

**ÇİFT MODLU DİELEKTRİK REZONATÖR (DR) FİLTRE
TASARIMI**

**DESIGN OF DUAL MODE DIELECTRIC RESONATOR
(DR) FILTER**

SAİM EKİCİ

PROF. DR. ERDEM YAZGAN

Tez Danışmanı

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için Öngördüğü

DOKTORA TEZİ olarak hazırlanmıştır.

2022

Oğullarım Emre'ye ve Okan'a

ÖZET

ÇİFT MODLU DİELEKTRİK REZONATÖR (DR) FİLTRE TASARIMI

Saim EKİCİ

Doktora, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Erdem YAZGAN

Ekim 2022, 105 sayfa

Bu çalışmada Ka-Bantta çalışan Çift Modlu Filtre (ÇMF) yapıları tasarlanmış, üretilmiş ve ölçümleri yapılarak benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır. Tezin ilk aşamasında iki adet içi boş kavite, çapraz iris aracılığıyla birbiriyle eşlenerek ÇMF tasarımı yapılmıştır. Bu aşamada çapraz iriste ayar vidaları olmadan ve ayar vidaları eklenerek iki tip filtre tasarlanmıştır. Tasarımın ilk aşamasında eşleme matrisi yaklaşımı kullanılarak, 3 boyutlu (3B) benzetim çalışmalarında modellenecek yapının boyutları hesaplanmıştır. İstenilen frekans karakteristiğini elde etmek için 3B benzetim sonuçlarına göre filtre boyutlarında optimizasyonlar yapılmıştır. Literatürde ilk kez olarak çapraz irise ayar vidaları eklenerek, filtre bant genişliğinin ve sonlu geçiş sıfırlarının (Finite Transmission Zero, FTZ) konumlarının ayarlanabilir olması hedeflenmiştir. İkinci aşamada boş kaviteler içerisine birer adet dielektrik rezonatör (DR) eklenerek çapraz iris ayar vidalı ve vidasız olmak üzere iki farklı Çift Modlu Dielektrik Rezonatör Filtre (ÇMDRF) tasarımı yapılarak 3B benzetim ile ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır. Bu filtre yapısında DR'lerin montajı için, literatürde ilk kez olarak, kaynak/yük açıklıklarına montaj kulakçıkları tanımlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Çift modlu filtre, dielektrik rezonat3r, kaynak eşleme, çapraz iris, eşleme matrisi, rezonans frekansı

ABSTRACT

DESIGN OF DUAL MODE DIELECTRIC RESONATOR (DR) FILTER

Saim EKICI

Doctor of Philosophy, Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Erdem YAZGAN

October 2022, 105 pages

In this study, Dual Mode Filter (DMF) structures operating in Ka-Band were designed, manufactured and measured, and also simulation and measurement results were compared. In the first stage of the thesis, a DMF was designed by using two vacuum filled cavities coupled to each other via a cross iris. At this stage, two types of filters were designed. One of them did not have tuning screws in the cross iris and the other one had tuning screws. In the first stage of the design, the dimensions of the structure were calculated in 3-dimensional (3D) simulator by using the coupling matrix approach. In order to obtain the desired frequency characteristics, filter dimensions were optimized according to the 3D simulation results. In order to make the filter bandwidth and the positions of the Finite Transmission Zeros (FTZ) adjustable, tuning screws were added to the cross iris as a new approach in the literature. In the second stage, dielectric resonators (DR) were added to each of the vacuum filled cavities and two types of Dual Mode Dielectric Resonator Filter (DMDRF) structures were designed, with and without tuning screws at the cross iris. 3D simulation and measurement results were compared. For the mounting of DRs on the source/load coupling slots, mounting protrusion were defined as a new approach in the literature.

Keywords: Dual mode filter, dielectric resonator, source coupling, cross iris, coupling matrix, resonance frequency

TEŞEKKÜR

Değerli Hocam ve danışmanım Prof. Dr. Erdem Yazgan'a lisans, yüksek lisans ve doktora çalışmalarım boyunca bilgisiyle ve tecrübesiyle, bana olan desteğini, güvenini eksik etmediği için, tıkanığım her aşamada başarabileceğime dair inancını kaybetmediği ve beni cesaretlendirdiği için sonsuz şükranlarımı ve teşekkürlerimi sunuyorum.

Değerli Hocalarım Prof. Dr. Birsen Saka Tanatar'a ve Prof. Dr. Nursel Akçam'a tez izleme kurullarında çalışmam ile ilgili yönlendirme ve paylaşımları için teşekkürü bir borç bilirim.

Tez çalışmalarımnda filtre konusundaki bilgi birikimini benimle paylaşan ve yol gösteren Dr. Bülent Alıcıoğlu'na teşekkür ederim.

Filtrenin tasarım, üretim ve ölçüm aşamalarında verdiği destek ve göstermiş olduğu hoşgöründen dolayı bölüm müdürümüz Şebnem Saygıner'e teşekkür ederim.

Tasarım aşamasında bilgi alışverişinde bulunduğum, fikirleriyle çözüm yolu bulmama yardımcı olan Abdullah Yılmaz'a teşekkür ederim.

Filtrelerin mekanik tasarımlarını ve üretimlerini yapan Arda Özgen'e ve Emre Fındık'a teşekkür ederim.

Tezin yazımını sırasında göstermiş oldukları destekten ve hoşgöründen dolayı başta ekip liderim Nihan Öznazlı olmak üzere ekip arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Filtrelerin sentezleme aşamasında elde edilen sonuçların karşılaştırılması amacıyla FEST3D programını kullanabilmem için deneme lisansı sağlayan Aktif Neser & 2BK Partner firmaları direktörü Neslihan Yasav'a teşekkür ederim.

İlk okula başladığım ilk günden bu zamana kadar hep benimle olan, hayallerimin peşinde koşmam için bana destek veren, bugünlere gelmemde en büyük pay sahibi olan annem Perihan Hanım'a ve babam Halil İbrahim Bey'e sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Doktora çalışmalarım boyunca bana gösterdiği sabır, destek ve sevgisinden dolayı eşim Gülay'a sonsuz teşekkür ediyorum.

Bu tezi bitirmem için ayrı birer itici güç ve motivasyon kaynağı olan, ailemizin neşe kaynakları oğullarım, Emre ve Okan; bu bayrağı sizlere devrediyorum. Onu çok daha yukarılara taşıyacağınızdan eminim.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRACT	iii
TEŞEKKÜR.....	v
İÇİNDEKİLER.....	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ	xiii
SİMGELER VE KISALTMALAR	xiv
1. GİRİŞ	1
2. TEK MODLU DİELEKTRİK REZONATÖR (DR) FİLTRELER.....	8
2.1. Çift Modlu Filtre (ÇMF)	8
2.2. $TE_{01\delta}$ Rezonatör Filtre.....	13
2.3. $TM_{01\delta}$ Rezonatör Filtre	15
3. ÇOK MODLU FİLTRELER	17
3.1. Çift Modlu Rezonatörlerin Devre Modeli	17
3.2. Çift Modlu Filtre İle İlgili Yapılmış Çalışmalar.....	22
3.3. İçi Boş Dairesel Kesitli Dalga Kılavuzunda EM Alan Analizi	28
3.4.1. Yüksüz dielektrik ortamda Helmholtz Denklemleri	28
3.4.2. Bessel Diferansiyel Denklemi ve Bessel Fonksiyonu.....	30
3.4.3. Dairesel Kesitli Dalga Kılavuzunda TM Modu	32
3.4.4. Dairesel Kesitli Dalga Kılavuzunda TE Modu	34
3.4.5. Dairesel Kesitli Kavite Rezonatör.....	35
4. DİELEKTRİK REZONATÖR YÜKLÜ DAİRESEL KESİTLİ DALGA KILAVUZUNDA ALAN DAĞILIMI VE ANALİZ YÖNTEMİ	38
4.1. Sınır Koşullarının Tanımı	38
4.2. Alan İfadelerinin Çıkartılması	41
5. ÇİFT MODLU FİLTRE SENTEZİ.....	45

5.1. Eşleme Matrisi Sentezi.....	45
5.2. Eşleme Matrisi İndirgeme Yöntemi	54
5.3. Kavite Boyutlarının Hesaplanması	56
6. ÇİFT MODLU FİLTRE TASARIMI	61
6.1. İçi Boş Kavite Rezonatörler Kullanılarak Çift Modlu Filtre Sentezlenmesi, Modellenmesi ve Ölçülmesi	61
6.2. Çift Modlu Dielektrik Rezonatör Filtre (ÇMDRF) Tasarımı	81
7. SONUÇLAR VE TARTIŞMA.....	94
7.1. İleride Yapılacak Çalışmalar	97
KAYNAKLAR.....	99
EKLER.....	103
EK 1 – Tezden Türetilmiş Yayınlar ve Patentler.....	103

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Farklı tipteki mikrodalga filtrelerin güç dayanımı-kayıp ilişkisi.....	1
Şekil 1.2. a) Kavite içine yerleştirilmiş DR, b) 8-kutuplu DR filtre ve geleneksel TE ₁₁₃ filtre, c) 6-kutuplu içi boş kavite filtre ile DR filtre.....	3
Şekil 2.1. Tek modlu filtre akış şeması.....	8
Şekil 2.2. ÇMF akış şeması	9
Şekil 2.3. Çapraz eşlemeli ÇMF akış şeması.....	9
Şekil 2.4. İki tane kavite rezonatörden oluşan ÇMF a) eşleme şeması, b) akış şeması..	10
Şekil 2.5. Farklı polarizasyona sahip TE ₁₁ modunun a) dikey ve b) yatay elektrik alanların tek-çift birleşenlerle, c) çift alan ifadesinin yatay ve dikey birleşenlerle ifade edilmesi.....	11
Şekil 2.6. Karıştırma elemanı olmayan a) dikey ve b) yatay modlu rezonatörler	12
Şekil 2.7. Karıştırma elemanlı, dikey ve yatay modlu rezonatör.....	12
Şekil 2.8. Dikey, E _v , elektrik alanın tek ve çift modlar cinsinden gösterimi.....	12
Şekil 2.9. DR'lerin kavite içine a) Eksenel, b) Enine ve c) Düzlemsel yerleşimi	13
Şekil 2.10. DR filtresine ait örnek 3B model, [7].....	14
Şekil 2.11. 4-kutuplu “quasi-eliptik” filtreye ait eşleme akış diyagramı.....	14
Şekil 2.12. İris yapıları ve toplu eleman karşılıkları.....	15
Şekil 3.1. a) Yarım dalga boyu uzunluğundaki tek rezonatör yapısı, b) Ev alanı için duran dalga gösterimi ve devre modeli, c) Eh alanı için duran dalga gösterimi ve devre modeli, d) eşleme akış şeması.....	18
Şekil 3.2. Yarım dalga boyu uzunluğundaki tek rezonatör yapısı için devre modeli.....	19
Şekil 3.3. a) Çapraz-iris ile eşlenmiş iki rezonatörde Ev ve Eh modları, b) Eşleme akış diyagramı, c) Ev ve Eh modları için eşleme devre modeli, d) Ev alanı için duran dalga yapısı, e) Eh alanı için duran dalga yapısı.....	21
Şekil 3.4. Eliptik dalga kılavuzu rezonatör.....	22
Şekil 3.5. 4-kutuplu ÇMF	22
Şekil 3.6. 4-kutuplu süper Q ÇMF.....	22
Şekil 3.7. 4-kutuplu yüksek mod uyarımlı ÇMF	23
Şekil 3.8. a) eşleme vidalı, b) çentikli DR.....	23
Şekil 3.9. 8-kutuplu DR filtre ve klasik TE ₁₁₃ mod filtre	24

Şekil 3.10. Doublet oluşturmak için ÇMDR kullanımı.....	24
Şekil 3.11. Oluklu DR için örnek yapı	25
Şekil 3.12. Metalik şeritli dielektrik halka rezonatör	26
Şekil 3.13. Yarıya kesilmiş DR filtre yapısı.....	26
Şekil 3.14. Tek kavitede ÇMDRF yapısı	26
Şekil 3.15. Teflon üzerine (a) yatay olarak olarak yerleştirilmiş DR, (b) Dikey olarak yerleştirilmiş DR (mantar konfigürasyonu)	27
Şekil 3.16. Gümüş kaplı çift modlu dielektrik dalga kılavuzu filtre yapısı	27
Şekil 3.17. a) Y DR yapısına sahip ÇMDRF'nin benzetim modeli, b) üretilmiş filtre...27	
Şekil 3.18. Dairesel kesitli dalga kılavuzu	32
Şekil 4.1. Mükemmel iletken silindirik bir yapı içerisinde yer alan eşlenmiş rezonatörler	38
Şekil 4.2. a-b) İki rezonatörlü filtre için eşdeğer devre modelleri, c) Simetri ekseni, kısa devre (mükemmel elektrik iletken) ile değiştirilmiş, d) Simetri ekseni, açık devre ile değiştirilmiş (manyetik duvar)	39
Şekil 4.4. a) Metal kavite içerisinde yer alan DR, b) DR.....	41
Şekil 5.1. İki rezonatörlü filtre için eşleme matrisi devre modeli	46
Şekil 5.2. İki portlu network yapısı	47
Şekil 5.3. R_K ve R_Y rezonatörleri arasında yer alan $N \times N$ empedans eşleme matrisi	51
Şekil 5.5. Eşlenik kavitelere oluşan genel 2 portlu ağ yapısı.....	53
Şekil 5.6. 7.derece rotasyon matrisi R_r ve pivot [3,5], örnek model	55
Şekil 5.7. Yuvarlatılmış açıklık.....	58
Şekil 5.8. Dörtgen, eliptik ve yuvarlatılmış açıklıklar için manyetik polarizasyon eğrileri	59
Şekil 5.9. Rozet, çapraz iris ve dambıl şeklinde açıklık için manyetik polarizasyon eğrileri	59
Şekil 6.1. 4 kutuplu ÇMF'nin a) eşleme-akış şeması, b) eşleme ilişkisi ve c) dağıtılmış devre modeli.....	62
Şekil 6.3. FEST3D veri giriş arayüzü ve sentezlenen eşleme matrisi.....	66
Şekil 6.4. Matlab'da sentezlenen eşleme matrisi kullanılarak elde edilen S-parametre grafiği	67
Şekil 6.5. FEST3D'de sentezlenen eşleme matrisi kullanılarak elde edilen S-parametre grafiği	67

Şekil 6.6. Hesaplanan filtre boyutlarının gösterimi	69
Şekil 6.7. FEST3D filtre fiziksel boyutları girme arayüzü	70
Şekil 6.8. Hesaplanan filtre boyutları ile sentezlenen filtre karakteristiği.....	71
Şekil 6.9. Filtre boyutları optimize edildikten sonra FEST3D’de elde edilen S-parametresi	72
Şekil 6.10. FEST3D’de eşleme matrisi kullanılarak ve teorik olarak elde edilen S-parametre eğrilerinin karşılaştırılması	72
Şekil 6.11. CST’de modellenen ÇMF filtre yapısı	73
Şekil 6.12. FEST3D’de modellenen yapı CST’ye aktarıldığında elde edilen filtre karakteristiği	73
Şekil 6.13. CST optimizasyonu sonra elde edilen filtre karakteristiği-dar bant.....	74
Şekil 6.14. CST optimizasyonu sonra elde edilen filtre karakteristiği-geniş bant.....	74
Şekil 6.15. Mekanik tasarımı yapılan klasik tip ÇMF modeli	75
Şekil 6.16. Mekanik üretimi tamamlanmış klasik tip ÇMF.....	76
Şekil 6.17. Ölçüme hazır ÇMF	76
Şekil 6.18. CST benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması – dar bant	76
Şekil 6.19. CST benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması – geniş bant.....	77
Şekil 6.20. Çapraz iris ayar vidalı ÇMF yapısı.....	78
Şekil 6.21. Mekanik üretimi tamamlanmış çapraz iris ayar vidalı ÇMF	79
Şekil 6.22. Çapraz iris ayar vidalı ÇMF’nin S-parametre CST benzetim eğrisi	79
Şekil 6.23. Çapraz iris ayar vidalı ve klasik tip (vidasız) ÇMF ölçüm sonuçları	80
Şekil 6.24. ÇMDRF tasarımında kullanılan DR.....	82
Şekil 6.25. DR ve taşıyıcının boyutları.....	82
Şekil 6.26. CST’de öz mod çözümü için kullanılan model	83
Şekil 6.27. Çapraz iris ayar vidasız ÇMDRF mekanik parçaları.....	84
Şekil 6.28. Eşleme açıklığında tanımlanan montaj kulakçıkları.....	85
Şekil 6.29. Çapraz iris ayar vidasız ÇMDRF’ye ait 3B benzetimin frekans karakteristiği	85
Şekil 6.30. “Permabond ES578” epoksi yapıştırıcının montaj kulakçıklarına sürülmesi	86
Şekil 6.32. a) Mekanik montajı tamamlanan ÇMDRF ve b) filtrenin boyu	87
Şekil 6.33. Montajı tamamlanan ölçüme hazır çapraz iris ayar vidasız ÇMDRF	87
Şekil 6.34. Filtre ölçüm düzeneği	88

Şekil 6.35. Çapraz iris ayar vidasız ÇMDRF'nin 3B benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması	88
Şekil 6.36. Çapraz iris ayar vidalı ÇMDRF'nin mekanik parçaları	89
Şekil 6.37. Çapraz iris ayar vidalı ÇMDRF'ye ait 3B benzetim frekans karakteristiği..	90
Şekil 6.38. a) Mekanik montajı tamamlanan çapraz iris ayar vidalı ÇMDRF ve b) ayar vidalı çapraz iris	90
Şekil 6.39. Çapraz iris ayar vidalı ÇMDRF ölçüm ve benzetim sonuçları	91
Şekil 6.40. Çapraz iris ayar vidalı ve vidasız ÇMDRF ölçüm sonuçları	92
Şekil 6.41. Çapraz iris ayar vidalı ÇM ve ÇMDR filtrelerin boyutlarının karşılaştırılması	92

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 6.1. İçi hava dolu ÇMF tasarım parametreleri.....	63
Çizelge 6.2. $U_n(\omega)$ ve $V_n(\omega)$ polinomlarının katsayıları.....	64
Çizelge 6.3. $E_n(\omega)$, $F_n(\omega)$ ve $P_n(\omega)$ polinomlarının katsayıları	64
Çizelge 6.4. 6x6'lık eşleme matrisi	64
Çizelge 6.5. İndirgenmiş eşleme matrisi.....	65
Çizelge 6.7. CST'de ve FEST3D'de modellenen yapılardaki vidaların girme miktarları	75
Çizelge 6.8. Klasik tip ve çapraz iris ayar vidalı ÇMF'lerin çapraz iris boyutları	78
Çizelge 6.9. Çapraz iris ayar vidalı ÇM ve ÇMDR filtrelerin boyutlarının karşılaştırılması	93

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

Q_u	Yüksüz Kalite Faktörü
f_c	Kesim Frekansı
f_r	Rezonans Frekansı
λ	Dalga Boyu
ϵ	Elektriksel geçirgenlik (dielektrik sabiti)
ϵ_r	Bağıl elektriksel geçirgenlik
ϵ_0	Boşluğun elektriksel geçirgenliği
μ	Manyetik geçirgenlik (manyetik sabiti)
μ_0	Boşluğun manyetik geçirgenliği
μ_r	Bağıl manyetik geçirgenlik
η_0	Serbest uzay karakteristik empedansı
η_D	Dielektrik malzeme karakteristik empedansı
\vec{E}	Elektrik Alan
\vec{H}	Manyetik Alan

Kısaltmalar

ÇMF	Çift Modlu Filtre
ÇMDRF	Çift Modlu Dielektrik Rezonatör Filtre
DR	Dielektrik Rezonatör
EM	Elektromanyetik

Sözlük Dizini

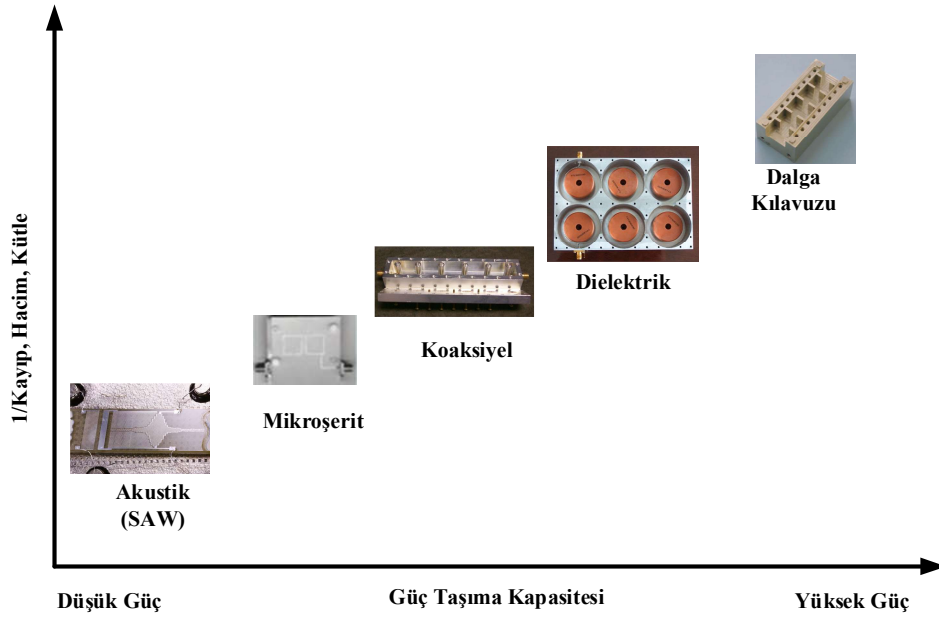
Cascaded Quadruplet	Sıralı dörtlü
Coupling Routing	Eşleme Akış
Distributed Circuit	Dağınık Devre
Eigenmode	Öz Mod
Eigen Vector	Öz Vektör
Equiripple	Eş Dalgalanma
Evanescent Mode	Yok Olan Mod
Finite Transmission Zero	Sonlu Geçiş Sıfırı
Intrinsic Impedance	Öz Empedans
Inverter	Çevirici
Loss tangent	Kayıp tanjant
Lumped	Toplu Elemanlı
Multiple Mod	Çok Modlu
Multiplexer	Çoklayıcı
OMUX	Çıkış Çoklayıcı

Orthogonal	Dik
Perturb	Karıştırmak
Pole	Kutup
Quadruplet	Dörtlü
Reciprocal	Karşılıklı
Skin depth	Deri Kalınlığı
Standing Wave	Duran Dalga
Support	Destek
Transverse	Enine
Travelling Wave	Yürüyen Dalga
Tuning	Ayar
Unique	Tek
Unitary	Teklik

1. GİRİŞ

Genel olarak elektriksel anlamda filtre, bazı frekanslardaki sinyallerin geçişine izin verirken bazı frekanslardakini de engelleyen bir rezonatör ağıdır. Dışardan bu ağa eşleme yoluyla enerji aktarılır ve rezonatörler arasında bu elektromanyetik (EM) enerji değişimi/aktramı gerçekleşebilirse, çalışan bir filtre elde edilmiş olunur [1]. Farklı sistemlerin bir arada çalışabilmesinde, mikrodalga filtreleme işlemi önemli bir işleve sahiptir. Her sistemin kendine özgü farklı görevleri ve çalışma bantları olduğu için kullanılacak filtreler de buna bağlı olarak farklı karakteristiğe sahip olmaktadır. Filtre tasarımında göz önünde bulundurulacak başlıca kısıtlar elektriksel, mekanik, ısıl ve ticari özellikleridir.

