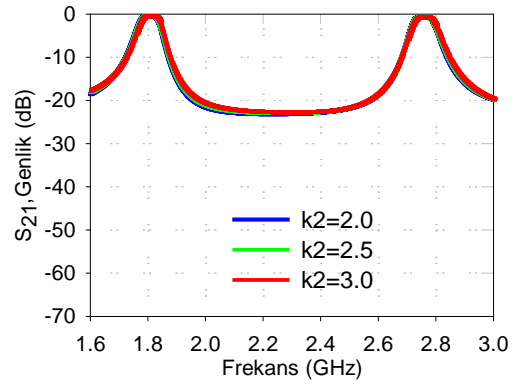
(c)



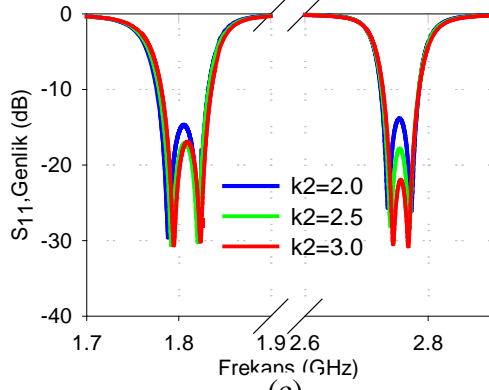
(d)

Şekil 5.53: ' k_1 ' değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi.

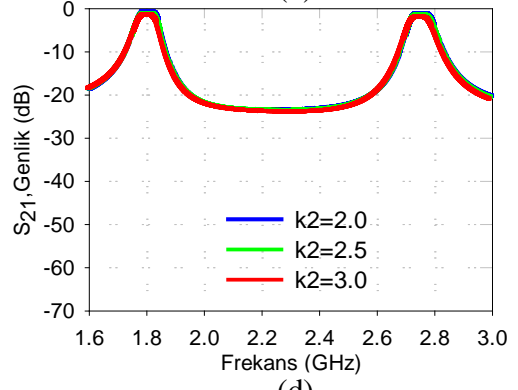
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 5.54 : ' k_2 ' değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada iki adet dual mod kare halka mikroşerit rezonatör kullanılarak birinci bandı eliptik ikinci bandı lineer faz, birinci bandı lineer faz ikinci bandı eliptik, iki bandı da eliptik ve iki bandı da lineer faz karakteristiğine sahip olmak üzere dört adet yeni dual band band geçiren filtre örneği sunulmuştur. Tasarlanan yapılarda kullanılan dual mod rezonatörler içi içe konumlandırılarak minyatür bir filtre yapısı elde edilmiştir.

Yapılar içeriden ve dışarıdan, birbirine 180° lik açı ile konumlandırılmış yeni bir besleme yapısı ile beslenmektedir. Tasarımda kullanılan bu besleme yapıları ile filtrenin geniş bantda oluşan harmoniğinin ek bir eleman kullanılmadan bastırılabilmesi sağlanmıştır. Besleme hatlarının uzunlukları değiştirilerek filtreye ait RL (dönme kaybı) seviyesi de ayarlanabilmektedir. Yapıları oluşturan rezonatörlerin dejenere modlarını uyarlamak ve band oluşumunu sağlamak amacıyla, yapıları oluşturan her bir dual mod rezonatör için birer adet olmak üzere her yapıya iki ayrı perturbasyon elemanı eklenmiştir. Önerilen yapılara eklenen perturbasyon elemanları ile yapıları oluşturan dual mod rezonatörlere ait dejenere modlar uyarılmakta böylece mod frekansları ve iletim sıfırları kontrol edilebilmektedir. Perturbasyon elemanı kesik tipte seçildiği zaman yapıda meydana gelen indüktif etkiyle transmisyon sıfırları kompleks düzlemin imajiner ekseninde yer alarak, perturbasyon elemanının ait olduğu rezonatörün oluşturduğu bandın lineer faz filtre karakteristiği göstermesini sağlamıştır. Aynı şekilde perturbasyon elemanı yama tipinde seçildiğinde ise yapıda meydana gelen kapasitif etkiyle transmisyon sıfırları kompleks düzlemin reel ekseninde yer alarak perturbasyon elemanının ait olduğu rezonatörün oluşturduğu bandın eliptik filtre karakteristiği göstermesini sağlamıştır. Özetle, perturbasyon elemanının kesik veya yama tipinde seçilmesine göre, transmisyon sıfırları kompleks düzlemin reel ya da imajiner akseni üzerinde konumlandırılarak, dört farklı tipte dual mod, dual band, band geçiren filtre karakteristiği elde edilmiştir.