Farklı teknolojilere sahip mikrodalga filtrelerin hacim-kütle-kayıp ve güç dayanımı açısından karşılaştırmaları Şekil 1.1’de gösterilmektedir. Filtreler, boyutsal olarak küçüldükçe güç dayanımı azalmakta ve kaybı artmaktadır [2].



Şekil 1.1. Farklı tipteki mikrodalga filtrelerin güç dayanımı-kayıp ilişkisi

Dielektrik malzemelerin de metal kavite gibi rezonatör amaçlı kullanılabileceğini ilk olarak 1939 yılında R.D. Richtmyer tarafından gösterilmiştir [3]. Ancak mikrodalga frekanslardaki dielektrik malzemelerin kayıpları nedeniyle, pratik uygulamalar 1960’ların sonlarına doğru başlamıştır. Burada ortaya çıkan sorun ise DR filtre uygulamalarında, dielektrik malzemenin sıcaklık kararlılığının (malzemenin elektriksel özelliğinin sıcaklıkla değişim miktarı, (birim başına °C veya K)) istenenden daha yüksek

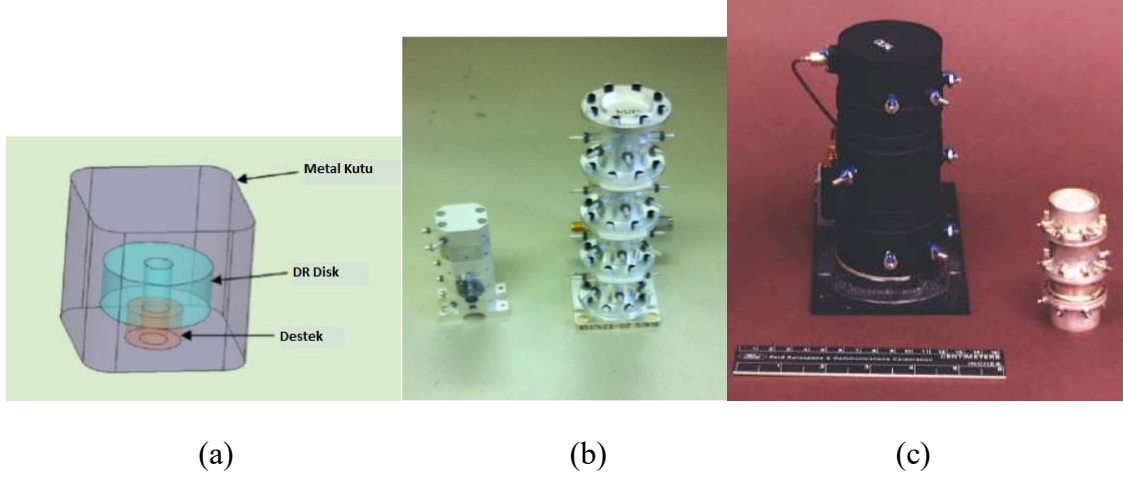
olmasıydı. 1980'lerde seramik malzeme teknolojisindeki ve uydu iletişimindeki gelişim, çok çeşitli mikrodalga devre tasarımları ve alt sistemleri için DR uygulamalarına olan ilgiyi yeniden canlandırmıştır. Düşük sıcaklık katsayısına (malzemenin fiziksel özelliğinin sıcaklıkla değişimi), yüksek kalite faktörüne ve yüksek dielektrik sabitine sahip yeni malzeme geliştirilmiştir [4].

Yeni uydu haberleşme sistemlerinde çoklu ortam hizmetlerine ihtiyaç artmaktadır. Transfer edilen bilgi miktarı arttıkça ihtiyaç duyulan bant genişlemekte ve daha yüksek frekanslara geçilmektedir. HD TV ve diğer yüksek veri oranlı uygulamalardaki gelişim nedeniyle genişleyen bant ihtiyacını karşılamak için yeni sistemlerde kullanılan frekanslar, K (uydu-yer bağı) ve Ka (yer-uydu bağı) bantlarına kaymaktadır. Düşük frekanslarda, C ve Ku gibi, çift modlu ve tek modlu ($TE_{01\delta}$) DR yapıları sıklıkla kullanılmaktadır. Ancak Ka-bantta çok küçük resonator kullanılması ve düşük yüksüz kalite faktörü (Q_u) DR teknolojisinin gelişmesindeki en önemli engellerdir [5].

Yüksek kapasiteli iletişim uydu transpondırlarındaki gelişim, uzay araçlarındaki iletim gücünü verimli bir şekilde kullanmak için frekans spektrumunda kanallama yapı kullanımını gerekli kılmıştır. Bunun için komşu bantların birbirinin içine girmesini engellemek için filtrelerin frekans seçiciliği yüksek olmalıdır. Ayrıca, iletişimde çapraz konuşmayı ve bozulmayı en aza indirmek için filtrelerin bant içi kazanç eğimleri düz ve grup gecikmesi düşük olmalıdır. Bu nedenle, ağırlık ve hacim olarak küçük, yüksek performanslı ve kanallama yapısına uygun mikrodalga filtrelere ihtiyaç duyulmaktadır [6].

DR filtreler ve çıkış çoklayıcıları (output Multiplexer – OMUX), geleneksel kavite tabanlı OMUX'lara göre daha küçük boyutlara, daha iyi sıcaklık kararlılığına ve daha yüksek Q_u değerine sahip olduğu için uydu haberleşme sistemlerinde genel olarak kullanılmaktadır [7]. Ayrıca günümüzde mobil telefon baz istasyonlarında düşük kayıplı ve dar bantlı uygulamalara ihtiyaç duyulduğu için $TE_{01\delta}$ modlu DR filtreler kullanılmaktadır [8].

Şekil 1.2.a'da kavite içerisine monte edilmiş DR yapısı, Şekil 1.2.b ve c'de ise aynı elektriksel özelliklere sahip DR filtreler ve klasik dalga kılavuzu filtreler arasındaki boyutsal fark görülmektedir [5], [9]:



Şekil 1.2. a) Kavite içine yerleştirilmiş DR, b) 8-kutuplu DR filtre ve geleneksel TE₁₁₃ filtre, c) 6-kutuplu içi boş kavite filtre ile DR filtre

Muadili bant geçirgen filtrelere göre DR filtrelerin başlıca avantajları şu şekilde özetlenebilir [4]:

- Daha küçük fiziksel yapı (Şekil 1.2.b, c)
- Yüksek kalite faktörü (Q)
- Dar bant genişliği (%2'den daha küçük)
- Yüksek güç toleransı
- Yüksek sıcaklık toleransı

Dalga kılavuzlarında (açısal değişim olmadığı durumda) TE ve TM modları yayılmaktadır. TE modunda, dalganın yayılım yönünde elektrik alan birleşini; TM modunda ise dalganın yayılım yönünde manyetik alan birleşini yoktur. Eğer açısal değişim varsa ortaya hybrid modlar (HE_{nm} ve EH_{nm}) çıkmaktadır. Hibrit modlarda ise dalganın yayılım yönünde hem elektrik hem de manyetik alanlar sıfır değildir. n alt indisi, açısal değişim sayısını, m alt indisi ise verilen n değeri için dalga kılavuzu özdeğer denklemlerinin çözüm sayısını göstermektedir. Metalik ve dielektrik dalga kılavuzları arasındaki fark, enerjiyi sınırlamaktan sorumlu yansıma mekanizmasıdır. Metalik dalga kılavuzlarında yansıma, iyi iletken duvarlardan yapılır. Dielektrik dalga kılavuzunda ise toplam iç yansıma; DR'nin kırılma indisi, onu taşıyan destek malzemesinden daha yüksek seçilerek elde edilir. Metalik dalga kılavuzunda, TE ve TM modlar olmak üzere iki çözüm grubu vardır. Dielektrik dalga kılavuzunda, silindirik simetrik modlar TE_{0m} ve TM_{0m}

dışındaki tüm modlar hibrittir; yani hem elektrik hem de manyetik z bileşenlerine sahiptirler [10].

Metalik rezonatörler, genel olarak rezonans olan TE_{nmp} ve TM_{nmp} modlarını desteklemektedir. Kavitenin uçlarında yer alan metalik duvarlarda deliklerin bulunması veya iki dielektrik malzeme arasındaki sınır gibi homojen olmayan yapılar, kavitenin sınır koşullarında bozulmalara neden olmaktadır. Bu tür sınır koşulları, TE ve TM modlarının birleşimi olan hibrit EM modlar (HEM) ile sağlanabilmektedir [11]. Başka bir ifade ile TE ve TM modları birbiri ile eşlenmekte ve her iki mod da aynı anda ortamda yer almaktadır.

DR'ler geleneksel kavite rezonatörler gibi birçok modu desteklemektedir. $TE_{01\delta}$, $TM_{01\delta}$ ve HE_{11} öne çıkan modlardır. Belirli çap/boy oranı için kullanılan DR'lerde yüksek dereceli modların ve $HE_{11\delta}$ hibrit modunun (çift rezonans frekansı bulunmakta) $TE_{01\delta}$ moduna göre rezonans frekansları daha düşük olduğu için oluşan parazitleri yok etmek zordur [12].

DR'ler genellikle metal bir kavite içerisine konulmaktadır. Metal kavitenin boyutları, (dielektrik olmadan) çalışma frekansında, yok olan (evanescent) modda çalışacak şekilde seçilir. Yok olan modlar, kesim frekansının altında kaldığı için dalga kılavuzunda yayılmamakta, üstel olarak sönümlenmektedir. Yok olan mod dalga kılavuzunun boyutları; DR'nin rezonans frekansında tüm dalga kılavuzu modlarının kesim frekansının altında kalacak şekilde ayarlanmaktadır [7]. EM alan esas olarak DR'de yoğunlaşmıştır ve rezonatörün Q faktörü büyük ölçüde dielektrik malzemelerin kayıp tanjantı tarafından belirlenir [13].

Klasik dikdörtgen ve dairesel kesitli dalga kılavuzu rezonatörlerin aksine, DR'lerde Maxwell denklemlerinin tam çözümü, yalnızca mod eşleştirme tekniği, sonlu eleman analizi veya integral denklemi tekniği gibi sayısal bir EM yöntemiyle hesaplanabilir. HFSS ve CST Microwave Studio gibi ticari yazılım paketleri, rastgele bir şekilde sahip DR'lerin rezonans frekansını, alan dağılımını ve Q faktörünü hesaplamak için kolaylıkla kullanılabilir [13].

Dielektrik iletkenliği çok yüksek olan ($\epsilon_r > 70$) DR'lerin içerisinde elektrik ve manyetik alanlar hapsediği ve dış ortama ihmal edilecek kadar az yayıldığı için rezonatörler arası eşleme (coupling) yapılamamaktadır. Bu nedenle, radyasyon kaybı çok az olduğu için rezonatörün Q_u değeri, dielektrik gövde içindeki kayıplarla sınırlıdır. Elektrik alan

kayıpları, dielektrik malzemenin kayıp tanjantına ($\tan \delta$) bağlı olarak ortaya çıkmaktadır. Rezonans modunun tüm elektrik enerjisi DR içinde depolanırsa ve dış alanlardan dolayı herhangi bir kayıp oluşmazsa, Q_u değeri [4];

$$Q_u = \frac{1}{\tan \delta} \quad (1.1)$$

eşitliği ile hesaplanabilir. Pratikte kullanılan DR'lerde yapıyı çevreleyen metal katman nedeniyle her zaman harici bir kayıp veya radyasyon oluşmaktadır. Buna bağlı olarak da Q_u değeri azalmaktadır. Dielektrik sabiti, ϵ_r , 100 ve daha yüksek olan rezonatörlerde Eşitlik 1.1'deki yaklaşımın kullanılması yeterli olmaktadır [4].

Filtre çalışmasında temel ihtiyaç olan rezonatörler arası eşlemenin yapılamaması, ϵ_r 'si yüksek olan malzemelerin DR'lerde kullanılmasını engellemektedir. DR'lerde, rezonatörler arası eşlemenin oluşabilmesi için gerekli alanların DR dışına yayılmasını sağlayabilen malzemelerin ϵ_r 'si genel olarak $\approx 30-40$ 'tır. Yayılım kaybını engellemek için bu tip DR'ler yok olan mod dalga kılavuzları içerisine yerleştirilmektedir. Pratik uygulamalarda genellikle Şekil 1.2'de gösterildiği gibi DR'lerin yakınına, koruma sağlamak için iletken duvarların monte edilmesini gerekmektedir. Rezonatörün dış yüzeyi tarafından metalik yüzeyde indüklenen akımın DR'nin Q_u ve rezonans frekansını en az seviyede etkilemesi için dalga kılavuzlarının boyutları tipik olarak, DR'nin en büyük boyutunun 2 (iki) katı olarak seçilmektedir [7], [4]. Bu tez çalışmasında kullanılan DR'nin çapı 5.54 mm, kavitenin boyu ise 11.5 mm olduğu için 2 kat isteri karşılanmıştır.

Günümüzde C ve Ku bant MUX filtreleri büyük çoğunluğu tek modlu ($TE_{01\delta}$) veya çift modlu ($HE_{11\delta}$) DR teknolojilerine dayanmaktadır. Tek modlu filtrelerin ÇMF'lere göre üstünlükleri şu şekilde özetlenebilir [14]:

- i. Daha yüksek Q_u değeri
- ii. Çapraz polarizasyon ihtiyacının olmaması (ÇMF'lerde yaygın olarak kullanılmaktadır)
- iii. Daha iyi parazitsiz performans
- iv. Esnek ve düzlemsel yerleşimi nedeniyle daha düzgün paketlenmesi

Temel moddaki rezonansa, DR'nin boyutları, dielektrik malzemedeki bir dalga boyu (λ_d) mertebesinde dir. $\lambda_d = \lambda_o / \sqrt{\epsilon_r}$ olduğu için ϵ_r büyüdükçe DR boyutu küçülmektedir. Bu nedenle DR yüklü kavite ler, hava dolu olanlara göre daha küçüktür.

DR filtre tasarımlarında genel olarak boyu (L) çapından (D) daha küçük ($L < D$) olan silindirik disk şeklinde olan DR'ler tercih edilmektedir. Bu tip DR'lerde rezonans frekansı en düşük olan mod, $TE_{01\delta}$ olup dairesel elektrik alan dağılımına sahiptir. Manyetik alan yoğunluğu ise disk ekseninde en fazladır. DR'nin boyu, çapından daha büyükse ($L > D$), baskın mod $TM_{01\delta}$ olmaktadır [4].

DR yapılarında karşılaşılan problemlerden birisi modların rezonans frekanslarının birbirine yakın olmasıdır. Bu nedenle DR uygulamalarında, operasyonel modun rezonans frekansının diğer modlarından olabildiğince uzak olacak şekilde tasarım yapılmaya çalışılır. İletken duvarlar, DR çapından daha uzak bir mesafeye yerleştirildiğinde etkisi en az seviyede olmaktadır. Optimum Q değerini sağlamak ve operasyonel $TE_{01\delta}$ modu için parazit modlarının etkisini azaltmak amacıyla DR boyunun çapına oranı **0.4** olması önerilmektedir [4]. **Bu tez çalışmasında kullanılan DR'nin çapı 5.54 mm, boyu ise 2.6 mm olup boy/çap oranı 0.47'dir.** Ayrıca, DR'nin ortasına bir delik açılarak halka rezonatöre çevrilmesi, temel mod olan $TE_{01\delta}$ 'nin diğer yüksek dereceli modlardan ayrılarak DR'nin parazit performansının iyileştirilmesine yardımcı olmaktadır [15].

Tasarlanan filtrelerin EM analizi için CST veya HFSS tarzı benzetim programları kullanılmaktadır. Ancak tasarlanan ve üretilen filtreler arasında, boyutsal anlamda, mekanik üretim toleranslarından dolayı farklar olabilmektedir. Kullanılan DR ve iletken kavite malzemelerinin elektriksel özellikler benzetimdeki ile birebir aynı olmayabilmektedir. Bu nedenler ve DR'nin tam olarak kavite merkezine yerleştirilememesi gibi montaj dayalı ufak sapmalar filtre performansını etkilemektedir. Benzetim ve gerçek filtre arasındaki tüm bu küçük farklar üst üste geldiğinde filtre bandında kaymaya, bant genişliğinde daralmaya/genişlemeye ve FTZ noktalarında kaymaya neden olmaktadır. Özellikle yüksek frekanslarda bu sapmaların, üretim ve montaj hatalarının/toleranslarının etkisi daha bozucu olabilmektedir. Filtre karakteristiğinde yaşanan bu bozulmaları tolere edebilmek için filtrelere ayar vidaları eklenilmektedir. Bu tez çalışmasında tasarlanan filtrelerde de ayar vidaları bulunmaktadır. Bununla birlikte filtreye olabildiğince esnek bir yapı kazandırmak için kavite arasında yer alan çapraz iris yatay ve dikey açıklıklarına da ayar vidaları eklenerek FTZ noktalarının ve bant genişliğinin ayarlanabilir olması amaçlanmıştır. Yapılan çalışma sonucunda bu yaklaşımın istenilen sonucu verdiği görülmüştür.

ÇMF yapıları, aynı frekans karakteristiğine sahip tek modlu filtrelerin boyutsal anlamda hemen hemen yarısı kadardır. ÇMF'leri daha küçültmek için kavite içlerine DR'ler

eklenmektedir. Özellikle uzay uygulamaları gibi faydalı yük hacminin oldukça önemli olduğu alanlarda bu tip filtreler tercih edilmektedir. DR filtrelerin kaybı, klasik ÇMF'lere göre yüksek olabilmektedir. Bu nedenle, bu filtreler kaybın önemli olduğu sistem girişleri yerine, sıklıkla OMUX yapıları gibi çıkış katlarında kullanılmaktadır. Sistemsel açıdan bakıldığında sinyalin tüm hat boyunca dalga kılavuzu aracılığıyla taşınması, kaybın düşük seviyede tutulmasına yardımcı olmaktadır. Buna istinaden bu tez çalışmasında tasarlanan ÇMDRF'nin yük ve kaynak girişleri, besleme probu yerine doğrudan WR28 dalga kılavuzu üzerinden beslemeye uygun olarak tasarlanmamıştır. DR'lerin kaynak/yük açıklıklarının üzerine montajını mümkün kılmak için literatürde ilk defa önerilen bir yapı olan açıklık içine montaj kulakçıklar tanımlanmıştır. Elde edilen ölçüm sonuçları, önerilen yapının başarılı şekilde çalıştığını göstermiştir. Ayrıca tez çalışmasının ilk aşamasında tasarlanan ÇMF ile ikinci aşamada tasarlanan ÇMDRF yapıları karşılaştırıldığında DR eklenildiğinde boyutsal anlamda küçülmenin sağlandığı görülmüştür.

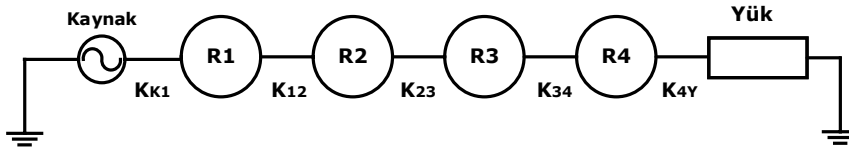
2. TEK MODLU DİELEKTRİK REZONATÖR (DR) FİLTRELER

2.1. Çift Modlu Filtre (ÇMF)

Tek modlu bir dalga kılavuzu rezonatörü, karıştırma elemanları kullanılarak gerçek fiziksel rezonatörlerin sayısını değiştirmeden etkin elektriksel rezonatörlerin sayısını iki katına çıkarmak suretiyle çift modlu rezonatör yapısına dönüştürülebilmektedir.

ÇMF'ler; rezonatörlere karıştırma elemanları tanımlamak suretiyle, rezonatörlere ait dejenere modların iki farklı rezonans frekansına sahip iki eşlenik moda dönüşmesi temeline dayanmaktadır. **Rezonans frekansları arasındaki fark, karıştırma elemanının empedansı, kavite içine giren uzunluğu gibi parametrik değerleri değiştirilerek ayarlanabilmektedir.**

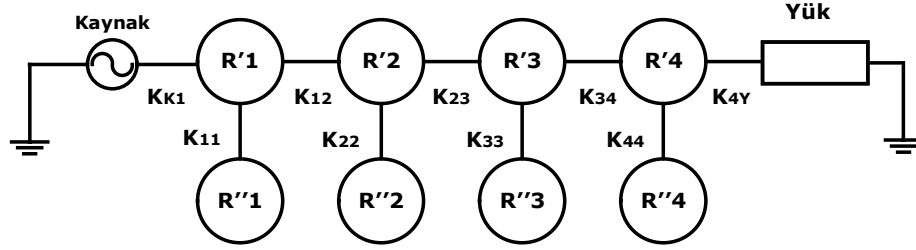
Herhangi bir karıştırma elemanı olmayan dört dairesel dalga kılavuzu kaviteden oluşan doğrudan eşlemeli bir filtrenin akış şeması Şekil 2.1'de verilmiştir. Bu model 4. dereceden bir filtredir. Şekildeki R_1 , R_2 , R_3 ve R_4 daireleri rezonatörleri; K_{12} , K_{23} ve K_{34} rezonatörler arası eşleme çeviricilerini; K_{K1} , kaynak-ilk rezonatör arası eşleme çeviricisini ve K_{4Y} ise son rezonatör-yük arasındaki eşleme çeviricisini ifade etmektedir. Bant geçirgen bir filtrede çevirici; giriş, çıkış veya kaviteler arasındaki eşleme mekanizmalarını (açıklık, prob gibi) modellemek için kullanılmaktadır [13].



Şekil 2.1. Tek modlu filtre akış şeması

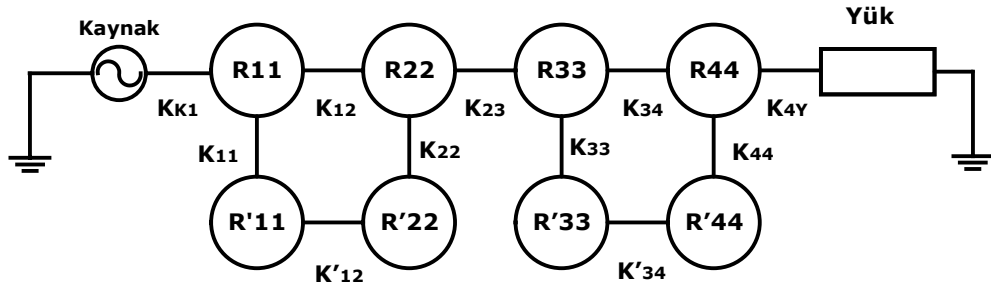
Şekil 2.1'deki kavitelere karıştırma (perturbation) elemanları tanımlanırsa, her bir kavitedeki mod, ikiye bölünecek ve kaviteler **bölünmüş dejenere rezonanslar olarak adlandırılan iki farklı frekansta** (rezonans frekansları arasındaki fark oldukça azdır) rezonansa girecektir. Başka bir ifade ile her kavite, Şekil 2.2'de gösterildiği gibi iki rezonatör gibi davranacaktır. Dolayısıyla 8. dereceden 4 rezonatörlü bir filtre olacaktır. Dejenere mod çiftleri $R'_1 - R''_1$, $R'_2 - R''_2$, $R'_3 - R''_3$ ve $R'_4 - R''_4$ ile gösterilmiştir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, çift modlu yapıdaki rezonans frekansların, doğrudan eşlemeli yapıdaki rezonans frekansından farklı olduğudur. Çift modlu rezonatörlerde modlar arasında eşleme, K_{11} , K_{22} , K_{33} ve K_{44} çeviricileri ile yapılmaktadır. Karıştırmanın

etkisi, bu çeviriciler ile ifade edilmektedir. $K_{ii}=\infty$ şeklinde ayarlanarak çevirici değerleri etkisiz hale getirildiğinde, yapı tekrar orijinal doğrudan eşlemeli filtreye dönüşmektedir.



Şekil 2.2. ÇMF akış şeması

Karıştırma elemanları aracılığıyla oluşturulan komşu rezonatörler (R_1'' , R_2'' , R_3'' ve R_4'') arası eşleme yapılarak **çapraz-eşlemeli filtre** oluşturabilir. Şekil 2.2'deki topolojide komşu rezonatörler arasına K'_{12} ve K'_{34} eşleme çeviricileri eklenerek Şekil 2.3'teki çapraz eşlemeli filtre elde edilebilir. K'_{12} ve K'_{34} 'ün işaretleri, dörtlülerin diğer çeviricileri ile ters ise, geçiş bandının iki tarafında FTZ'ler oluşur. Fakat çeviricilerin işaretleri aynı ise doğrusal faz karakteristiği elde edilir.



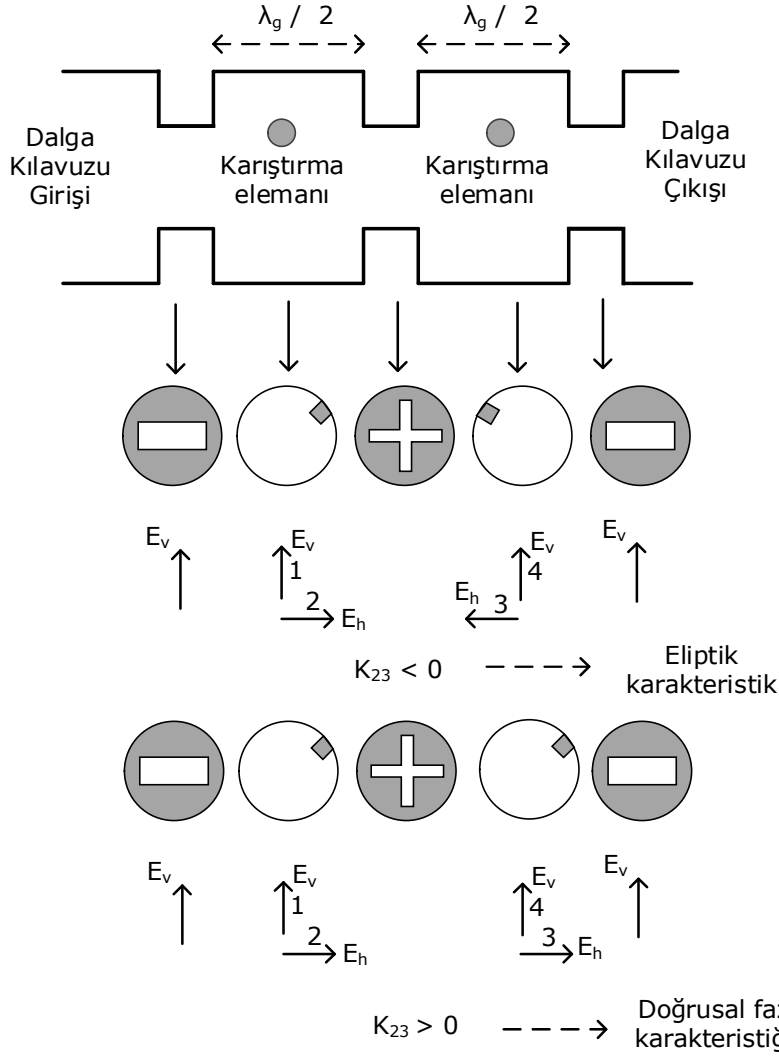
Şekil 2.3. Çapraz eşlemeli ÇMF akış şeması

Doğrudan eşlemeli tek modlu rezonatörlerin kaynak ve yük çeviricileri, Şekil 2.4.a'da gösterildiği gibi yatay iris olarak modellenmektedir. Yatay irisler, kaynak/yük ile bağlı olduğu kavitenin dikey elektrik alanlarını (E_v) eşlemek için kullanılmaktadır.

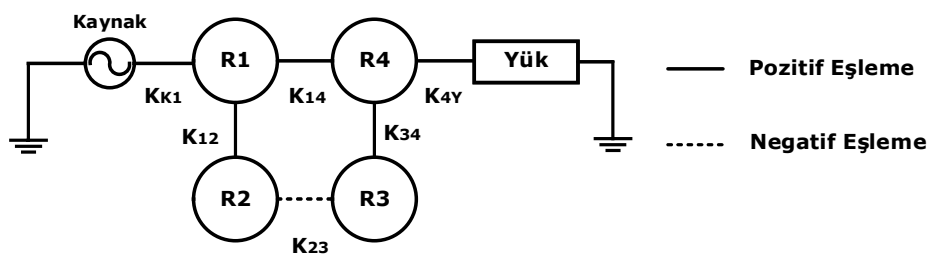
Komşu kaviteleredeki yatay ve dikey elektrik alanları eşlemek için kaviteleler arasına çapraz iris eklenmektedir. Çapraz irisin dikey açıklığı yatay elektrik alanları (E_h), yatay açıklığı ise dikey elektrik alanları (E_v) eşlemektedir, Şekil 2.4.a.

Negatif çapraz eşleme çeviricisi; ikinci kavitedeki karıştırma elemanı, birinci kavitedekine göre filtrenin uzamsal ekseninde 90 derece farkla konumlandırılarak oluşturulur. Bu sayede geçiş bandının her iki yanına FTZ eklenir.

Rezonans modlar, Şekil 2.4.a'da 1,2, 3 ve 4 olarak gösterilmektedir. Birinci kavitenin çift modları 1-2, ikinci kavitenin çift modları ise 3-4'tür. K_{12} - K_{23} - K_{34} - K_{14} eşleme çeviricileri ile oluşturulan dörtlü yapıya ait eşleme ve akış şeması Şekil 2.4.b'de verilmiştir. Eğer eliptik filtre karakteristiği isteniyorsa, K_{14} ve K_{23} zıt işaretli olması gerekmektedir.



(a)

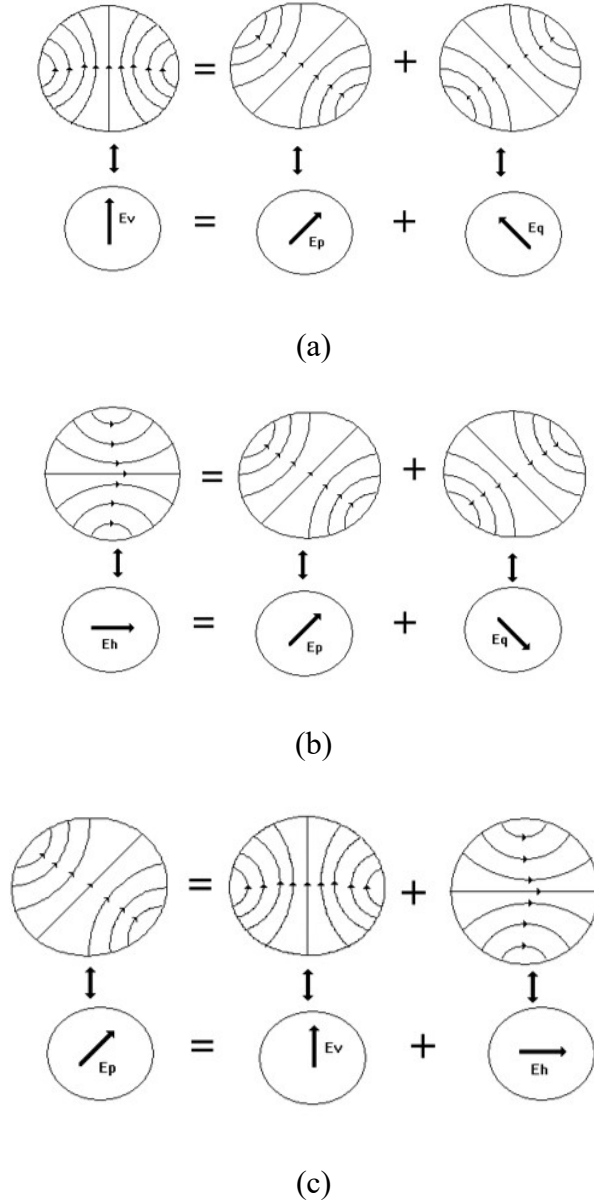


(b)

Şekil 2.4. İki tane kavite rezonatörden oluşan ÇMF a) eşleme şeması, b) akış şeması

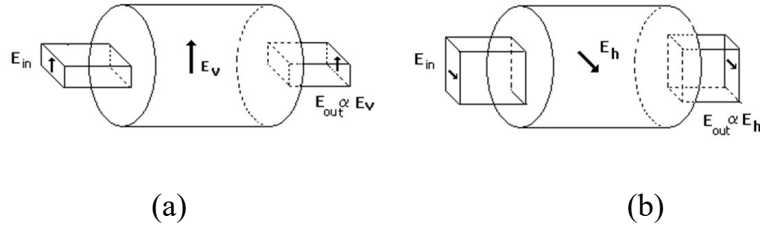
Bu tez çalışmasında, dalga kılavuzu kavitetlerine (kaynak/yük açıklıklarına göre) 45°'lik açıyla saplanan eşleme vidaları karıştırma elemanları olarak kullanılmıştır.

Şekil 2.5'te dairesel kesitli dalga kılavuzunda bulunan farklı polarizasyonlara sahip TE_{11} modunun elektrik alan çizgileri görülmektedir. E_h ve E_v , sırasıyla, yatay ve dikey elektrik alan çizgilerini belirtmektedir. Bu iki alan her zaman dik (orthogonal) tek ve çift birleşenlerle (E_q ve E_p) ifade edilebilmektedir. Dejenere modlar olan E_q ve E_p , polarizasyon eksenine 45°'lik açılarla konumlandırılmaktadır.

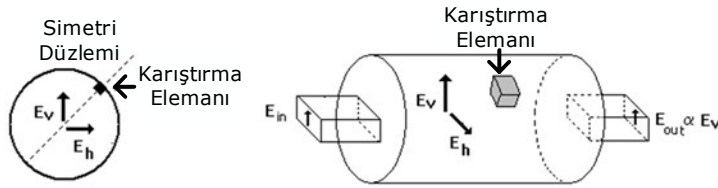


Şekil 2.5. Farklı polarizasyona sahip TE_{11} modunun a) dikey ve b) yatay elektrik alanların tek-çift birleşenlerle, c) çift alan ifadesinin yatay ve dikey birleşenlerle ifade edilmesi

Şekil 2.5'teki alanlar, Şekil 2.6 - Şekil 2.8'de gösterilen örnek dalga kılavuzu besleme yapılarıyla elde edilebilir:



Şekil 2.6. Karıştırma elemanı olmayan a) dikey ve b) yatay modlu rezonatörler

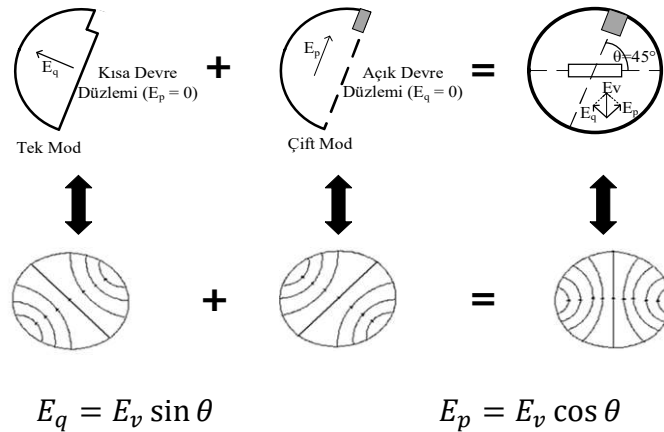


Şekil 2.7. Karıştırma elemanlı, dikey ve yatay modlu rezonatör

Dairesel kesitli dalga kılavuzu rezonatörü içinde E_v ve E_h modları yayılmaktadır. E_v ve E_h , karıştırma elemanı aracılığıyla birbiriyle eşlenen ayrık dejenere modlardır. Bu iki mod, karıştırma elemanı tarafından farklı şekillerde etkilendikleri için rezonans frekansları az miktarda farklılık gösterir.

Şekil 2.8'de görüldüğü gibi çift mod alanları (simetri eksenine paralel olan E_p vektörü) tanımlamak için diagonal simetri düzlemi, açık devre düzlem (manyetik duvar); tek mod alanları (simetri eksenine dik olan E_q vektörü) tanımlamak için ise diagonal simetri düzlemi, kısa devre düzlem (elektrik duvar) kabul edilmektedir.

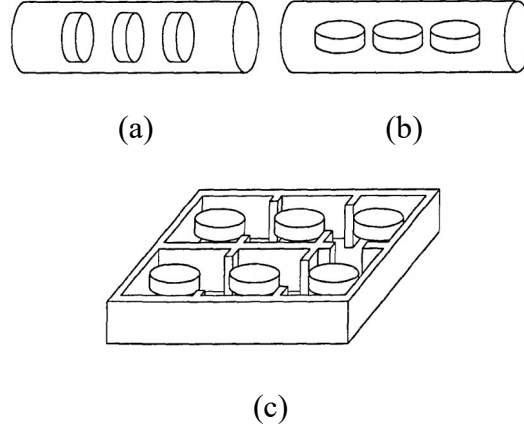
Dikey elektrik alan vektörü (E_v) Şekil 2.8'de E_p - E_q vektör birleşenlerine ayrılmıştır.



Şekil 2.8. Dikey, E_v , elektrik alanının tek ve çift modlar cinsinden gösterimi

2.2. TE₀₁₈ Rezonatör Filtre

Tek modlu DR filtrelerde genel olarak TE₀₁₈ modu kullanılmaktadır. Bu mod, silindirik diskin uzunluğunun çapına oranı (L/D) < 1 olduğu durumda baskın mod olmaktadır. TE₀₁₈ modunda, EM alanlar, dielektrik bölgede yoğunlaşmaktadır. Bunun sonucunda kavite duvarına az miktarda akım indüklenmektedir. Rezonatörler, metalik kavite içerisine aksenel veya enine olarak yerleştirilmektedir, Şekil 2.9 [8]:



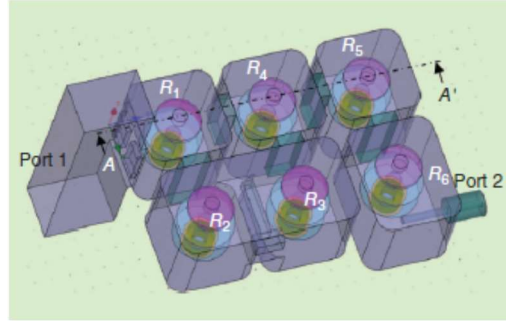
Şekil 2.9. DR'lerin kavite içine a) Aksenel, b) Enine ve c) Düzlemsel yerleşimi

Tek modlu DR'lerde güç kaybı daha az olduğu için ÇMF'lere göre daha geniş parazitsiz banda sahip olup daha yüksek ortalama güce dayanabilmektedir.

TM₀₁₈ ve HE₁₁ gibi yüksek dereceli modlar, TE₀₁₈ modu için istenmeyen modlar olduğu ve kullanılabilir bandı daralttığı için parazit mod olarak kabul edilmektedir [7].

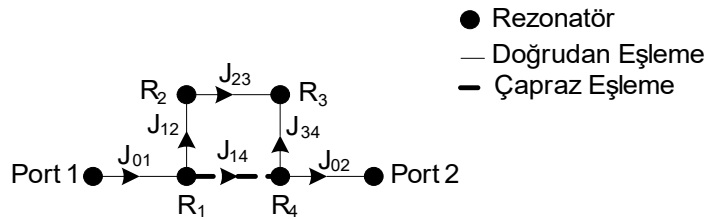
DR, düşük dielektrik katsayısına ve düşük kayıp tanjant değerine sahip destek (support) malzemesinin (kuvars, alüminyum, alüminyum nitrat gibi) içine veya üzerine monte edilerek, kavite duvarına doğrudan teması engellenmektedir. DR'nin kaviteden bu şekilde izole edilmesi ile **parazitsiz bant genişliği artarmakta** ve **kavite duvarlarındaki iletken kaybı (ohmik kayıp) azaldığı için Q_u değeri artmaktadır** [7].

Şekil 2.9.a'daki gibi aynı eksenli DR'ler kullanılarak elde edilen dalga kılavuzu yapıları, çapraz-eşlemeli, geniş bantlı ve düşük maliyetli birimler için uygun değildir [8]. Bunun yerine DR'ler kavite içerisine Şekil 2.10'da gösterildiği gibi enlemesine yerleştirilmektedir. Bu tip yapılarda, DR ile eş merkezli ayar vidaları kullanılarak parazit modlarının uyarımı engellenmektedir. DR filtrenin rezonans frekansı ayar vidası vasıtasıyla ayarlanmaktadır [7].



Şekil 2.10. DR filtresine ait örnek 3B model, [7]

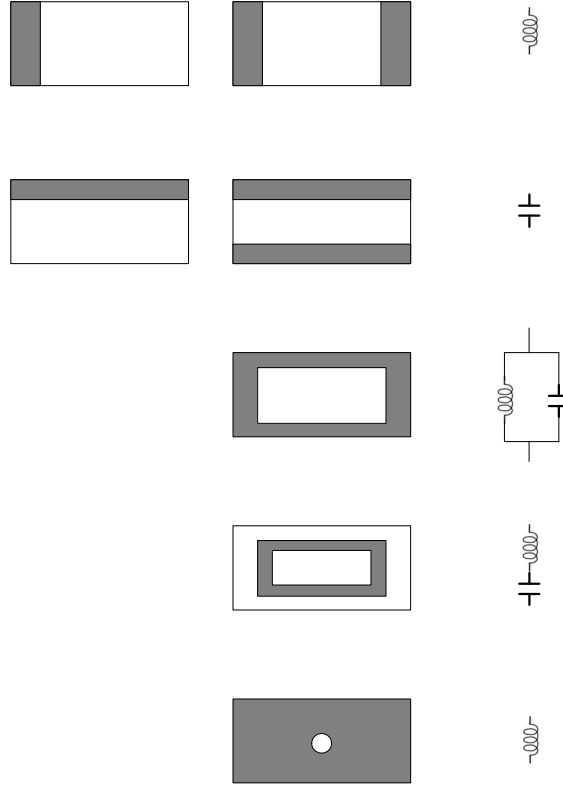
Şekil 2.10'daki filtre yapısının eşleme akış (coupling-routing) şeması Şekil 2.11'de verilmiştir. “Quasi-eliptik” filtrelerdeki çapraz eşleme ile geçiş bandına çok yakın frekanslarda bastırma alanları tanımlamaya yarayan FTZ'ler oluşturulabilmektedir. FTZ'yi gerçeklemek için sıralı dörtlü (cascaded quadruplet), $R_1 - R_2 - R_3 - R_4$, yapısındaki eşlemelerden birisi (J_{12} , J_{23} , J_{34} veya J_{14}) negative olmalıdır. Bunun için genellikle komşu olmayan iki rezonatör (bu yapıda R_1 ve R_4) birbiriyle eşlenmektedir.



Şekil 2.11. 4-kutuplu “quasi-eliptik” filtreye ait eşleme akış diyagramı

Komşu rezonatörler, aralarında yer alan iris aracılığıyla birbirleriyle eşlenmektedir. Yüksek dereceli modlar, $TE_{01\delta}$ modu için parazit kabul edilmektedir. İrisler, $TM_{01\delta}$ ve $HE_{01\delta}$ gibi yüksek dereceli modların eşlenmesini en az seviyeye indirmek amacıyla dar tutulmaktadır. Enerji, yok olan dalga alanlarında depolanmaktadır. Bu nedenle iris yapılarının çalışmasında yok olan modlar, önemli bir rol oynamaktadır.

İrisler, süreksizlik oluşturan yapılar olup yüksek dereceli yok olan modları uyararak çalışırlar. İrislerin dikey kenarları elektrik alana paraleldir ve TE modlarını uyarır. TE modlarında depolanan enerji ağırlıklı olarak manyetik alandadır ve dikey kenarın toplu elemanlı (lumped) eşdeğeri bir indüktördür, Şekil 2.12. Yatay kenarlar ise manyetik alana paraleldir ve TM modlarını uyarır. Bu durumda depolanan enerji ağırlıklı olarak elektrik alandadır ve yatay kenarın toplu eşdeğeri bir kapasitördür.



Şekil 2.12. İris yapıları ve toplu eleman karşılıkları

Silindirik DR'nin merkezine, eksenine boyunca bir delik tanımlanarak elde edilen toroid yapısı ile parazitsiz bant iyileştirilebilir. Bu deliğin çapı büyütüldüğünde yüksek dereceli modların frekansları artarken baskın modun frekansı büyük oranda etkilenmez. Ancak delik çapındaki bu artış, Q_u değerini azaltmaktadır. Q_u değerindeki bu azalma iki nedene bağlanabilir [7]:

- i. DR dışındaki alan yoğunluğunun artmasına bağlı olarak iletken kaybının da artması,
- ii. DR ile destek malzemesi arasında yapıştırma amaçlı kullanılan epoksiye bağlı kayıpların artması. Bunun sebebi de epoksi uygulanan alanın, DR merkezinden (elektrik alanın yoğun olduğu bölge) yanlara kaymasıdır.

2.3. $TM_{01\delta}$ Rezonatör Filtre

$TM_{01\delta}$ modunda, dielektrik disk içerisinde kalan elektrik alan yoğunluğu, $TE_{01\delta}$ moduna göre daha düşük olduğu için $TM_{01\delta}$ rezonatörlerinin Q_u 'su daha yüksektir. Yüksek güç uygulamaları gibi prob eşlemenin mümkün olmadığı durumlarda baskın modun $TM_{01\delta}$ olduğu filtreler geliştirilmektedir [8].

En yüksek Q_u değerini $TM_{01\delta}$ modunda alışan DR filtresi vermesine karşın yüksek dereceli mod olduğu için parazit performansı iyi değildir [14]. Klasik olarak kullanılan disklerde (boy/ap (L/D) oranından dolayı) $TM_{01\delta}$ modu baskın mod olmadığı için bu modun parazit performansı oldukça sınırlıdır. Filtreyi daha küçük boyutlarda gerçeklemek için DR silindir çapının dalga kılavuzu çapına oranı (D/W_d) oldukça büyük olmalıdır ($\epsilon_r=30$ için yaklaşık 0.7). Bu filtrelerin gerçeklenmesi için L/D oranı yaklaşık 5 olan uzun ve ince diskler kullanılmaktadır. Şekil 2.9.c'deki düzlemsel yapıda $TM_{01\delta}$ modunun komşu rezonatörler arasındaki eşlemesi, $TE_{01\delta}$ moduna göre daha fazladır. $TM_{01\delta}$ filtresinin $TE_{01\delta}$ filtresine göre en önemli dezavantajı filtre boyutundaki artıştır [8].