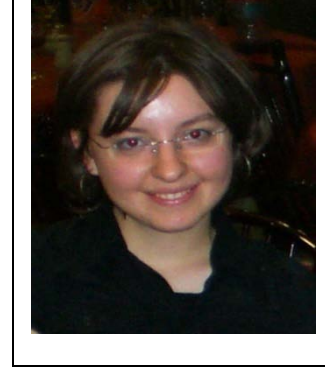
Önerilen yapılara eklenen perturbasyon elemanları yalnızca ait oldukları rezonatör tarafından oluşturulan band üzerinde etkilidir. Eğer eklenen perturbasyon elemanı ilgili yapıda birinci rezonatöre aitse perturbasyon elemanının boyutu değiştirildiğinde bu değişimden yalnızca birinci band, ikinci rezonatöre aitse bu değişimden yalnızca ikinci band etkilenecektir. Kısaca, bandları etkileyen perturbasyon etkileri birbirinden izoledir.

Önerilen yapıların yük dağılımları incelenmiş, kuplaj sabiti ve mod frekanslarının perturbasyon etkisiyle değişim eğrileri elde edilmiştir. Mikroşerit filtreler imal edilerek imal edilen filtrelerin ölçüm sonuçları simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Ölçüm sonuçlarının simülasyon sonuçlarını büyük oranda desteklediği gözlenmiştir.

KAYNAKLAR

- Caymaz N.** ; 2002 Mikroşerit Dual Mod Filtrelerin Simülasyonu, *Niğde Üniversitesi*.
- Chen C. ; Hsu C. , Chuang H.** , 2006. Design of Miniature Planar Dual-Band Filter Using Dual-Feeding Structures and Embedded Resonators.
- Eryılmaz G. M. ; Karpuz C. , Görür A.** , 2007. Dual Mode Microstrip Filters With Adjustable Transmission Zeros, *Asia Pacific Microwave Conference*
- Görür A.** ; 2004. Description of Coupling Between Degenerate Modes of a Dual-Mode Microstrip Loop Resonator Using a Novel Perturbation Arrangement and Its Dual-Mode Bandpass Filter Applications.
- Görür A. ; Karpuz C.** , 2007. Compact Dual-Band Bandpass Filters Using Dual-Mode Resonators,
- Görür A. ; Karpuz C.** , 2007 Miniature Dual Mode Microstrip Filters
- Görür A. K. ; Karpuz C.** , 2010 A Novel Perturbation Arrangement For Dual Mode Resonators and Its Dual Band Bandpass Filter Applications.
- Hamarat Y.** ; 2007. Eşdüzlemsel Filtreler.
- Hong J. ; Shaman H. , Chun Y.** , 2007 Dual-Mode Microstrip Open-Loop Resonators and Filters.
- Hong J.** ; 2005 Microstrip Dual-Mode Band Reject Filter, Mayıs
- Karpuz C.** , 2001 Mikrodalga Filtrelerinin Minyatürizasyonu İçin Yeni Planar Rezonatörlerin Tasarımı, *Erciyes Üniversitesi*.
- Lugo C. ; Papapolymerou J.** , 2007. Multilayer Dual-Band Filter Using a Reflector Cavity and Dual-Mode Resonators.
- Sevgi L.** ; 2005. Doğu Üniversitesi Endüstri ve Otomasyon Dergisi.
- Sevgi L.** ; 2006. *Doğu Üniversitesi Endüstri ve Otomasyon Dergisi*.
- Sun S. ; Zhu L.** , 2005. Compact Dual-Band Microstrip Bandpass Filter Without External Feeds.
- Wiley E.** ; Microstrip Filters for RF-Microwave Applications.
- Wu R. ; Amari S.** , 2005. New Triangular Microstrip Loop Resonators For Bandpass Dual-Mode Filter Applications.
- Zhang X. ; Chen J.** , 2007. Dual-Band Bandpass Filters Using Stub-Loaded Resonators.

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Ayşe Nihan BASMACI

Doğum Yeri ve Tarihi: Denizli, 20.09.1986

Adres: Yunus Emre Mah. 6453 Sok. No:2 K:1 Kınıklı / DENİZLİ

Lisans Üniversitesi: Pamukkale Üniversitesi / Elektrik-Elektronik Müh.

Yayın Listesi:

- Dual Mod Dual Band Mikroşerit Filtre Tasarımı (Diploma çalışması)