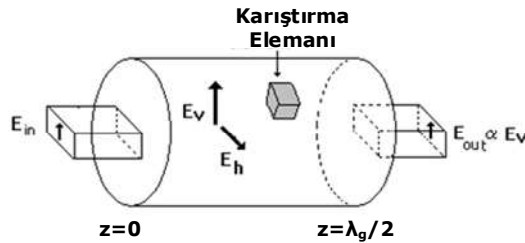
3. ÇOK MODLU FİLTRELER

Yeni uydu haberleşme sistemlerinde çoklu ortam hizmetlerine ihtiyaç artmaktadır. Buna bağlı olarak kullanılan bant genişliği ve doğal olarak da filtrelerin geçirgen bant genişliği artmaktadır. Genişleyen bant ihtiyacını karşılamak için yeni sistemlerde kullanılan frekanslar, K (uydu-yer bağı) ve Ka (yer-uydu bağı) bantlarına kaymıştır [16].

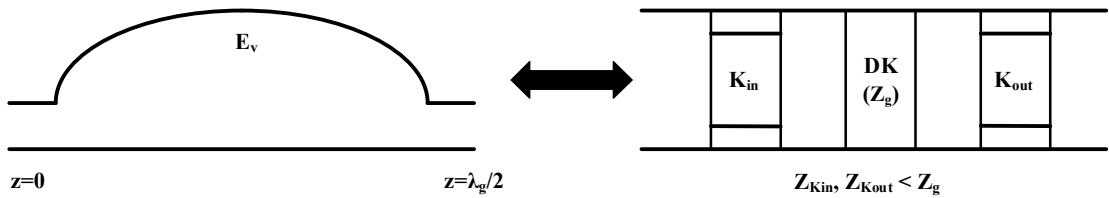
DR'ler genel olarak uzay uygulamalarında çoklayıcı (multiplexer) olarak kullanılmaktadır. Bu yapıların getirdiği temel avantajlar (%1'den daha düşük bant genişlikleri için); **yüksek Q_u değeri, düşük parazit seviyesi, daha iyi sıcaklık kararlılığı ve daha küçük boyutlardır.** Ancak daha geniş bant genişliğine ihtiyaç duyulduğunda, istenilen eşleme değerlerini sağlayabilmek için DR'ler birbirlerine daha yakın konumlandırılması gerekmekte olup bu da Q_u değerini ve parazitsiz frekans bandını sınırlamaktadır [16].

3.1. Çift Modlu Rezonatörlerin Devre Modeli

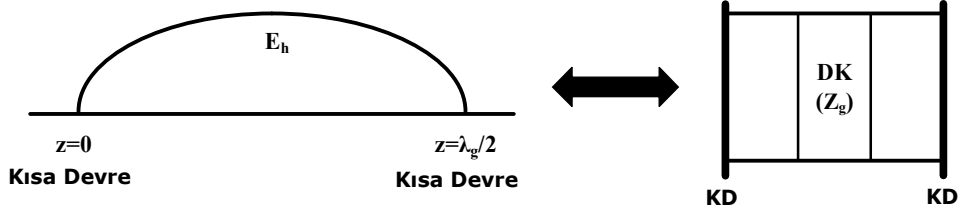
Şekil 3.1'de duran dalga ve karıştırma elemanına sahip yarım dalga boyundaki silindirik tek rezonatörün devre modeli yer almaktadır:



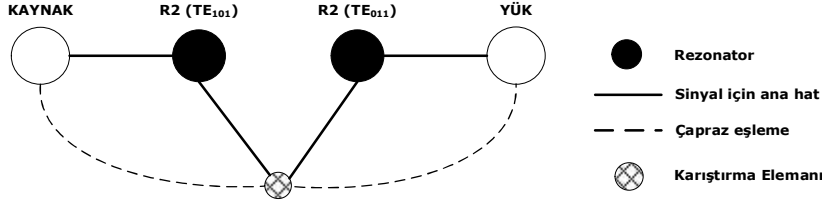
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 3.1. a) Yarım dalga boyu uzunluğundaki tek rezonatör yapısı, b) \bar{E}_v alanı için duran dalga gösterimi ve devre modeli, c) \bar{E}_h alanı için duran dalga gösterimi ve devre modeli, d) eşleme akış şeması

Rezonatör; yük ve kaynak ile yatay irise sahip dörtgensel dalga kılavuzu aracılığıyla TE₁₀ modu kullanılarak eşlenmektedir. Bu durumda giriş ve çıkış dalga kılavuzları sadece dikey \bar{E}_v modunu taşımaktadır.

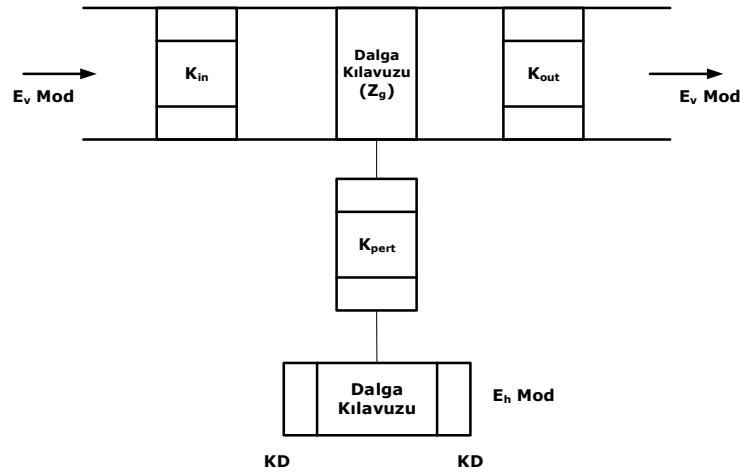
Şekil 3.1.b'deki devre şemasında giriş ve çıkış eşlemeleri, sırasıyla, K_{in} and K_{out} çeviricileriyle gösterilmektedir. Eğer bu çeviricilerin empedans değerleri, dalga kılavuzu karakteristik empedansına (Z_g) göre çok küçükse, bu durumda rezonatör, Z_g 'ye göre çok daha küçük olan empedanslarda sonlandırılmaktadır. Bu nedenle rezonatördeki \bar{E}_v elektrik alanı için duran dalga, rezonatörün ortasında en fazla, giriş-çıkış portlarında ise minimumda olmaktadır.

\bar{E}_v elektrik alanı tarafından uyarılan karıştırma elemanı, yatay polarize elektrik alanı \bar{E}_h yaratmaktadır. \bar{E}_h birleşeni, rezonatör içinde TE₀₁ modu olduğu için TE₁₀ modunu taşıyan giriş-çıkış dalga kılavuzları ile eşlenmemektedir. Bu nedenle TE₀₁ modunun giriş ve çıkış portlarını kısa devre gördüğü varsayılabilir. Bu durumu modellemek için Şekil 3.1.c'deki devre kullanılabilir.

Şekil 3.1.d'de tek kaviteye sahip ÇMF'nin, eşleme akış diyagramı verilmiştir. Kavite içerisine uygulanan karıştırma ile kavite rezonatörünün performansının değiştirilmesi

amaçlanmaktadır. Bu performans değişikliklerine, kaviteye giren yabancı küçük bir cisim veya kavite sınırında oluşturulan küçük bir deformasyon neden olmaktadır. Bu yapıda karıştırma elemanı kavitenin uzamsal eksenine 45° 'lik açıyla saplanmış olan “eşleme vidası”dır. Kullanılan eşleme vidası nedeniyle, kavite içindeki iki mod tarafından indüklenen elektrik alan değiştirilmekte ve modlar arasında doğrudan eşleme; kaynak ile yük arasında da çapraz eşleme oluşmaktadır. Çapraz eşleme tekniği kullanılarak istenilen frekanslarda, filtre seçiciliğini arttırmak için geçiş bandının sağına ve soluna FTZ tanımlanmaktadır. Bu sınırlar, filtrenin alt ve üst durdurma bandının eğimini yani bastırmasını arttırmaktadır [17].

Şekil 3.1.b ve c’de yer alan \bar{E}_v ve \bar{E}_h alanlarına ait devre modelleri birleştirildiğinde tek rezonatörlü yapıya ait tam devre modeli Şekil 3.2’deki gibi elde edilir:



Şekil 3.2. Yarım dalga boyu uzunluğundaki tek rezonatör yapısı için devre modeli

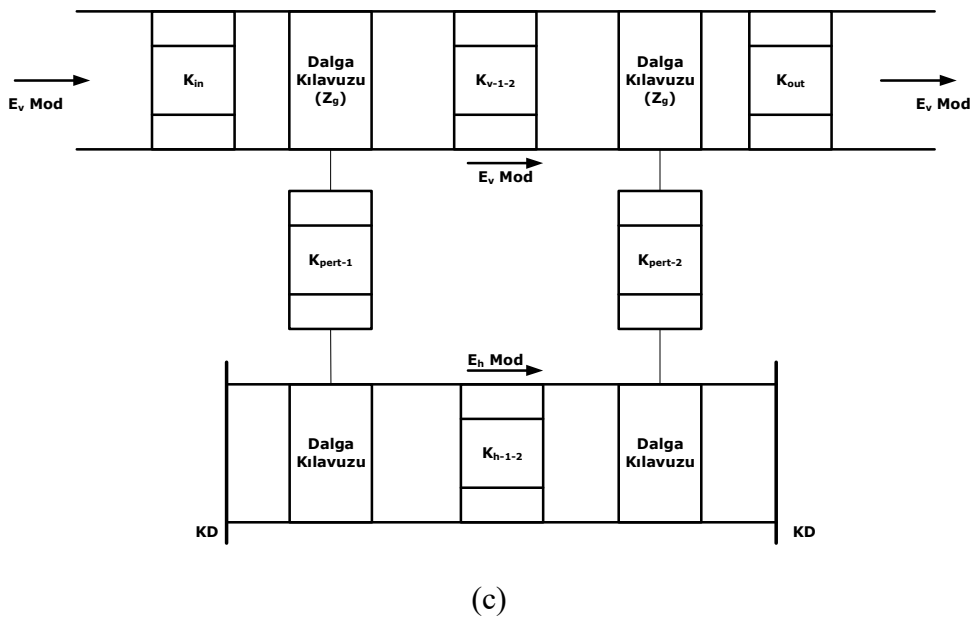
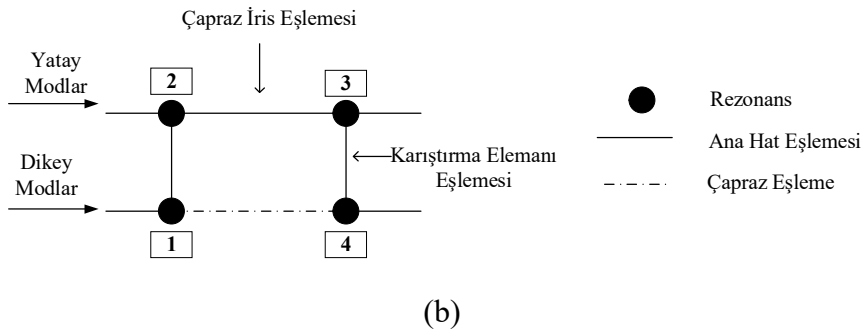
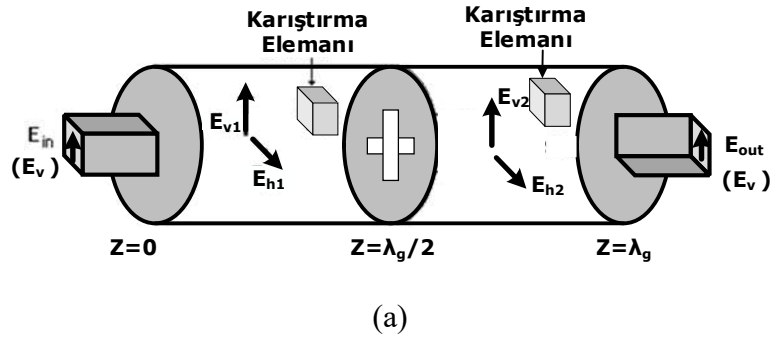
\bar{E}_v ve \bar{E}_h modları arasındaki bağlantı, K_{pert} çeviricisi ile modellenmiştir. K_{pert} çeviricisi, karıştırma elemanının etkisini göstermektedir. Eğer yapıda, karıştırma elemanı yoksa çevirici değeri sonsuza gider yani \bar{E}_v ve \bar{E}_h modları arasında herhangi bir eşleme yapılmaz.

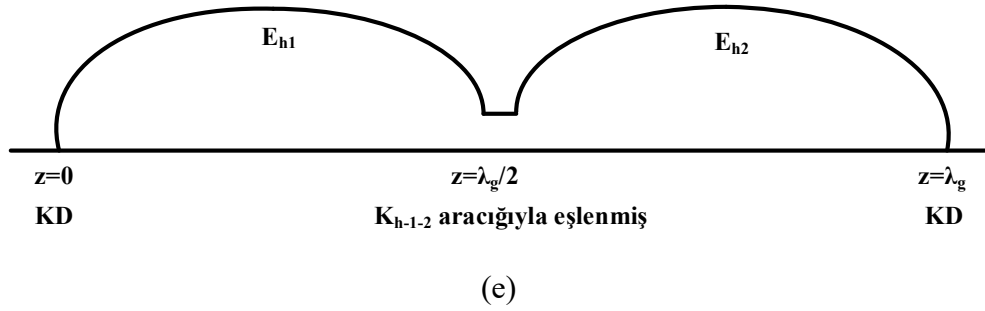
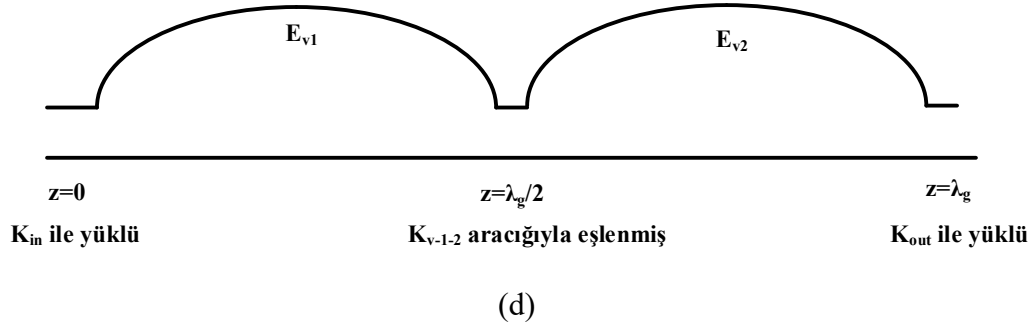
Şekil 3.3.a’deki filtreyi ayarlayabilmek için 3 farklı eşlemenin düzgün yapılmış olması gerekmektedir [18]:

- i. **Kavite içi eşleme:** Bir kavite içerisindeki birbirine dik iki mod, her iki moda 45° 'lik açıyla saplanmış eşleme vidası ile eşlenir. Eşlemenin miktarı, eşleme vidasının kavite içerisine girme miktarına bağlıdır.

- ii. **Kavite arası eşleme:** Her iki kavitedeki \bar{E}_v modları yatay iris; \bar{E}_h modları ise dikey iris aracılığıyla eşlenir. Kavite arası eşlemenin miktarı, iris genişliğine ve yüksekliğine bağlıdır.
- iii. **Yük ve kaynak eşlemesi:** Yük ve kaynak eşleme miktarını belirlemek için grup gecikmesi yöntemi kullanılmaktadır.

Bunların dışında her bir rezonatördeki modların frekansını ayarlamak için ayar (tuning) vidaları kullanılır.





Şekil 3.3. a) Çapraz-iris ile eşlenmiş iki rezonatörde \bar{E}_v ve \bar{E}_h modları, b) Eşleme akış diyagramı, c) \bar{E}_v ve \bar{E}_h modları için eşleme devre modeli, d) \bar{E}_v alanı için duran dalga yapısı, e) \bar{E}_h alanı için duran dalga yapısı

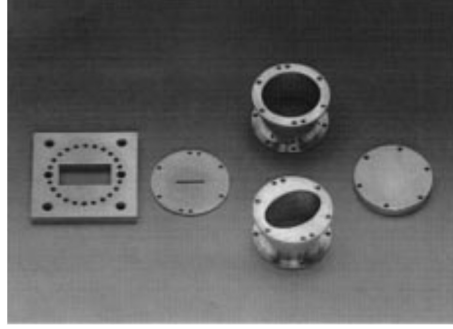
Şekil 3.3.a'daki yapıda birer adet karıştırma elemanına sahip iki adet rezonatör, çapraz iris aracılığıyla eşlenmiştir. Rezonatörlerde yer alan yatay ve dikey elektrik alan vektörleri \bar{E}_{v1} , \bar{E}_{h1} ve \bar{E}_{v2} , \bar{E}_{h2} ile ifade edilmektedir.

Şekil 3.3.b'de dörtlü filtrenin eşleme ve akış şeması gösterilmektedir. Şemadaki siyah daireler rezonatörleri, bunları birleştiren ana hat ve çapraz eşleme çizgileri ise admitans çeviricilerini ifade etmektedir.

Bu yapının elektriksel modeli, modlar arasındaki eşlemeyi de gösterecek şekilde, Şekil 3.3.c'de verilmiştir. \bar{E}_{v1} ve \bar{E}_{h1} alanları, $K_{\text{pert-1}}$ (soldaki rezonatörün karıştırma elemanı için) çeviricisi ile; \bar{E}_{v2} ve \bar{E}_{h2} alanları ise K_{pert2} (sağdaki rezonatörün karıştırma elemanı için) çeviricisi ile eşlenmektedir. Çapraz-iris ise iki rezonatörü eşlemektedir. Çapraz-irisin yatay açıklığı üzerinden \bar{E}_{v1} ve \bar{E}_{v2} alanları (K_{v-1-2} çeviricisi); dikey açıklığı üzerinde ise \bar{E}_{h1} ve \bar{E}_{h2} alanları (K_{h-1-2} çeviricisi) eşlenmektedir. \bar{E}_{h1} ve \bar{E}_{h2} alanları arasındaki eşleme sayesinde Şekil 3.3.c'deki devre, dörtlü rezonatör yapısına dönüşmektedir. Bu tür dörtlü gruplar, FTZ veya doğrusal faz karakteristiğine sahip olan sıralı dörtlü yapıda filtreleri oluşturmak için kullanılabilir.

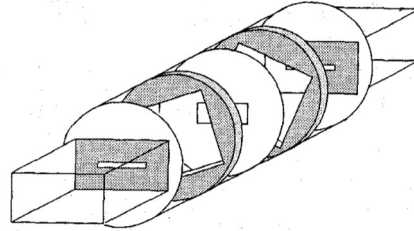
3.2. Çift Modlu Filtre İle İlgili Yapılmış Çalışmalar

Şekil 3.4'te verilen eliptik kesit alana sahip dalga kılavuzu, girişine yerleştirilen dörtgensel dalga kılavuzu aracılığıyla uyarılmıştır, [19]. Bu yapı, **yüksek Q değerine** sahip olup **daha yüksek güce** dayanabilmektedir. Uygun en/boy oranına sahip eliptik kesit seçilerek ayar ve eşleme vidası kullanılmadan filtre tasarımı yapılabilmektedir.



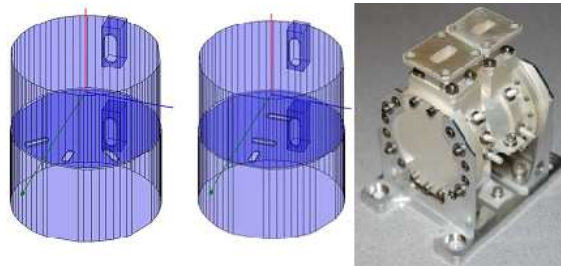
Şekil 3.4. Eliptik dalga kılavuzu rezonatör

[20]'de önerilen yapıda, vidalar yerine kavite ortalarına eşleme ve ayarlama amaçlı dörtgen kesite sahip dalga kılavuzları yerleştirilmiştir, Şekil 3.5. Filtreyi istenilen frekansa ayarlamak ve eşlemek için dörtgen açıklık döndürülmektedir.



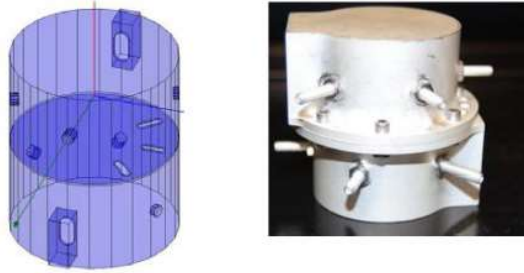
Şekil 3.5. 4-kutuplu ÇMF

[21]'de **çok yüksek Q değeri**, **düşük araya girme kaybı** ve **yüksek güç dayanımı** için kaviteler arasında farklı şekillerde konumlandırılmış eşleme açıklıkları önerilmiştir, Şekil 3.6.



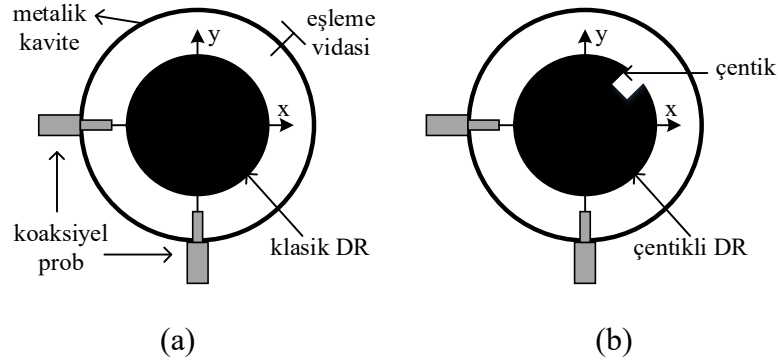
Şekil 3.6. 4-kutuplu süper Q ÇMF

Yüksek Q değeri için bir başka yöntem ise yüksek dereceli modlar (22. and 23. modlar, TE_{221}) kullanmaktır [22]. Yüksek dereceli modların kullanılması durumunda, yüksek kalite faktörü elde edilmesine rağmen çok sayıda parazit mod ortaya çıkmaktadır. Filtre boyutları küçüleceği için filtre kaybı da düşük olacaktır. Ancak bu tür yüksek dereceli modların parazit performansı, kaviterler arasında kullanılan çapraz iris veya filtreyi gerçeklemek için kullanılan süreksizlik yaratan elemanlar nedeniyle daha da kötüleşebilmektedir. Parazit modları azaltmak için çift modlu kavite tasarımı önerilmiştir, Şekil 3.7:



Şekil 3.7. 4-kutuplu yüksek mod uyarımlı ÇMF

[23]'te önerilen yapıda eşleme vidası yerine DR'ye çentik atılmıştır, Şekil 3.8.b. Bu sayede EM alan dağılımı bozularak dejenere modlar, rezonans frekansları çok az farklı eşlenik iki moda dönüştürülmüştür.



Şekil 3.8. a) eşleme vidalı, b) çentikli DR

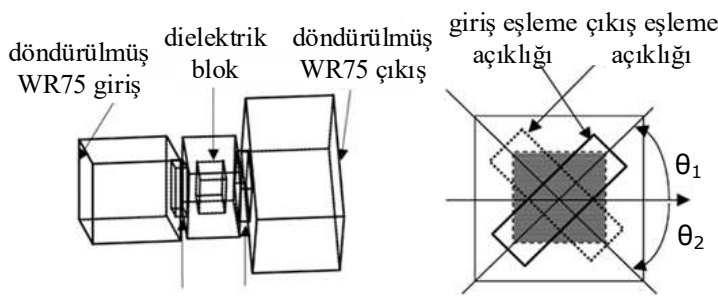
[24]'teki çalışmada yüksek performanslı Ka-bant ÇMDRF tasarımı yapılmıştır, Şekil 3.9. Yüksek Q değeri (geniş bant ve geniş ayarlama aralığı) elde etmek için yüksek dereceli HE_{126} modu kullanılmıştır.



Şekil 3.9. 8-kutuplu DR filtre ve klasik TE₁₁₃ mod filtre

Düşük frekanslarda DR'ler rahatlıkla kullanılabilirken Ka-bant gibi frekansın yüksek olduğu bantlarda küçük rezonatör yapıları ve düşük Q, tasarımı zorlaştırmaktadır. Ka-bantta ÇMDRF tasarımının temel parametreleri; **komşu kanalları almama, bant içi kayıp dalgalanmasının en az olması ve grup gecikmesidir.** Tek modlu DR'nin daha iyi Q değeri olmasına karşın rezonatör sayısı çift modlu yapının iki katıdır; ancak rezonatör boyları küçüktür. Her iki tasarımda da rezonatör boyutları Ka-bantta çok küçülmektedir. Bu da hem maliyeti arttırmakta, hem de üretimi zorlaştırmaktadır [24].

[25]'te önerilen yapıda eşleme vidası kullanılmadan ÇMF tasarımı yapılmıştır. Bu yöntemde filtre karakteristiği, eşleme açıklıklarının konumuna bağlı olarak ayarlanmaktadır. Her bir çift modlu DR kavite, geçiş bandının sağında veya solunda bir adet FTZ oluşturmaktadır. Bu yöntemde diğer tasarımlarda olduğu gibi eşleme vidaları veya benzer yapılar kullanılarak kavite içi eşleme yapılmamaktadır.

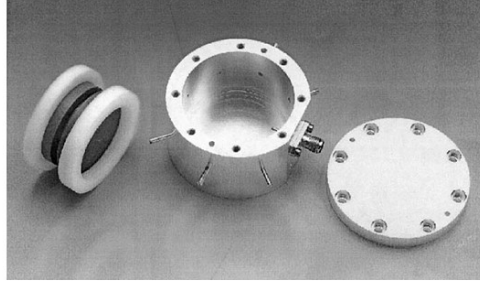


Şekil 3.10. Doublet oluşturmak için ÇMDR kullanımı

Şekil 3.10'da en az bir adet eşleme katsayısının negatif olmasını sağlamak için giriş ve çıkış eşleme açıklıkları birbirine göre eksenel olarak döndürülmüştür. Şekildeki taralı alan DR'yi göstermektedir. Besleme dalgı kılavuzlarının (WR75) konumlandırılması ise θ_1 ve θ_2 açıları ile belirlenmektedir. θ_1 ve θ_2 açıları yardımıyla, her iki modun eşleme miktarı ayarlanabilmektedir. İki modun rezonans frekansını değiştirmek için kavitenin

eni ve yüksekliği değiştirilmektedir. Rezonans frekansında büyük bir kayma istenilmedikçe DR'nin boyutları değiştirilmemektedir.

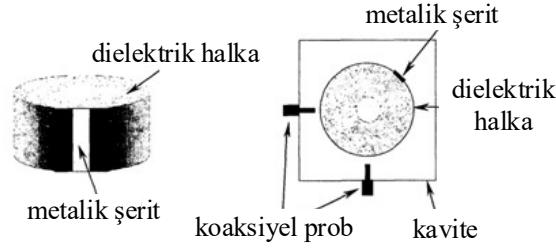
[26]'da önerilen yapıda, Şekil 3.11'de görüldüğü gibi oluklu DR kullanılmıştır. Bu yapının avantajı, prob veya ayar vidalarının EM alan yoğunluğunun en fazla olduğu bölgelere girebilmesidir. Böylelikle filtreyi daha iyi eşleme ve ayarlama imkanı doğmaktadır.



Şekil 3.11. Oluklu DR için örnek yapı

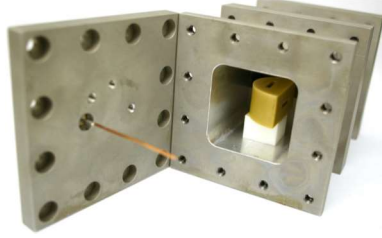
Düşük dielektrik sabitine sahip taşıyıcılar üzerine yüksek dielektrik sabitli rezonatörler yerleştirilerek, rezonatörün doğrudan kavite metali ile teması engellenir. Bu sayede ohmik kayıplar azalacağı için yüksek Q_u değeri elde edilir. Önerilen yapı, HE_{mn} hibrid modunu desteklemektedir. $m=0$ olduğu durumda kavite TE_{0n} ve TM_{0n} modlarını da desteklemektedir. Giriş probu ve eşleme/ayar vidaları simetri eksenine (iki dielektrik disk arasındaki hava boşluğuna) yerleştirilerek simetri tekniği uygulanmaktadır. Yapının parazit performansını iyileştirmek için simetri ve boyutları optimize etme yöntemleri kullanılmaktadır. Simetri ile E-düzleminde simetri özelliği gösteren tüm modların uyarılmasının engellenmesi amaçlanmaktadır. Prob ve vidalar, radyal olarak konumlandırıldığında TE_{0n} modu uyarılmaz [26].

[27]'de anlatılan yöntemde seramik rezonatörler üzerine metal plakalar yerleştirilmiştir. Bu yöntemde bant genişliği artarken Q_u azalmaktadır. [28]'de ise yüzük şeklinde DR'ler ve metalik şeritler kullanılarak ÇMDRF yapıları üzerine çalışılmıştır, Şekil 3.12. Her iki yapıda da metalik bölümlerdeki iletken kayıpları nedeniyle Q_u değeri düşmektedir. Ayrıca bu metalik yapılara, filtre karakteristiğini ayarlama amaçlı olarak sonradan müdahale edilememektedir. [29]'da da bu yaklaşım, bant dışı bastırmaları iyileştirmek için iki tane simetrik FTZ oluşturmak amacıyla kullanılmıştır.



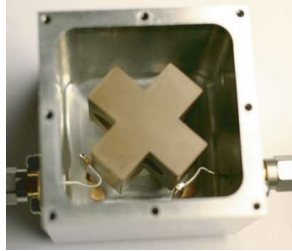
Şekil 3.12. Metalik şeritli dielektrik halka rezonatör

[30]'daki çalışmada ÇMDRF tasarımı için yarıya kesilmiş DR yapıları önerilmiştir, Şekil 3.13. Bu yaklaşımda Q değeri, normal rezonatörlerden biraz daha düşüktür. Ancak bu yapı, klasik rezonatörlere göre kütle ve boyut olarak küçülme ve daha iyi parazit performans sağlamaktadır.



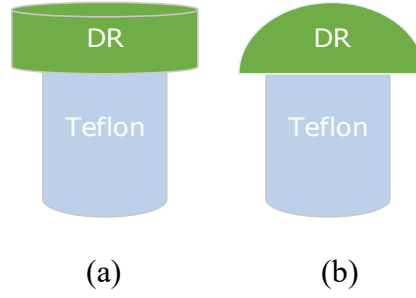
Şekil 3.13. Yarıya kesilmiş DR filtre yapısı

Şekil 3.14'teki filtrenin parazit performansını iyileştirmek için, çapraz şekilli DR'nin merkezinde iki adet açık delik oluşturulmuştur. Farklı delik çapları seçilerek, modlar arası eşleme sağlanmaktadır [31].



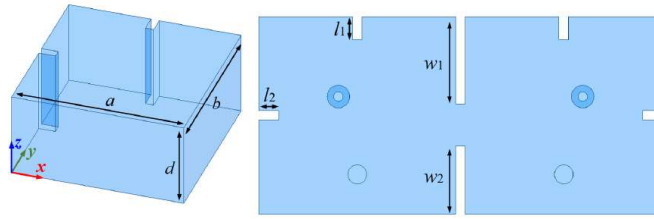
Şekil 3.14. Tek kavitede ÇMDRF yapısı

DR'lerde bant genişliğini arttırmak için kullanılan yöntemlerden birisi de Şekil 3.15'te görüldüğü gibi "mantar konfigürasyonu"dur. DR filtreler, yüksek Q faktörüne sahip oldukları için kayıpları düşüktür. Silindirik DR'lerde HEE_{11} and HEH_{11} olmak üzere 2 adet birbirine dik mod bulunmaktadır. Rezonatörler, mantar şeklinde olduğu gibi yarıya bölünmüş ise HEE_{11} and HEH_{11} 'nin birer modları kaybolur ve geriye kalan modlar $\frac{1}{2}HEE_{11}$ and $\frac{1}{2}HEH_{11}$ şeklinde isimlendirilir. Bu durumda tek fiziksel rezonatörde iki farklı elektriksel rezonatör oluşur ve DR filtrenin fiziksel boyutları küçülür [32].



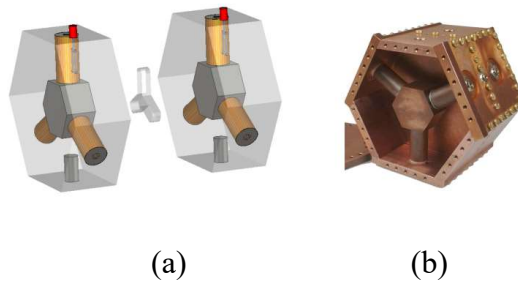
Şekil 3.15. Teflon üzerine (a) yatay olarak yerleştirilmiş DR, (b) Dikey olarak yerleştirilmiş DR (mantar konfigürasyonu)

[33]'te gümüş kaplı dörtgen kesitli dielektrik dalga kılavuzu filtre yapısı tasarlanmıştır. Dalga kılavuzunun komşu duvarlarının ortasına birbirine dik olacak şekilde birer tane çıkıntı tanımlanmıştır, Şekil 3.16. Bu çıkıntıların uzunlukları değiştirilerek rezonans frekansı ayarı yapılabilmektedir. Dalga kılavuzu rezonatörlerinin birbirine bağlantı şekliyle de FTZ'ler oluşturulmaktadır.



Şekil 3.16. Gümüş kaplı çift modlu dielektrik dalga kılavuzu filtre yapısı

TM modlu filtrenin üretim zorluğuna rağmen parazit performansı TE modlu filtreye göre daha iyidir. [34]'te önerilen yapıda 3 adet seramik rezonatör Y şeklinde altıgen bakır bir çekirdeğe monte edilmiştir. Herbir DR'nin ortası delik olup bu deliklere ayar vidaları eklenilmiştir. Filtre, prob aracılığıyla uyarılmıştır. Besleme problarının tam karşısına da ekstra ayar vidası eklenilmiştir. Y şeklinde rezonatör yapısı bulunan iki kavite, Y şeklindeki bir açıklık aracılığıyla birbiriyle eşlenerek dördüncü derecen bir filtre elde edilmiştir.



Şekil 3.17. a) Y DR yapısına sahip ÇMDRF'nin benzetim modeli, b) üretilmiş filtre

3.3. İçi Boş Dairesel Kesitli Dalga Kılavuzunda EM Alan Analizi

Dairesel kesitli metal kavite rezonatör ve DR analizlerine başlamadan önce dairesel kesitli dalga kılavuzu analizini ve alan dağılımlarını hatırlamak yerinde olacaktır.

3.4.1. Yüksüz dielektrik ortamda Helmholtz Denklemleri

Aşağıdaki belirtilen durumları kabul ederek analize başlanabilir;

- i. Dalganın yayılım yönü $+z$ 'dir.
- ii. Yayılım katsayısı $\gamma = \alpha + j\beta$ şeklinde ifade edilir. Burada α ve β , sırasıyla, zayıflama ve faz sabitleridir.
- iii. Açısal hız, ω ile gösterilmektedir.
- iv. Tüm alan birleşenlerinin z (konum) ve t 'ye (zaman) bağımlılığı, $e^{-\gamma z} e^{j\omega t} = e^{-\alpha z} e^{j(\omega t - \beta z)}$, üstel ifadesi ile tanımlanmaktadır.

Maxwell Denkleleri'ni ele alırsak [35];

Çizelge 3.1. Maxwell Denklemleri Diferansiyel ve İntegral Gösterimi

Diferansiyel Eşitlik	İntegral Eşitlik	Açıklama
$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$	$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d\Phi}{dt}$	Faraday Yasası
$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$	$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = I + \int \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \cdot d\vec{s}$	Ampere Yasası (\vec{J} , serbest akım yoğunluğu)
$\nabla \cdot \vec{D} = \rho$	$\oint_S \vec{D} \cdot d\vec{s} = Q$	Gauss Yasası (ρ , serbest yüklerin hacimsel yoğunluğu)
$\nabla \cdot \vec{B} = 0$	$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0$	

Basit bir ortamda (linear, izotropik ve homojen) Maxwell eşitlikleri, vektör alan fazörleri (\vec{E} , \vec{H}), kaynak fazörleri (ρ , \vec{J}) ve iletkenlik katsayısı (σ) kullanılarak düzenlendiğinde;

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega\epsilon\vec{E} = \sigma\vec{E} + j\omega\epsilon\vec{E} \quad (3.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = \rho/\epsilon \quad (3.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (3.4)$$

elde edilir. Kayıplı dielektrik bir ortam ($\sigma = 0$, ($\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$)) için Eşitlik 3.2 düzenlendiğinde;

$$\bar{\nabla} \times \bar{H} = j\omega\epsilon\bar{E} = j\omega(\epsilon' - j\epsilon'')\bar{E} \quad (3.5)$$

elde edilir.

İletken olmayan ve herhangi bir kaynak bulunmayan basit bir ortamda, $\rho=0$, $\bar{J} = 0$ ve $\sigma=0$ 'dır. Buna göre zaman harmonik Maxwell denklemleri yeniden düzenlendiğinde;

$$\bar{\nabla} \times \bar{E} = -j\omega\mu\bar{H} \quad (3.6)$$

$$\bar{\nabla} \times \bar{H} = j\omega\epsilon\bar{E} \quad (3.7)$$

$$\bar{\nabla} \cdot \bar{E} = 0 \quad (3.8)$$

$$\bar{\nabla} \cdot \bar{H} = 0 \quad (3.9)$$

elde edilir. Eşitlik 3.6 ve 3.7 kullanılarak elektrik ve manyetik alan birleşenleri, +z yönünde ($e^{-j\beta z}$) yayılım olduğu kabul edildiğinde [36];

$$E_r = -\frac{j}{k_c^2} \left(\beta \frac{\partial E_z}{\partial r} + \omega\mu \frac{\partial H_z}{r \partial \phi} \right) \quad (3.10)$$

$$E_\phi = -\frac{j}{k_c^2} \left(\beta \frac{\partial E_z}{r \partial \phi} - \omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial r} \right) \quad (3.11)$$

$$H_r = \frac{j}{k_c^2} \left(\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{r \partial \phi} - \beta \frac{\partial H_z}{\partial r} \right) \quad (3.12)$$

$$H_\phi = -\frac{j}{k_c^2} \left(\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial r} + \beta \frac{\partial H_z}{r \partial \phi} \right) \quad (3.13)$$

eşitlikleri elde edilir.

Eşitlik 3.6 ve 3.7, \bar{E} veya \bar{H} 'nin çözümü için kullanılabilir. Eşitlik 3.6'nın döneli alınıp Eşitlik 3.7 kullanıldığında;

$$\bar{\nabla} \times \bar{\nabla} \times \bar{E} = -j\omega\mu(\bar{\nabla} \times \bar{H}) = \omega^2\mu\epsilon\bar{E} \quad (3.14)$$

elde edilir. Eşitlik 3.15'te verilen vektör özdeşliği, Eşitlik 3.14 ile birlikte kullanıldığında Eşitlik 3.16 bulunur:

$$\bar{\nabla} \times \bar{\nabla} \times \bar{E} = \bar{\nabla}(\bar{\nabla} \cdot \bar{E}) - \nabla^2 \bar{E} = -\nabla^2 \bar{E} \quad (3.15)$$

$$\nabla^2 \bar{E} - \omega^2\mu\epsilon\bar{E} = 0 \quad (3.16)$$

Eşitlik 3.16 kullanılarak elektrik ve manyetik alanlar için homojen vektör dalga denklemleri;

$$\nabla^2 \bar{E} + k^2 \bar{E} = 0 \quad (3.17)$$

$$\nabla^2 \bar{H} + k^2 \bar{H} = 0 \quad (3.18)$$

şeklinde yazılabilir. Burada dalga numarası, $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ 'dır. Yukarıdaki iki eşitlik homojen Helmholtz denklemleri olarak adlandırılmaktadır. Kayıplı bir ortam için Eşitlik 3.14'teki $(\bar{\nabla} \times \bar{H})$ ifadesi yerine, Eşitlik 3.7 kullanıldığında;

$$\nabla^2 \bar{E} - \omega^2 \mu \epsilon \left(1 - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon}\right) \bar{E} = 0 \quad (3.19)$$

elde edilir. Bu eşitlikteki $\omega^2 \mu \epsilon \left(1 - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon}\right)$ ifade karmaşık yayılım katsayısı olup;

$$\gamma = \alpha + j\beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon} \sqrt{1 - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon}} = 0 \quad (3.20)$$

şeklinde gösterilebilir.

Dairesel kesitli ve eksenini z-yönünde olan düz bir dalga kılavuzu için üç boyutlu Laplacian operatörünün ∇^2 , enine (∇_T^2) ve boyuna (∇_z^2) olmak üzere iki birleşene ayrılması gerekmektedir. Buna göre \bar{E} ve \bar{H} alanları, enine (T alt indisli) ve boyuna (z alt indisli) birleşenlerin toplamı olarak yazılabilir:

$$\bar{E} = \bar{E}_T + \hat{a}_z E_z \quad (3.21)$$

$$\bar{H} = \bar{H}_T + \hat{a}_z H_z \quad (3.22)$$

TM modu için $H_z = 0$ ve $E_z \neq 0$ 'dir. Tüm alan birleşenleri, $E_z = E_o e^{-\gamma z}$ eşitliği kullanılarak ifade edilebilir. E_o homojen Helmholtz denklemini sağlamaktadır:

$$\nabla_T^2 E_o + (\gamma^2 + k^2) E_o = \nabla_T^2 E_o + k_c^2 E_o = 0 \quad (3.23)$$

TE modu için $E_z = 0$ ve $H_z \neq 0$ 'dir. Tüm alan birleşenleri, $H_z = H_o e^{-\gamma z}$ eşitliği kullanılarak ifade edilebilir. H_o homojen Helmholtz denklemini sağlamaktadır:

$$\nabla_T^2 H_o + (\gamma^2 + k^2) H_o = \nabla_T^2 H_o + k_c^2 H_o = 0 \quad (3.24)$$

3.4.2. Bessel Diferansiyel Denklemi ve Bessel Fonksiyonu

Silindirik koordinat sisteminde Eşitlik 3.23, Eşitlik 3.25 kullanılarak düzenlediğinde Eşitlik 3.26 elde edilir:

$$\nabla^2 V = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial V}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 V}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} \quad (3.25)$$

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial E_o}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_o}{\partial \phi^2} + k_c^2 E_o = 0 \quad (3.26)$$

Eşitlik 3.26'yı çözmek için değişkenlerine ayırma metodu kullanılabilir. Bunun için;

$$E_o(r, \phi) = R(r)\Phi(\phi) \quad (3.27)$$

şeklinde bir kabul yapılabilir. R ve Φ , sırasıyla, sadece r ve ϕ 'nin birer fonksiyonudur.

Eşitlik 3.26, $R(r)\Phi(\phi)$ 'ye bölündüğünde Eşitlik 3.28 bulunur;

$$\underbrace{\frac{r}{R(r)} \frac{d}{dr} \left[r \frac{dR(r)}{dr} \right]}_{\text{sadece } r' \text{ nin fonksiyonu}} + \underbrace{k_c^2 r^2}_{\text{sadece } \phi' \text{ nin fonksiyonu}} = - \underbrace{\frac{1}{\Phi(\phi)} \frac{\partial^2}{\partial \phi^2} (\Phi(\phi))}_{\text{sadece } \phi' \text{ nin fonksiyonu}} \quad (3.28)$$

Eşitlik 3.28'in tüm r ve ϕ değerlerinde geçerli olması için eşitliğin her iki tarafının da aynı sabite eşit olması gerekmektedir. Bu sabit n^2 olabilir. Eşitlik 3.28, iki adet adi diferansiyel denkleme ayrıldığında;

$$\frac{d^2 \Phi(\phi)}{d\phi^2} + n^2 \Phi(\phi) = 0 \quad (3.29)$$

$$\frac{r}{R(r)} \frac{d}{dr} \left[r \frac{dR(r)}{dr} \right] + k_c^2 r^2 = n^2 \quad (3.30)$$

$$\frac{d^2 R(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dR(r)}{dr} + \left(k_c^2 - \frac{n^2}{r^2} \right) R(r) = 0 \quad (3.31)$$

şeklinde yazılabilir. Eşitlik 3.31, **Bessel Diferansiyel Denklemi** olarak adlandırılmaktadır. Eşitlik 3.31'in çözümü, R(r) fonksiyonunu bilinmeyen bir katsayıya sahip r'nin güç serisi şeklinde açılarak elde edilebilir;

$$R(r) = \sum_{i=0}^{\infty} C_p (k_c r)^i \quad (3.32)$$

Buna göre Eşitlik 3.32 kullanılarak Eşitlik 3.31, r'nin her bir gücünün katsayılarının toplamını, sıfıra eşitleyerek çözülür. Elde edilen çözüm:

$$R(r) = C_m J_m(k_c r) \quad (3.33)$$

C_m rastgele bir katsayı ve J_m m'ninci dereceden 1.tip Bessel fonksiyonudur:

$$J_m(k_c r) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(-1)^p (k_c r)^{m+2p}}{p! (m+p)! 2^{m+2p}} \quad (3.34)$$

Dairesel kesitli dalga kılavuzunda TM modunun öz değerlerini hesaplamak için Eşitlik 3.34'ü sıfır yapan, $J_m(\chi_{mn}) = 0$, χ_{mn} değerleri Çizelge 3.2 kullanılarak bulunabilir:

Çizelge 3.2. $J_m(\chi_{mn})$ fonksiyonun sıfırları

n	m=0	m=1	m=2
1	2.405	3.832	5.136
2	5.520	7.016	8.417

TE modunun öz değerleri ise 1.tip Bessel fonksiyonun türevinin sıfır olduğu değerlere bağlıdır. $J'_m(\chi'_{mn}) = 0$ yapan χ'_{mn} değerleri, Çizelge 3.3 kullanılarak bulunabilir:

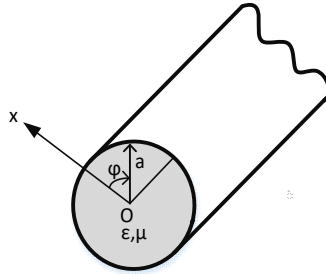
Çizelge 3.3. $J'_m(\chi'_{mn})$ fonksiyonun sıfırları

n	m=0	m=1	m=2
1	3.832	1.841	3.054
2	7.016	5.321	6.706

Dairesel dalga kılavuzları için mod indeksinin (mnp) **ilk sayısı ϕ yönündeki; ikinci sayısı r yönündeki; üçüncü sayısı ise z yönündeki yarım dalga alanı değişim sayılarını** göstermektedir.

3.4.3. Dairesel Kesitli Dalga Kılavuzunda TM Modu

Şekil 3.18'deki dalga kılavuzu içerisinde ϵ ve μ parametrelerine sahip dielektrik malzeme olduğu varsayılmıştır.



Şekil 3.18. Dairesel kesitli dalga kılavuzu

TM modda $H_z=0$ 'dır. Eşitlik 3.35'te yer alan $E_o(r, \phi)$, Eşitlik 3.23'teki Helmholtz denklemini sağlamaktadır. Bu eşitliğin çözümü de Eşitlik 3.27'de verilmiştir.

$$E_z(r, \phi, z) = E_o(r, \phi)e^{-\gamma z} \quad (3.35)$$

Eşitlik 3.29'un tüm alan birleşenleri ϕ 'ye göre (2π periyotlu) periyodik olduğu için kabul edilebilir çözümler (m tam sayı olmak üzere) $\sin m\phi$ veya $\cos m\phi$ veya her ikisinin lineer birleşimidir. Burada $\sin m\phi$ veya $\cos m\phi$ seçimi önemsizdir; bu seçim sadece $\phi=0$ referans açısının konumunu değiştirmektedir [35].

$$E_o = J_m(k_c r)(A_m \cos m\phi + B_m \sin m\phi) \quad (3.36)$$

Enine birleşenler olan E_r ve E_ϕ Eşitlik 3.37'deki gibi yazılabilir:

$$(E_T)_{TM} = \hat{a}_r E_r + \hat{a}_\phi E_\phi = -\frac{\gamma}{k_c^2} \bar{\nabla}_T E_o \quad (3.37)$$

Eşitlik 3.37'deki $\bar{\nabla}_T E_o$ ifadesi;

$$\bar{\nabla}_T E_o = \left(\hat{a}_r \frac{\partial}{\partial r} + \hat{a}_\phi \frac{\partial}{r \partial \phi} \right) E_o \quad (3.38)$$

şeklinde açılabilir. TM modu için manyetik alan birleşenleri, Eşitlik 3.39 kullanılarak bulunabilir:

$$\bar{H} = \frac{1}{Z_{TM}} (\hat{a}_r \times \bar{E}) \quad (\text{A/m}) \quad (3.39)$$

Z_{TM} dalga empedansı olup;

$$Z_{TM} = \eta \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad (3.40)$$

$$\eta = \sqrt{\mu/\epsilon} \quad (\text{ohm})$$

şeklinde hesaplanmaktadır. f_c , TM modunun kesim frekansıdır.

TM modu için Eşitlik 3.35, Eşitlik 3.10 – 3.13'te kullanıldığında elektrik ve manyetik alan birleşenleri bulunur:

$$H_r = \frac{j\omega\epsilon m}{k_c^2 r} J_m(k_c r)(-A_m \sin m\phi + B_m \cos m\phi) \quad (3.41)$$

$$H_\phi = -\frac{j\omega\epsilon}{k_c} J'_m(k_c r)(A_m \cos m\phi + B_m \sin m\phi) \quad (3.42)$$

$$H_z = 0 \quad (3.43)$$

$$E_r = -\frac{j\beta}{k_c} J'_m(k_c r)(A_m \cos m\phi + B_m \sin m\phi), \quad \gamma = j\beta \quad (3.44)$$

$$E_\phi = -\frac{j\beta m}{k_c^2 r} J_m(k_c r) (-A_m \sin m\phi + B_m \cos m\phi) \quad (3.45)$$

J'_m, J_m fonksiyonunun $(k_c r)$ 'ye göre türevidir. A_m ve B_m katsayıları, uyarım alanının şiddetiyle orantılıdır. TM moduna ait öz değerler, $r=a$ 'da E_o alanının sıfıra eşit olmasını sağlayan sınır koşulu ile elde edilir:

$$J_m(k_c a) = 0, \quad k_c a = \chi_{mn} \quad (3.46)$$

χ_{mn} değerleri Çizelge 3.2 kullanılarak bulunur.

TM moduna ait kesim frekansı (f_c) aşağıda verilen eşitlik yardımıyla hesaplanabilir:

$$\begin{aligned} \omega_c \sqrt{\mu\epsilon} a &= \chi_{mn}, \quad \omega_c = 2\pi f_c \\ f_c &= \frac{\chi_{mn}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (\text{Hz}) \end{aligned} \quad (3.47)$$

3.4.4. Dairesel Kesitli Dalga Kılavuzunda TE Modu

TE modunda alan ifadeleri TM'dekine benzer şekilde çıkartılabilir. TE modunda $E_z=0$ olup H_z ;

$$H_z(r, \phi, z) = H_o(r, \phi) e^{-\gamma z} \quad (3.48)$$

şeklinde ifade edilebilir. H_o homojen Helmholtz denklemini sağlamaktadır:

$$\nabla_T^2 H_o + k_c^2 H_o = 0 \quad (3.49)$$

TM modundan farklı olarak TE modunda, alan ifadelerini bulmak için manyetik alanın z birleşeni ($H_z = H_o e^{-\gamma z}$) kullanılacaktır. H_o ;

$$H_o = J_m(k_c r) (A'_m \cos m\phi + B'_m \sin m\phi) \quad (3.50)$$

şeklinde ifade edilebilir. H_o kullanılarak enine manyetik alan birleşenleri olan H_r ve H_ϕ aşağıdaki şekilde elde edilebilir:

$$H_T = \hat{a}_r H_r + \hat{a}_\phi H_\phi = -\frac{\gamma}{k_c^2} \bar{\nabla}_T H_z \quad (3.51)$$

$$\bar{\nabla}_T H_z = \left(\hat{a}_r \frac{\partial}{\partial r} + \hat{a}_\phi \frac{\partial}{r \partial \phi} \right) H_z \quad (3.52)$$

TE modu için Eşitlik 3.50, Eşitlik 3.10 - 3.13'te kullanıldığında elektrik ve manyetik alan birleşenleri bulunur:

$$H_r = -\frac{j\beta}{k_c} J'_m(k_c r) (A'_m \cos m\phi + B'_m \sin m\phi) \quad (3.53)$$

$$H_\phi = -\frac{j\beta m}{k_c^2 r} J_m(k_c r) (-A'_m \sin m\phi + B'_m \cos m\phi) \quad (3.54)$$

$$E_r = -\frac{j\omega\mu m}{k_c^2 r} J_m(k_c r) (-A'_m \sin m\phi + B'_m \cos m\phi) \quad (3.55)$$

$$E_\phi = \frac{j\omega\mu}{k_c} J'_m(k_c r) (A'_m \cos m\phi + B'_m \sin m\phi) \quad (3.56)$$

$$E_z = 0 \quad (3.57)$$

TE moduna ait öz değerler, $r=a$ 'da H_z 'nin türevinin sıfıra eşit olmasını sağlayan sınır koşulu ile elde edilir:

$$J'_m(k_c a) = 0, \quad k_c a = \chi'_{mn} \quad (3.58)$$

Çizelge 3.3'te $J'_m(x)$ 'in sıfır olduğu değerler verilmiştir. TE_{mn} 'in kesim frekansı ($r=a$):

$$(f_c)_{TE_{mn}} = \frac{\chi'_{mn}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (\text{Hz}) \quad (3.59)$$

ile hesaplanır.

3.4.5. Dairesel Kesitli Kavite Rezonatör

Dairesel kesitli dalga kılavuzunun iki ucu birer metalik plaka ile kapatıldığında dairesele kesitli kavite rezonatör elde edilir. **Bu durumda kesim frekansı yerine, rezonans frekansı kullanılmaya başlanır.** Kavitenin içi ile dışardaki bir kaynak arasındaki eşleme, kaviteye açılan irisler üzerinden dalga kılavuzu aracılığıyla veya iris olmadan doğrudan kavite içerisine giren koaksiyel probalar aracılığıyla yapılmaktadır. Kavitenin yanal yüzeyindeki (radyal (r) ve çevresel (ϕ)) sınır koşulları, bir önceki bölümde anlatılan dalga kılavuzu ile aynıdır. **Tek fark dalga kılavuzunda z-eksenindeki yürüyen dalga, kavitede duran dalga olmaktadır.** Bu nedenle yürüyen dalga denklemini, duran dalga denklemi olarak güncellemek yeterli olacaktır.

Eşitlik 3.36'da dalga kılavuzu için verilen elektrik alanın z-birleşeni, kavite için yeniden düzenlendiğinde;

$$E_o = C_{mn} J_m(k_c r) (A_1 \cos m\phi + A_2 \sin m\phi) (A_3 \cos \beta z + A_4 \sin \beta z) \quad (3.60)$$

elde edilir. Eşitlik 3.60'daki yayılım sabitinin (β) değerini bulmak için kavitenin her iki ucuna eklenen metal plakalar nedeniyle ilave sınır koşulları tanımlanmalıdır. Kavitenin üst ve alt yüzeyindeki plakalardaki enine elektrik alanlar birbirine eşit ve sıfırdır. Buna göre:

$$\begin{aligned} E_r(0 \leq r \leq a, 0 \leq \phi \leq 2\pi, z = 0) \\ = E_r(0 \leq r \leq a, 0 \leq \phi \leq 2\pi, z = h) = 0 \end{aligned} \quad (3.61)$$

$$\begin{aligned} E_\phi(0 \leq r \leq a, 0 \leq \phi \leq 2\pi, z = 0) \\ = E_\phi(0 \leq r \leq a, 0 \leq \phi \leq 2\pi, z = h) = 0 \end{aligned} \quad (3.62)$$

TM moduna ait E_ϕ birleşeni için Eşitlik 3.11 ve Eşitlik 3.60 kullanıldığında aşağıdaki eşitlik elde edilir:

$$\begin{aligned} E_\phi = -\frac{j\beta m}{k_c^2 r} C_{mn} J_m(k_c r) (-A_1 \sin m\phi + A_2 \cos m\phi) \\ \times (A_3 \cos \beta z + A_4 \sin \beta z) \end{aligned} \quad (3.63)$$

Eşitlik 3.63'e, Eşitlik 3.62'deki sınır koşulu ($z=0$) uygulandığında $A_3 = 0$ bulunur. Aynı sınır koşulu ($z=h$) için uygulandığında yayılım sabiti, β ;

$$\begin{aligned} \sin \beta h = 0 \quad \rightarrow \quad \beta h = p\pi \\ \beta = \frac{p\pi}{h}, \quad p = 0,1,2 \dots \end{aligned} \quad (3.64)$$

şeklinde bulunur. **Diğer bir ifadeyle dalga kılavuzunun fiziksel boyu, elektriksel dalga boyunun yarısının tam katı olmalıdır** [36].

TM_{mnp} modu için rezonans frekansı;

$$\begin{aligned} k_c^2 + \beta^2 = \left(\frac{\chi_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2 = \beta_r^2 = \omega_r^2 \mu \epsilon \\ (f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{\chi_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2}, \quad \begin{array}{l} m = 0,1,2 \dots \\ n = 1,2,3 \dots \\ p = 0,1,2 \dots \end{array} \end{aligned} \quad (3.65)$$

eşitliği kullanılarak hesaplanabilir.

TE_{mnp} moduna ait ifadeler, TM_{mnp} moduna benzer şekilde elde edilebilir. Eşitlik 3.50'de dalga kılavuzu için verilen manyetik alanın z-birleşeni, kavite için yeniden düzenlendiğinde;

$$H_o = C'_{mn} J_m(k_c r) (A'_1 \cos m\phi + A'_2 \sin m\phi) (A'_3 \cos \beta z + A'_4 \sin \beta z) \quad (3.66)$$

elde edilir. Eşitlik 3.66'daki yayılım sabitinin (β) değerini bulmak için kavitenin her iki ucuna eklenen metal plakalar nedeniyle ilave sınır koşulları tanımlanmalıdır. Kavitenin üst ve alt yüzeyindeki plakalardaki yanal manyetik alan birbirine eşit ve sıfırdır. Buna göre:

$$H_r(0 \leq r \leq a, 0 \leq \phi \leq 2\pi, z = 0) = H_r(0 \leq r \leq a, 0 \leq \phi \leq 2\pi, z = h) = 0 \quad (3.67)$$

$$H_\phi(0 \leq r \leq a, 0 \leq \phi \leq 2\pi, z = 0) = H_\phi(0 \leq r \leq a, 0 \leq \phi \leq 2\pi, z = h) = 0 \quad (3.68)$$

TE moduna ait H_r birleşeni için Eşitlik 3.13 ve Eşitlik 3.66 kullanıldığında aşağıdaki eşitlik elde edilir:

$$H_r = -\frac{j\beta}{k_c} C'_{mn} J'_m(k_c r) (A'_1 \cos m\phi + B'_1 \sin m\phi) \times (A'_3 \cos \beta z + A'_4 \sin \beta z) \quad (3.69)$$

Eşitlik 3.69'a, Eşitlik 3.68'deki sınır koşulu ($z=0$) uygulandığında $A'_3 = 0$ bulunur. Aynı sınır koşulu ($z=h$) için uygulandığında yayılım sabiti, β ;

$$\begin{aligned} \sin \beta h = 0 & \rightarrow \beta h = p\pi \\ \beta = \frac{p\pi}{h}, & \quad p = 1, 2, 3 \dots \end{aligned} \quad (3.70)$$

şeklinde bulunur.

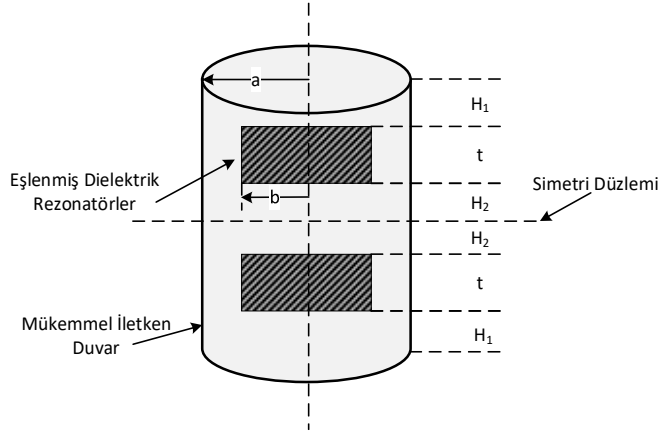
TE_{mnp} modu için rezonans frekansı aşağıdaki şekilde hesaplanabilir:

$$\begin{aligned} k_c^2 + \beta^2 &= \left(\frac{\chi'_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2 = \beta_r^2 = \omega_r^2 \mu \epsilon \\ (f_r)_{mnp} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{\chi'_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2}, \quad \begin{aligned} m &= 0, 1, 2 \dots \\ n &= 1, 2, 3 \dots \\ p &= 1, 2, 3 \dots \end{aligned} \end{aligned} \quad (3.71)$$

4. DİELEKTRİK REZONATÖR YÜKLÜ DAİRESEL KESİTLİ DALGA KILAVUZUNDA ALAN DAĞILIMI VE ANALİZ YÖNTEMİ

4.1. Sınır Koşullarının Tanımı

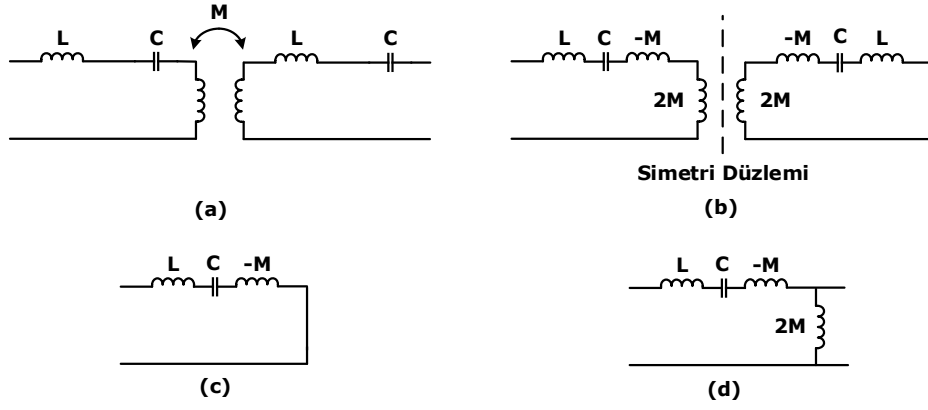
Şekil 4.1'deki eşleme, iki rezonatör yapısındaki alanların ve rezonans frekanslarının sınır değer problemi çözümüne dayalı olarak hesaplanır.



Şekil 4.1. Mükemmel iletken silindirik bir yapı içerisinde yer alan eşlenmiş rezonatörler. Bir rezonatörün simetri düzlemi, mükemmel elektriksel iletken (simetri düzlemi kısa devre) ve mükemmel manyetik iletken duvar (simetri düzlemi açık devre) ile değiştirildiğinde rezonatörün, sırasıyla, f_e ve f_m şeklinde iki tane rezonans frekansı hesaplanır. İstenilen bir mod için eşleme hesaplamaları, bu iki rezonans frekansının hesaplanmasına indirgenebilir [37]. f_e ve f_m bilindiğinde, iki rezonatör arasındaki eşleme (k);

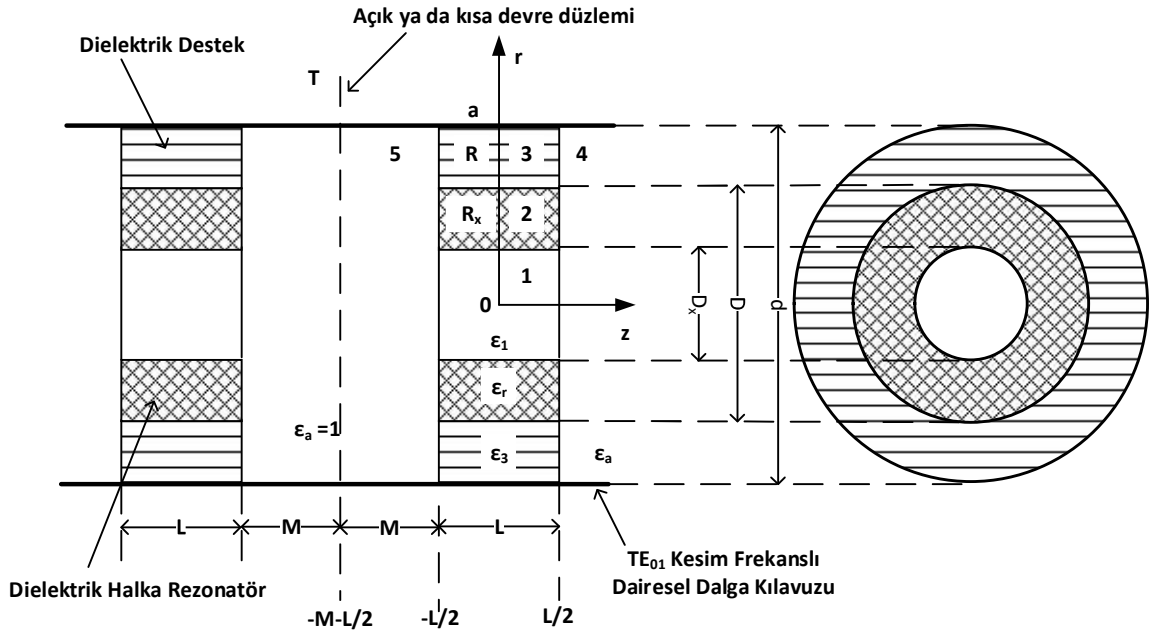
$$k = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad (4.1)$$

eşitliği kullanılarak hesaplanır. Şekil 4.2'de gösterilen eşdeğer devre modeli kullanılarak Eşitlik 4.1 türetilir. f_e ve f_m değerlerini hesaplamak için mod eşleme yöntemi kullanılabilir. Bu yöntemde, bir rezonatörün her bir ucundaki alanlar, bu bölgelerdeki teğet elektrik ve manyetik alanların yok olmasını sağlayan sınır koşullarını karşılayan dalga kılavuzu modlarının (TE_{mn} ve TM_{mn}) doğrusal bir kombinasyonu olarak ifade edilir. Dielektrik yüklü bölgedeki alanlar, dielektrik yüklü dalga kılavuzunun hibrit modlarının doğrusal bir kombinasyonu olarak gösterilir. Her iki bölgedeki azimut alan değişimleri ($\sin m\phi$ ve $\cos m\phi$) aynı olmalıdır.



Şekil 4.2. a-b) İki rezonatörlü filtre için eşdeğer devre modelleri, c) Simetri eksenini, kısa devre (mükemmel elektrik iletken) ile değiştirilmiş, d) Simetri eksenini, açık devre ile değiştirilmiş (manyetik duvar)

Şekil 4.1'deki yapının kesit alanını Şekil 4.3'te gösterilmiştir.



Şekil 4.3. Eşlenik dielektrik halka rezonatörler

Şekil 4.3'e göre sınır koşulları aşağıdaki şekilde özetlenebilir [38]:

- i. 1, 2 ve 3 numaralı bölgelerde H_z ve E_θ 'nin p . birleşenleri, $r=R$ ve $r=R_x$ yüzeylerinde süreklidir.
- ii. $z = L/2$ ve $z = -L/2$ 'de H_r ve E_θ süreklidir.

DR uçlarında teğet elektrik ve manyetik alanların sürekliliğini sağlayan uygun sınır koşullarının uygulanması sonucunda, doğrusal homojen denklemler elde edilir. f_c ve f_m frekansları, sistem determinantını sıfıra eşitlemekten elde edilen denklemin kökleridir:

$$k = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{M}{L} \quad (4.2)$$

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-M)C}} \quad (4.3)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+M)C}} \quad (4.4)$$

DR'nin analizinde manyetik bir duvarın rezonatörü çevrelediği varsayılabilir ve problem homojen olarak doldurulmuş silindirik bir rezonatör olarak düşünülebilir. Manyetik duvar varsayımı, hava dolu bir ortamdaki yüksek dielektrik sabitli bir malzemeden gelen dalganın yansımaya katsayısının yaklaşık olarak 1 alınması gerçeğine dayanmaktadır [13].

Literatürde, DR ile ilgili çalışmalarda genel olarak silindirik yapılarda baskın mod kabul edilen TE_{01δ} kullanılmıştır. Bunun temel nedeni, daha yüksek dereceli modların ve belirli çap/uzunluk oranları için TE_{01δ} moduna göre daha düşük rezonans frekansına sahip olan hibrit modların kullanılması durumunda, parazit modları bastırmanın zor olmasıdır [12].

DR'nin, kavitenin metalik duvarına teması sonucu oluşacak ohmik kayıpları engellemek için rezonatör ile kavite duvarı arasına dielektrik taşıyıcı malzeme konulmaktadır. Q_u hesaplamak için Eşitlik 4.5 kullanılabilir:

$$\begin{aligned} Q_u &= 2\pi \frac{\text{depolanan enerji}}{\text{devir başına enerji kaybı}} \\ &= 2\pi f_r \frac{\text{depolanan enerji}}{\text{kaybedilen güç}} \end{aligned} \quad (4.5)$$

f_r, rezonans frekansını göstermektedir. **Metalik duvarlardan, DR'den ve destek malzemesinden kaynaklı kayıpların toplamı "kaybedilen güç" içerisinde yer almaktadır.**

Q_u değeri, birkaç farklı kaybın birleşimi şeklinde de yazılabilir:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_s} + \frac{1}{Q_c} \quad (4.6)$$

Q_d, Q_s ve Q_c, sırasıyla, DR'nin, dielektrik destek malzemesinin ve iletkenin kaybına bağlıdır [38]:

$$Q_d = \frac{-1}{2A_r \tan \delta} \quad (4.7)$$

$$Q_s = \frac{-1}{2A_s \tan \delta_s} \frac{1}{\delta_s}$$

$$Q_c = \frac{-1}{2A_c} \frac{d}{\delta_{sd}}$$

$\tan \delta$ ve $\tan \delta_s$, sırasıyla, DR'nin ve destek malzemesinin tanjant kayıp değerleridir. A_r , A_s ve A_c sıcaklığa bağlı olarak dielektrik ve metal malzemelerde meydana gelen fiziksel ve elektriksel ufak değişimler nedeniyle rezonans frekansında oluşan küçük kaymalar dikkate alınarak hesaplanan katsayılarıdır. Bunlarla ilgili detaylar [38]'de verilmiştir. δ_{sd} , iletkenin deri kalınlığını (skin depth) göstermekte olup aşağıdaki eşitlik kullanılarak hesaplanmaktadır:

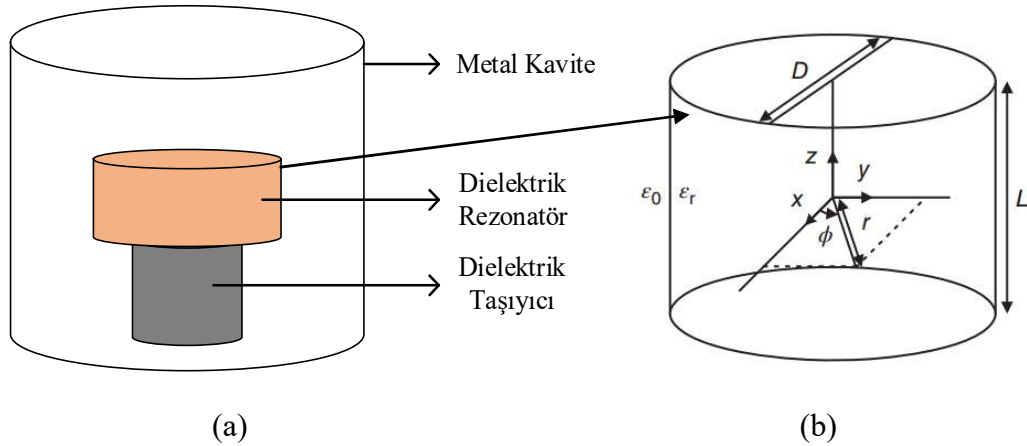
$$\delta_{sd} = (\pi f_o \mu \bar{\sigma} \sigma_o)^{-1/2}$$

$$\bar{\sigma} = \frac{\sigma}{\sigma_o}, \quad \sigma_o = 58 \times 10^6 \text{ (S/m)} \quad (4.8)$$

σ , $\bar{\sigma}$ ve σ_o , sırasıyla, dalga kılavuzu metalinin iletkenlik katsayısını, bağıl iletkenliği ve tavlanmış gümüşün iletkenlik katsayısını göstermektedir [38].

4.2. Alan İfadelerinin Çıkartılması

Şekil 4.4'te dielektrik bir destek üzerine yerleştirilmiş DR, metal bir kavite içerisine konulmuştur.



Şekil 4.4. a) Metal kavite içerisinde yer alan DR, b) DR

DR'nin silindirik simetrisinden dolayı, z yönünde yayılan ($e^{-j\beta z}$) EM alanlarının radyal ve azimut bileşenleri Eşitlik 3.10 – 3.13'ten hesaplanabilir.

Bağıl dielektrik sabiti, havadan çok yüksek olan bir ortamda (DR'de) hareket eden düzlemsel dalga, dielektrik içerisinde havaya göre daha düşük bir karakteristik empedansla karşılaşacaktır. Bu durumda yansıyan dalga ile giden dalga arasındaki ilişki;

$$\bar{E}_{ref} = \bar{E}_{inc} \frac{\eta_o - \eta_D}{\eta_o + \eta_D} \sim \bar{E}_{inc} \quad (4.9)$$

eşitliğine bağlı olarak geri yansıyacaktır. Düzlemsel dalganın serbest uzaydaki karakteristik empedansı 377Ω 'dur.

$$\eta_o = \sqrt{\mu_o/\epsilon_o} = 377\Omega \quad (4.10)$$

Bağıl dielektrik sabiti $\epsilon_r \gg 1$ olan bir dielektrik ortamda hareket eden düzlem dalga çok düşük karakteristik empedansa sahiptir:

$$\eta_D = Z_o / \sqrt{\epsilon_r} \quad (4.11)$$

Elektriksel açık devrelere benzer şekilde, Eşitlik 4.9'daki yakınsama, **manyetik duvar sınır koşulu olarak adlandırılır** ve sınır koşulu analizini önemli ölçüde basitleştirecektir [36]. TE_{mnp} ve TM_{mnp} için alan ifadeleri önceki bölümlerde verilmiştir. Burada dikkat edilmesi gereken konu, Şekil 4.3'teki numaralı bölgelere göre alan ifadeleri yazılırken ilgili bölgenin hava veya dielektrik olduğudur. Örnek verecek olursak H_z , Eşitlik 4.12'yi sağlamalı ve dalga numarası Eşitlik 4.13'teki koşula göre belirlenmelidir:

$$(\nabla^2 + k^2)H_z = 0 \quad (4.12)$$

$$k = \begin{cases} \sqrt{\epsilon_r}k_o & \text{for } |z| < \frac{L}{2} \\ k_o & \text{for } |z| > \frac{L}{2} \end{cases} \quad (4.13)$$

TE_{mnp} modu için H_z , $r=0$ 'da sonlu ve $r=D/2$ 'de (manyetik duvardan dolayı) sıfır olmalıdır. Bu durumda Eşitlik 3.48, yeniden düzenlenecek olursa;

$$H_z = H_o J_n(k_c r) e^{\pm j\beta z} \quad (4.14)$$

elde edilir. TE modu için $E_z=0$ olması durumu ve Eşitlik 4.14, Eşitlik 3.10 – 3.13'ye uygulandığında;

$$E_r = 0 \quad (4.15)$$

$$E_\phi = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial r} = \frac{j\omega\mu H_o}{k_c} J'_n(k_c r) e^{\pm j\beta z} \quad (4.16)$$

$$H_r = -\frac{j\beta}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial r} = \mp \frac{j\beta H_o}{k_c} J'_n(k_c r) e^{\pm j\beta z} \quad (4.17)$$

$$H_\phi = 0 \quad (4.18)$$

denklemleri elde edilir. Buradaki \pm işareti, sırasıyla, $z > L/2$ ve $z < -L/2$ 'yi belirtmek için kullanılmaktadır.

DR'de ($|z| < L/2$), yayılım sabiti gerçektir:

$$\beta = \sqrt{\varepsilon_r k_o^2 - k_c^2} = \sqrt{\varepsilon_r k_o^2 - (\chi_{mn}/a)^2} \quad (4.19)$$

Dalga (yalın (intrinsic)) empedans değeri ise;

$$Z_D = \frac{E_\phi}{H_r} = \frac{\omega \mu_o}{\beta} \quad (4.20)$$

şeklinde hesaplanır.

DR dışında yani hava ortamında ($|z| > L/2$), yayılım sabiti sanaldır:

$$\alpha = \sqrt{k_c^2 - k_o^2} = \sqrt{(\chi_{nm}/a)^2 - k_o^2} \quad (4.21)$$

Hava ortamındaki dalga empedans değeri de sanal olup;

$$Z_a = \frac{j\omega \mu_o}{\alpha} \quad (4.22)$$

şeklinde hesaplanır. $|z| > L/2$ için alan dağılımları;

$$E_\phi = \frac{j\omega \mu_o H_o}{k_c} J'_n(k_c r) e^{-\alpha|z|} \quad (4.23)$$

$$H_r = \pm \frac{j\beta H_o}{k_c} J'_n(k_c r) e^{-\alpha|z|} \quad (4.24)$$

ile ifade edilebilir. $z=0$ çevresinde en küçük modun H_z ve E_ϕ alan dağılımları, simetriden dolayı çift fonksiyon olacaktır. Bu durumda en küçük mod olan $TE_{01\delta}$ 'nin $|z| < L/2$ 'deki teğet alanları;

$$E_\phi = A J'_o(k_c r) \cos(\beta z) \quad (4.25)$$

$$H_r = -\frac{jA}{Z_D} J'_o(k_c r) \sin(\beta z) \quad (4.26)$$

şeklinde düzenlenebilir. Aynı şekilde $|z| > L/2$ 'de ise alan ifadeleri aşağıdaki eşitlikler gösterilebilir:

$$E_\phi = BJ'_o(k_c r)e^{-\alpha|z|} \quad (4.27)$$

$$H_r = \pm \frac{B}{Z_a} J'_o(k_c r)e^{-\alpha|z|} \quad (4.28)$$

$z = L/2$ 'deki (veya $z = -L/2$) teğet alanlar birbirine eşit olmalıdır. Buna göre Eşitlik 4.25 ile 4.27 ve Eşitlik 4.26 ile 4.28 birbirine eşitlenirse;

$$A \cos\left(\frac{\beta L}{2}\right) = B e^{-\alpha L/2} \quad (4.29)$$

$$-\frac{jA}{Z_D} \sin\left(\frac{\beta L}{2}\right) = \frac{B}{Z_a} e^{-\alpha L/2} \quad (4.30)$$

elde edilir. Eşitlik 4.29(4.29), Eşitlik 4.30'a bölünürse;

$$-jZ_a \sin\left(\frac{\beta L}{2}\right) = Z_D \cos\left(\frac{\beta L}{2}\right) \quad (4.31)$$

eşitliği bulunur. Eşitlik 4.20 ve 4.22(4.20), Eşitlik 4.31(4.31)'de kullanılırsa;

$$\tan\left(\frac{\beta L}{2}\right) = \frac{\alpha}{\beta} \quad (4.32)$$

elde edilir. Eşitlik 4.19 ve 4.21, Eşitlik 4.32'de kullanıldığında, **k_o için çözüm yapılarak rezonans frekansı hesaplanabilir.**

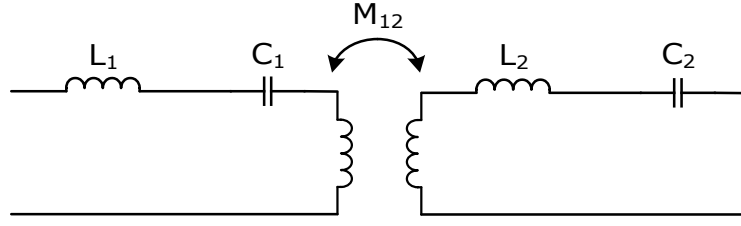
5. ÇİFT MODLU FİLTRE SENTEZİ

5.1. Eşleme Matrisi Sentezi

Filtre tasarımında **klasik devre sentezi** ve **doğrudan eşleme matrisi yaklaşımı** olmak üzere iki yöntem vardır. Bu tez çalışmasında eşleme matrisi yaklaşımı kullanılacaktır. Filtre tasarımının ilk aşamasında filtre özelliklerinin yani filtre tipinin (Chebyshev, Butterworth gibi), geri dönüş kaybının, kutup sayısının ve geçiş sıfırlarının konumları belirlenir. Bu özellikler, filtrenin karakteristik polinomlarının elde etmek için kullanılmaktadır. Bant dışında yüksek bastırma değerlerine ihtiyaç duyulduğunda filtrenin derecesi arttırılmaktadır. Bununla birlikte geçiş bandının sağına ve soluna eklenen geçiş sıfırları ile bastırma değerleri arttırılabilmektedir. Eşleme matrisi elde edildikten sonra mikroşerit, dalga kılavuzu veya DR filtre gibi istenilen farklı fiziksel yapılar da filtreler gerçekleştirilir. Üretimden önce filtrenin hesaplanan boyutlarının bir EM simülasyon programıyla optimize edilmesi gerekmektedir. Buna rağmen üretilen filtre, istenilen frekans karakteristiğini sağlamayabilmektedir. Tasarım aşamasında filtreye eklenen ayar mekanizmaları (burada ayar vidası) kullanılarak, filtre istenilen karakteristiği sağlayabilecek duruma getirilebilmektedir. Aksi durumda tasarım aşamasına dönülerek, ölçüm sonuçları da dikkate alınarak, filtrenin yeniden tasarlanması gerekir.

Eşleme matrisi yaklaşımında dikkat edilmesi gereken husus, her eşleme matrisinin her filtre teknolojisi ve türü için uygun olmayabileceğidir. Bu nedenle eşleme matrisinin bir dizi benzerlik dönüşümü ile istenilen filtrenin tipine ve teknolojisine uyumlandırılması gerekebilir [39]. Eşleme matrisi ile ilgili detaylar [13]'te verilmiştir. Bu tez çalışmasında tasarlanan filtre boyutları, CST'deki 3B EM benzetimleri öncesi, [13]'te verilen yaklaşımlar kullanılarak hazırlanan Matlab kodu ile hesaplanmıştır.

Eşleme matrisi yaklaşımı ilk olarak [40]'da önerilmiştir. Bu yöntemin en büyük avantajı, filtrenin **kaynak/yük eşleme açıklığı** ve **çapraz iris boyutları** gibi bazı fiziksel özelliklerinin, eşleme matrisi elemanlarıyla ilişkili olmasıdır. Şekil 5.1'deki yapıda, 2 rezonatörlü bir filtrenin eşleme matrisi devre modeli verilmiştir [1]:



Şekil 5.1. İki rezonatörlü filtre için eşleme matrisi devre modeli

Gerçek frekans değişkeni olan ω ile karmaşık frekans değişkeni olan s arasında $s=j\omega$ ilişkisi vardır. Birbiri ile eşleşmiş N tane rezonatörden oluşan herhangi iki portlu kayıpsız filtre ağı için transfer ve yansıma fonksiyonları, iki tane N 'inci derece polinomun oranı olarak ifade edilebilir [13]:

$$S_{11}(\omega) = \frac{F_n(\omega)}{K_R E_n(\omega)} \quad (5.1)$$

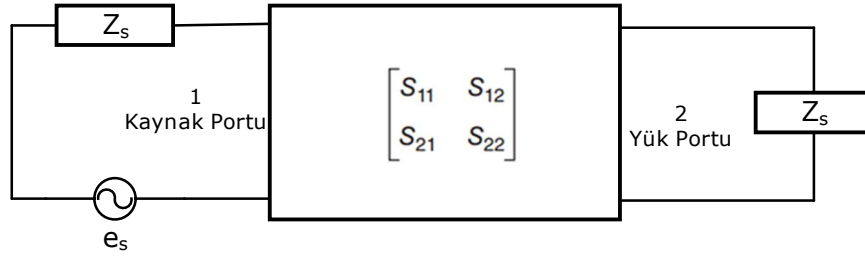
$$S_{21}(\omega) = \frac{P_n(\omega)}{K E_n(\omega)} \quad (5.2)$$

$$K = \frac{1}{\sqrt{10^{RL} - 1}} \left| \frac{P_n(\omega)}{F_n(\omega)/K_R} \right|_{\omega=\pm 1} \quad (5.3)$$

$$\frac{1}{K^2} + \frac{1}{K_R^2} = 1, \quad s = \pm j\infty \text{ için} \quad (5.4)$$

Eşitlik 5.3'teki RL , dB cinsinden geri dönüş kaybını ifade etmektedir.

K sabiti, Chebyshev transfer fonksiyonunda, S_{21} 'i $\omega=1$ rad/s'de seçilen eş dalgalanma (equiripple) düzeyine normalize etmek amacıyla kullanılmaktadır. $E_n(s)$, n . dereceden bir polinom olup $e_0, e_1, e_2, \dots, e_n$ kompleks katsayılarına sahiptir. Aynı şekilde $F_n(s)$ de n . dereceden bir polinom olup $f_0, f_1, f_2, \dots, f_n$ kompleks katsayılarına sahiptir. $P_n(s)$, n_{fz} derecesinden bir polinomdur. Burada n_{fz} , FTZ sayısını göstermektedir. $K_R, E_n(s)$ ve $F_n(s)$ polinomlarının en yüksek dereceli katsayılarını 1'e normalize (e_n ve $f_n = 1$) etmek için kullanılmaktadır. $F_n(s)$ 'in kökleri $S_{11}(s)$ 'in sıfırlarıdır. Başka bir ifadeyle, mükemmel iletimin olduğu noktalar. $F_n(s)$ ve $P_n(s)$, normalize edilerek, sırasıyla, $|S_{11}(s)| \leq 1$ ve $|S_{21}(s)| \leq 1$ koşulları sağlanmış olur [13].



Şekil 5.2. İki portlu network yapısı

Şekil 5.2'deki iki portlu bir network yapısında eşleme matrisi:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

şeklinde ifade edilebilir. a_1 ve a_2 , port 1 ve 2'ye gelen voltaj dalgasını; b_1 ve b_2 ise port 1 ve 2'den yayılan voltaj dalgasını göstermektedir. Şekil 5.2'deki yapının pasif, kayıpsız ve karşılıklı (reciprocal) olduğu varsayılırsa, S-parametresi matrisinden iki tane enerji korunumu denklemi elde edilir [13]:

$$\begin{aligned} S_{11}(s)S_{11}(s)^* + S_{21}(s)S_{21}(s)^* &= 1 \\ S_{22}(s)S_{22}(s)^* + S_{12}(s)S_{12}(s)^* &= 1 \end{aligned} \quad (5.6)$$

Tek (unique) diklik denklemi;

$$S_{11}(s)S_{12}(s)^* + S_{21}(s)S_{22}(s)^* = 0 \quad (5.7)$$

şeklinde yazılabilir ve S-parametreleri, frekans değişkeninin ($s=j\omega$) bir fonksiyonu olarak kabul edilir. $P_n(s)$, $E_n(s)$ ve $F_n(s)$ polinomlarının en yüksek dereceli katsayıları 1 olacak şekilde normalize edilirken ilave olarak eğer $(n-n_{fz})$ çift bir tam sayı ise $P_n(s)$ polinomu, Eşitlik 5.7'yi sağlanması için "j" ile çarpılır.

Teklik (unitary) koşulu S-matrisi formunda gösterilebilir [13]:

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{E_n(s)} \begin{bmatrix} F_n(s)/K_R & jP_n(s)/K \\ jP_n(s)/K & (-1)^n F_n(s)/K_R \end{bmatrix} \quad (n-n_{fz}) \text{ çift ise} \quad (5.8)$$

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{E_n(s)} \begin{bmatrix} F_n(s)/K_R & P_n(s)/K \\ P_n(s)/K & (-1)^n F_n(s)/K_R \end{bmatrix} \quad (n-n_{fz}) \text{ tek ise} \quad (5.9)$$

Bir Chebyshev fonksiyonunun tüm yansıma sıfırları ω -düzleminin reel ekseninde olduğundan kayıpsız bir filtre yapısı için kutup (pole) formülü;

$$\begin{aligned}
S_{21}(\omega)S_{21}(\omega)^* &= \frac{P_n(\omega)P_n(\omega)^*}{K^2E_n(\omega)E_n(\omega)^*} \\
&= \frac{1}{\left[1 - j\frac{K}{K_R}kC_n(\omega)\right]\left[1 + j\frac{K}{K_R}kC_n(\omega)^*\right]}
\end{aligned} \tag{5.10}$$

şeklinde yazılabilir. Eşitlik 5.10'daki k bir sabit olup, $kC_n(\omega) = \frac{F_n(\omega)}{P_n(\omega)}$ ile ifade edilebilir [13].

İdeal bir filtrede, tüm geçiş bandında sıfır kayıp olamaz. Sonlu sayıda frekansta sıfır kayıp olması mümkündür. Bu tür frekanslara **yansıma sıfırları** denir. Benzer şekilde, kaybın sonsuz olduğu ve güç iletiminin olmadığı durdurma bandı frekansları **iletim sıfırları** olarak adlandırılır.

Eşleme matrisi sentez prosedürü, transfer fonksiyonunun iletim sıfırları ile normalize edilmesi ile başlamaktadır. Buna bağlı olarak öncelikle $E_n(s)$, $P_n(s)$ ve $F_n(s)$, iletim sıfırları cinsinden belirlenmelidir. Eşlenik rezonatör kavite yapısında, giriş ve çıkış portları arasında doğrudan eşleme mümkün olmadığından transfer fonksiyonu en az $(n-2)$ tane FTZ'ye sahip olabilmektedir. Kalan sıfırlar sonsuza yerleştirilir. Ayrıca, $P_n(s)$ ve $F_n(s)$ 'nin gerçek katsayıya sahip olması için, öngörülen iletim sıfırlarının S-düzleminin sanal eksenini etrafında simetrik olması gerekir. Tipik olarak kayıpsız bir yapıda yansıma ve transfer fonksiyonlarının kareleri toplamı 1'dir, [13]:

$$S_{11}^2(\omega) + S_{21}^2(\omega) = 1 \tag{5.11}$$

$$\begin{aligned}
S_{11}(s)S_{11}^*(s) + S_{21}(s)S_{21}^*(s) &= 1 \\
\frac{F(s)F(s)^*}{K_R^2} + \frac{P(s)P(s)^*}{K^2} &= E(s)E(s)^*
\end{aligned} \tag{5.12}$$

$$\begin{aligned}
S_{21}^2(\omega) &= \frac{1}{1 + K^2C_n^2(\omega)} \\
&= \frac{1}{(1 + jKC_n(\omega))(1 - jKC_n(\omega))}
\end{aligned} \tag{5.13}$$

$$C_n = \frac{F_n(\omega)}{P_n(\omega)} \tag{5.14}$$

C_n , genel Chebyshev karakteristiğinde n . derecedeki filtreleme işlevi olarak tanımlanır:

$$C_n(\omega) = \left[\sum_{i=1}^n \cosh^{-1}(x_i) \right] \tag{5.15}$$

x_i , i . geçiş sıfırını ω_i ile

$$x_i = \frac{\omega - 1/\omega_i}{1 - \omega/\omega_i} \quad (5.16)$$

$$C_n(\omega)|_{\omega_i \rightarrow \infty} = \cosh[n \cosh^{-1}(\omega)]$$

eşitliğiyle ilişkilidir.

Chebyshev fonksiyonuna göre:

$$C_n(\omega) = \cosh \left[\sum_{i=1}^n \ln(a_i + b_i) \right] \quad (5.17)$$

$$a_i = x_i \text{ ve } b_i = \sqrt{x_i^2 - 1} \quad (5.18)$$

$$\begin{aligned} C_n(\omega) &= \frac{1}{2} \left[\exp \left(\sum \ln(a_i + b_i) \right) \right. \\ &\quad \left. + \exp \left(- \sum \ln(a_i + b_i) \right) \right] \quad (5.19) \\ &= \frac{1}{2} \left[\prod_{i=1}^n (a_i + b_i) + 1 / \prod_{i=1}^n (a_i + b_i) \right] \end{aligned}$$

Eşitlik 5.19'un ikinci teriminin pay ve paydası, $(\prod_{i=1}^n (a_i - b_i))$ ile çarpıldığında;

$$C_n(\omega) = \frac{F_n(\omega)}{P_n(\omega)} = \frac{1}{2} \left[\prod_{i=1}^n (a_i + b_i) + \prod_{i=1}^n (a_i - b_i) \right] \quad (5.20)$$

elde edilir. Bu çarpımda $\prod_{i=1}^n (a_i^2 - b_i^2) = 1$ olduğu unutulmamalıdır. Eşitlik 5.18, Eşitlik 5.20'de kullanıldığında;

$$\begin{aligned} C_n(\omega) &= \frac{F_n(\omega)}{P_n(\omega)} = \frac{1}{2} \frac{[\prod_{i=1}^n (c_i + d_i) + \prod_{i=1}^n (c_i - d_i)]}{\prod_{i=1}^n (1 - \omega/\omega_i)} \quad (5.21) \\ c_i &= \omega - 1/\omega_i, d_i = \sqrt{(\omega^2 - 1) \left(1 - 1/\omega_i^2\right)} \end{aligned}$$

bulunur. Eşitlik 5.21'den bulunan asimetrik geçiş sıfırları kullanılarak $F_n(\omega)$ polinomunun elde edilebileceği tekrarlamalı bir teknik geliştirilebilir:

$$F_n(\omega) = \frac{1}{2} \left[\underbrace{\prod_{i=1}^n (c_i + d_i)}_{G_n(\omega)} + \underbrace{\prod_{i=1}^n (c_i - d_i)}_{G'_n(\omega)} \right] \quad (5.22)$$

$$G_n(\omega) = \prod_{i=1}^n \left[(\omega - 1/\omega_i) + \sqrt{(\omega^2 - 1) \left(1 - 1/\omega_i^2\right)} \right] \quad (5.23)$$

$$= U_n(\omega) + V_n(\omega)$$

$$U_n(\omega) = u_0 + u_1\omega + u_2\omega^2 + \dots + u_n\omega^n$$

$$V_n(\omega) = \sqrt{(\omega^2 - 1)}(v_0 + v_1\omega + v_2\omega^2 + \dots + v_n\omega^n) \quad (5.24)$$

$$G'_n(\omega) = \prod_{i=1}^n \left[(\omega - 1/\omega_i) - \sqrt{(\omega^2 - 1) \left(1 - 1/\omega_i^2\right)} \right] \quad (5.25)$$

Eşitlik 5.23 – 5.24'te gösterildiği gibi tanımlanan ilk geçiş sıfırı kullanılarak $G_1(\omega)$ bulunur:

$$G_1(\omega) = (c_1 + d_1) \quad (5.26)$$

Tanımlanan ikinci geçiş sıfırlarına karşılık gelen terimler G_1 ile çarpılarak tekrarlamalı işlem yapılmış olur:

$$G_2(\omega) = G_1(\omega)(c_2 + d_2) \quad (5.27)$$

Sonraki geçiş sıfırları için de aynı şekilde tekrarlamalı işleme devam edilir. $G'_n(\omega)$ için de aynı işlemler yapılır. $F_{n+1}(\omega)$ için tekrarlamalı işlem yapılarak [41];

$$F_{n+1}(\omega) = -F_{n-1} \left(1 - \omega/\omega_n\right)^2 \sqrt{\left[\frac{1 - 1/\omega_{n+1}^2}{1 - 1/\omega_n^2}\right]} + F_n(\omega) * \quad (5.28)$$

$$\left[\omega - 1/\omega_{n+1} + (\omega - 1/\omega_n) \sqrt{\left[\frac{1 - 1/\omega_{n+1}^2}{1 - 1/\omega_n^2}\right]} \right]$$

eşitliği elde edilir. $F_0(\omega) = 1$ ve $F_1(\omega) = \omega - 1/\omega_1$ 'dir. [12]'de tekrarlamalı yöntem (N-1) döngü sonrasında $F_n(\omega)$ 'nın $U_n(\omega)$ 'ya eşit olacağı belirtilmiştir. **Bu durumda $F_n(\omega)$ 'nın sıfırları, $U_n(\omega)$ 'nın kökleri bulunarak hesaplanabilmektedir.**

$P_n(\omega)$ ifadesi [13]'te şu şekilde verilmiştir:

$$P_n(\omega) = \prod_{i=1}^{n_{fz}} (\omega - \omega_i) \quad (5.29)$$

$n_{fz} = 0$ olduğu durumda $P_n(\omega)=1$ 'dir.

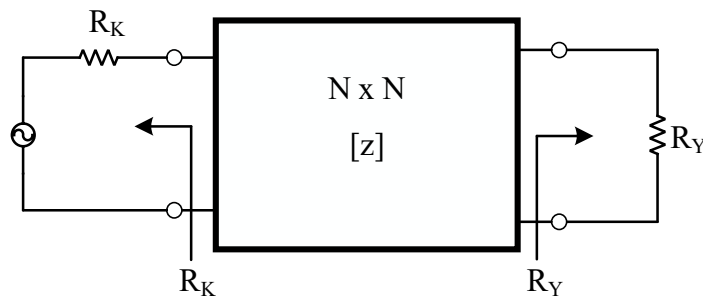
İstenilen geri dönüş kaybına (RL) ve geçiş sıfırlarının konumuna göre hesaplanan P_n , F_n ve P_n polinomları kullanılarak 2-portlu filtre yapısının S-parametreleri elde edilir. Sonraki aşamada ise $N \times N$ veya $N+2$ eşleme matrisi, doğrudan metot ile sentezlenir. Her iki durumda da yaklaşım, iki portlu kısa devre admitans parametresini formüle etmektir [42]:

- i. İstenilen transfer ve yansıma karakteristiklerini oluşturmaya yarayan $F_n(s)/K_R$, $P_n(s)/K$, $E_n(s)$ polinomlarının katsayıları kullanılır.
- ii. Eşleme matrisi elemanları kullanılır. Eşleme matris elemanları; transfer ve yansıma polinomlarının katsayıları ile ilişkilidir.

$N+2$ eşleme matrisini sentezlemek için, tüm yapı için 2-portlu kısa devre admitans matrisini $[Y_n]$ oluşturmak gerekmektedir. Bunun için iki farklı yol vardır. Birinci yöntemde eşleme matrisi, modellenecek olan filtrenin karakteristiğini belirleyen S_{21} ve S_{11} transfer ve yansıma polinomlarının katsayılarından elde edilir. İkinci yöntemde ise filtre yapısının devre modeli elemanlarından bulunur. Her iki metot ile bulunan $[Y_n]$ matris elemanları birbiri ile eşitlendiğinde, S_{21} ve S_{11} transfer ve yansıma katsayıları ile orantılı oldukları görülür [42].

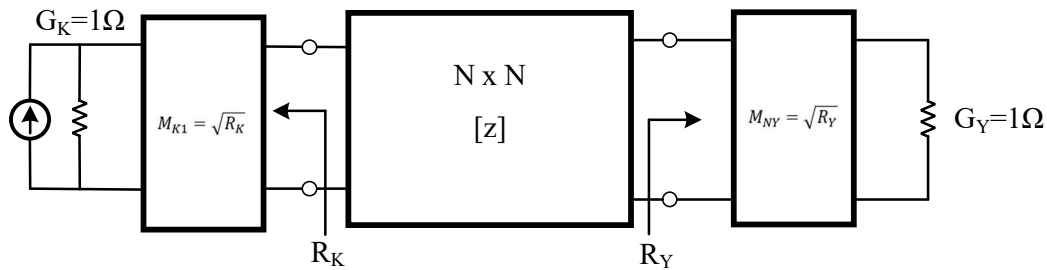
$N \times N$ ve $N+2$ matrisleri arasındaki fark şu şekilde açıklanabilir [13]:

- **$N \times N$:** Bu matris, Şekil 5.3, bir filtre yapısının rezonatörleri arasındaki karşılıklı eşlemelerin değerini içermektedir. Eğer ardışık olarak numaralandırılmış rezonatörler ($M_{i,i+1}$) arasında eşleme varsa, buna “**ana hat eşlemesi**” denir. Köşegen elemanlar ($M_{i,i}$) sıfırdan farklı ise buna “**öz eşleme**” ve bu iki eşleme dışında kalan tüm eşlemelere “**çapraz eşleme**” denir.

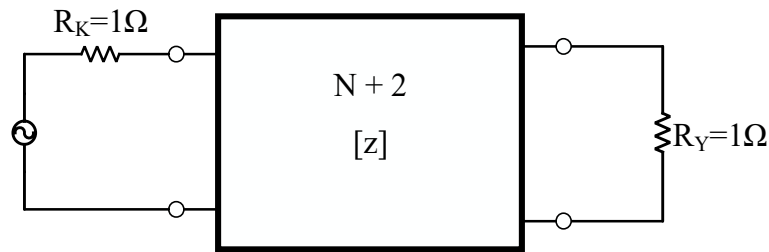


Şekil 5.3. R_K ve R_Y rezonatörleri arasında yer alan $N \times N$ empedans eşleme matrisi

- **N+2:** $(N+2) \times (N+2)$ eşleme matrisi genel olarak $N+2$ şeklinde ifade edilmektedir. Şekil 5.3'te yer alana $N \times N$ matris devre modelinin giriş ve çıkışlarına empedans çeviricileri eklenerek, R_K ve R_Y empedansları 1'e normalize edilir, Şekil 5.4.a. Bu sayede sonlandırma amaçlı kullanılan dirençler, iletken (conductance) dönüştürülür, ($G_K = 1/R_K$ ve $G_S = 1/R_S$). Ayrıca her iki yanına çeviriciler eklenen $[z]$ empedans matrisi, $[y]$ admitans matrisine dönüştürülebilir. Buradaki amaç devrenin Thévenin ya da Norton modeline dönüşümünü kolaylaştırmaktır. Eklenen çevirici değerleri, $N \times N$ eşleme matrisinin üst ve altına birer satır, sağ ve soluna da birer sütun eklenerek eşleme matrisi içerisine dahil edilir. Bu durumda matris boyutu $N+2$ olur, Şekil 5.4.b.



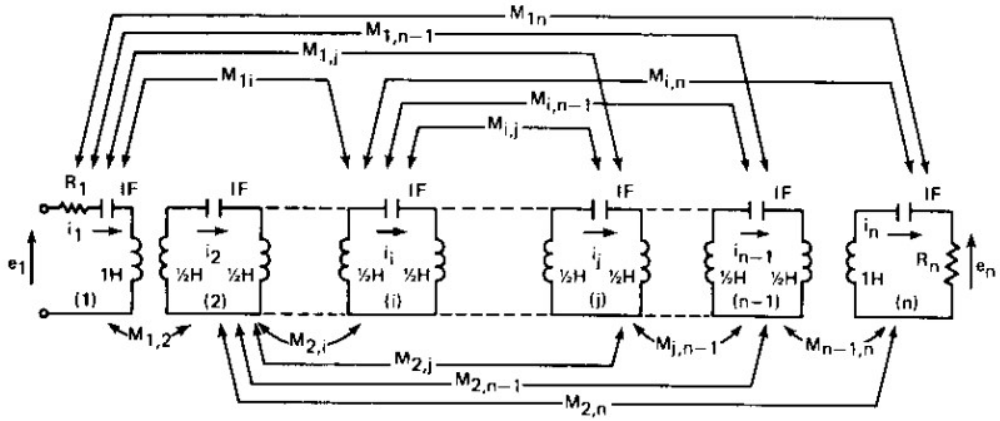
(a)



(b)

Şekil 5.4. a) Çeviriciler eklenerek $N \times N$ eşleme matrisi modelindeki R_K ve R_Y rezonatörlerinin normalize edilmesi, b) Normalize R_K ve R_Y rezonatörleri arasında yer alan $N+2$ empedans eşleme matrisi

Şekil 5.5'te dirençlerle sonlandırılmış kayıpsız kaviteleden oluşan 2 portlu bir ağ yapısı verilmiştir. Filtre sentezi için bu yapı kullanılacaktır. Burada tüm kaviteleser, normalize edilmiş merkez frekansına ($\omega_0 = 1 \text{ rad/s}$) göre ayarlanmıştır.



Şekil 5.5. Eşlenik kavitelerden oluşan genel 2 portlu ağ yapısı

Kavite ağının giriş ve çıkışı, sırasıyla, 1 ve n numaralı kavitelerden yapılmaktadır. i . ve j . kavite arasındaki eşleme katsayısı M_{ij} ile gösterilmekte olup M_{ij} frekanstan bağımsız gerçek (pozitif, negatif veya sıfır) bir sayıdır [24]. Şekil 5.5'teki i . kavite rezonatörün rezonans frekansı $f_i = f_o + \Delta f_i$ şeklindedir. f_o , filtrenin merkez frekansı olup ω_o açısal frekansına karşılık gelmektedir. Normalize açısal frekans (ω), ω_o ve bant genişliği ($\Delta\omega$) ile;

$$\omega = \frac{\omega_o}{\Delta\omega} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \quad (5.30)$$

şeklinde ilişkilidir [43].

Şekil 5.5'te k . kavitedeki kapalı devre akımı I_k ise kapalı devre denklemi;

$$\left[R_1 \delta_{1i} + R_n \delta_{ni} + j \left(\omega - \frac{1}{\omega} \right) \right] I_i + j \sum_{k=1, k \neq i}^n M_{ik} I_k = e_1 \delta_{1i} \quad (5.31)$$

$i=1,2,3,\dots,n$

şeklinde ifade edilebilir. Eşitlikteki R_1 ve R_n , sırasıyla, kaynak ve yükün direnç değerini, δ_{ij} Kronecker deltasını ve e_1 ise giriş voltajını göstermektedir. Eşitlik 5.31 aşağıdaki eşitlikteki gibi sadeleştirilebilir:

$$[\omega U - jR + M][I] = [A][I] = -j[e] \quad (5.32)$$

Eşitlik 5.32'deki $[U]$ birim matrisini, $[R]$ sadece giriş (R_1) ve çıkış (R_n) dirençleri sıfır olmayan bir matrisi ve $[M]$ ise simetrik kare eşleme matrisini göstermektedir. $[e]$, uyarım vektörü olup devrik matrisi $[e]^t = [1, 0, 0 \dots 0]$ şeklinde ifade edilmektedir [43]. $[I]$ vektör akımının çözümü:

$$[I] = -j[A^{-1}][e] \quad (5.33)$$

Bu eşitlik kullanılarak 2 tane kavite rezonatöre sahip yapı için iletim ve yansımaya katsayıları;

$$S_{21} = 2\sqrt{R_1 R_2} I_n = -2j\sqrt{R_1 R_2} [A^{-1}]_{n1} \quad (5.34)$$

$$S_{11} = 1 - 2R_1 I_1 = 1 + 2jR_1 [A^{-1}]_{11} \quad (5.35)$$

ile hesaplanabilir [43].

5.2. Eşleme Matrisi İndirgeme Yöntemi

Önceki bölümde anlatılan sentezleme yöntemi ile elde edilen eşleme matrisinin (M) elemanları genel olarak sıfırdan farklı değerlere sahip olacaktır. **Elektriksel olarak asimetrik filtre yapıları için eşleme matrisinin sıfıra eşit olmayan köşegen elemanları, her bir rezonansın (asenكرون olarak ayarlanmış) merkez frekansından saptığını göstermektedir.** M matrisinin sıfır olmayan diğer elemanları ise ilgili rezonatörler veya rezonatör-sonlandırma düğümü arasında eşleme olduğunu ifade etmektedir. Bu durumun uygulanması mümkün olmadığı için en az sayıda eşleme ile daha uygun bir eşleme matrisi formu elde edilene kadar bir dizi benzerlik dönüşümü (rotasyon da denilmektedir) ile gereksiz görülen eşlemelerin matristen çıkartılması gerekmektedir. Benzerlik dönüşümleri kullanıldığında eşleme matrisin öz değerleri ve öz vektörleri korunmaktadır. Yani dönüşümden elde edilen matris ile orijinal matris, aynı transfer ve yansımaya özelliklerini vermektedir [13].

$N \times N$ 'lik eşleme matrisine (\mathbf{M}_0) benzerlik dönüşümü, \mathbf{M}_0 'ın bir $N \times N$ 'lik dönme matrisi \mathbf{R} ve onun devriği \mathbf{R}^t ile, sırasıyla, önden ve sondan çarpılmasıyla gerçekleştirilir:

$$\mathbf{M}_r = \mathbf{R}_r \cdot \mathbf{M}_{r-1} \cdot \mathbf{R}_r^t \quad r = 1, 2, 3, \dots, R \quad (5.36)$$

\mathbf{M}_0 orijinal eşleme matrisi, \mathbf{M}_1 dönüşüm sonrası elde edilen matris ve \mathbf{R} , rotasyon matrisidir. \mathbf{R} matrisinin pivotu $[i, j]$ ($i \neq j$);

$$\begin{aligned} R_{ii} &= R_{jj} = \cos \theta_r & (i, j \neq 1 \text{ veya } N) \\ R_{ji} &= -R_{ij} = \sin \theta_r & (i, j \neq 1 \text{ veya } N) \end{aligned} \quad (5.37)$$

eşitliklerini ifade etmektedir. θ_r , rotasyon açısıdır [12].

Rotasyon matrisi ve matrisin pivotu, Şekil 5.6'da örnek olarak gösterilmektedir:

	1	2	3	4	5	6	7
1	1						
2		1					
3			R_{ii}		$-R_{ij}$		
4				1			
5			R_{ji}		R_{jj}		
6						1	
7							1

Şekil 5.6. 7.derece rotasyon matrisi R_r ve pivot [3,5], örnek model

Bir eşleme matrisi \mathbf{M}_{r-1} 'ye pivot [i, j] ve $\theta_r (\neq 0)$ açısının benzerlik dönüşümü uygulandığında, elde edilen matris \mathbf{M}_r 'nin i ve j satırlarındaki ve i ve j sütunlarındaki elemanların değeri, \mathbf{M}_{r-1} 'deki karşılık gelen eleman değerlerine göre değişir. \mathbf{M}_r 'nin i veya j satırındaki veya sütunundaki k'ninci öğesinin eleman değeri (pivotun ($k \neq i, j$) çapraz noktalarında değil) aşağıdaki eşitliklere göre değişir [13]:

$$M'_{ik} = c_r M_{ik} - s_r M_{jk} \quad i\text{'ninci satırdaki eleman için} \quad (5.38)$$

$$M'_{jk} = s_r M_{ik} + c_r M_{jk} \quad j\text{'ninci satırdaki eleman için} \quad (5.39)$$

$$M'_{ki} = c_r M_{ki} - s_r M_{kj} \quad i\text{'ninci sütundaki eleman için} \quad (5.40)$$

$$M'_{kj} = s_r M_{ki} + c_r M_{kj} \quad i\text{'ninci sütundaki eleman için} \quad (5.41)$$

$\cos \theta_r = c_r$ ve $\sin \theta_r = s_r$ 'dir. Çapraz pivot noktalarındaki (M_{ii} , M_{jj} ve M_{ij} ($=M_{ji}$)) elemanların hesaplanması için;

$$M'_{ii} = c_r^2 M_{ii} - 2s_r c_r M_{ij} + s_r^2 M_{jj} \quad (5.42)$$

$$M'_{jj} = s_r^2 M_{ii} + 2s_r c_r M_{ij} + c_r^2 M_{jj} \quad (5.43)$$

$$M'_{ij} = M_{ij}(c_r^2 - s_r^2) + s_r c_r (M_{ii} - M_{jj}) \quad (5.44)$$

eşitlikleri kullanılabilir. Burada $s_r = \sin \phi$

Matris indirgeme işlemi için kullanılacak benzerlik dönüşümünün iki özelliği şu şekildedir [13]:

- i. Sadece pivot $[i, j]$ 'nin i ve j satırlarındaki ve sütunlarındaki öğeler dönüşümden etkilenmektedir (açısı $\theta_r \neq 0$ olması koşuluyla). Diğerleri önceki değerlerinde kalmaktadır.
- ii. Bir pivotun satırları ve sütunları boyunca birbirine bakan iki öğenin ikisi de dönüşümün uygulanmasından önce sıfırsa, dönüşümden sonra yine sıfır olacaktır.

Eşitlik 5.42 – 5.44, eşleme matrisindeki belirli elemanları yok etmek (sıfır) için kullanılabilir. Örneğin sıfır olmayan M_{15} elemanını (aynı şekilde M_{51}) yok etmek için eşleme matrisine, $\theta_1 = -\tan^{-1}(M_{15}/M_{13})$ rotasyon açısı kullanılarak pivot $[3, 5]$ 'te dönüşüm işlemi uygulanır [13].

Pivot $[i, j]$ 'de rotasyon uygulanarak eşleme matrisindeki belirli elemanları yok etmek için kullanılacak rotasyon açıları aşağıda verilmiştir [13]:

$$\begin{aligned}
\theta_r &= \tan^{-1}(M_{ik}/M_{jk}) & i\text{'nci satırdaki } k\text{'ncinci eleman için } (M_{ik}) \\
\theta_r &= -\tan^{-1}(M_{jk}/M_{ik}) & j\text{'nci satırdaki } k\text{'ncinci eleman için } (M_{jk}) \\
\theta_r &= \tan^{-1}(M_{ki}/M_{kj}) & i\text{'nci sütundaki } k\text{'ncinci eleman için } (M_{ki}) \\
\theta_r &= -\tan^{-1}(M_{kj}/M_{ki}) & j\text{'nci sütundaki } k\text{'ncinci eleman için } (M_{kj})
\end{aligned} \tag{5.45}$$

5.3. Kavite Boyutlarının Hesaplanması

Genel kavite yapısında, kavitenin her iki ucunda elektrik ve manyetik eşleme, kavite ortasında elektrik eşleme olarak üç tip eşleme mevcuttur. Kavitler arası eşleme katsayısı;

$$M_{ij} = \frac{q\lambda_o^2}{h^3 3R_o^2} \tag{5.46}$$

şeklinde hesaplanabilir [40]. Bu eşitlikteki değişkenlerin tanımları şu şekildedir:

q : M_{ij} manyetik eşleme ise, açıklığın manyetik polarizasyonu (M)

M_{ij} elektrik eşleme ise, açıklığın elektriksel polarizasyonu (P)

λ_o : serbest uzay dalga boyu

h : kavite boyu

R_o : kavitenin yarıçapı

Eğer kaynak/yük eşleme açıklığının boyutları, serbest uzay dalga boyuna göre karşılaştırılabilir büyüklükte ise açıklığın uzunluğu ve kalınlığı için “düzeltme” uygulanmalıdır [40]. Açıklık uzunluğu için kullanılacak düzeltme;

$$1 - \left(\frac{\lambda_l}{\lambda_o}\right)^2 \quad (5.47)$$

şeklinde. λ_l , rezonans frekasında açıklığın elektriksel uzunluğudur. Açıklığın kalınlığı (t_s) da fazlaysa $10^{-\alpha}$ şeklinde bir düzeltme uygulanmalıdır. α ;

$$\alpha = \frac{2.73t_s A}{\lambda_l} \sqrt{1 - \left(\lambda_l/\lambda_o\right)^2} \quad (5.48)$$

eşitliği ile hesaplanabilir. A katsayısı ampirik olarak belirlenen bir katsayıdır. Genişliğin (w) uzunluğuna (l) oranı 0.15 veya daha küçük olan ince uzun açıklıklar için manyetik polarizasyon durumunda A katsayısı yaklaşık olarak 3 alınırken; elektriksel polarizasyonlar için 1 ile 3 arasında bir değer alınmaktadır [40]. Nihai durumda yeni polarizasyon, q' ;

$$q' = q \frac{10^{-\alpha}}{\left[1 - \left(\frac{\lambda_l}{\lambda_o}\right)^2\right]} \quad (5.49)$$

şeklinde hesaplanmalıdır.

Kavitenin boyutları, tasarlanacak bant geçiren filtrenin merkez frekansına göre belirlenmektedir. **Merkez frekansta, her bir kavitenin elektriksel uzunluğu, dalga kılavuzu boyunun yarısına eşit olmalıdır.** Ancak kavitelerin gerçek fiziksel boyutları, kavitede kullanılan eşleme vidaları ve açıklıklar göz önüne alınarak 3B analizler sırasında ayarlanmalıdır. Giriş ve çıkış açıklıkları için normalize reaktans değeri (x/z_o);

$$\frac{x}{z_o} = \frac{4\pi M}{3R_o^2 \lambda_g} \quad (5.50)$$

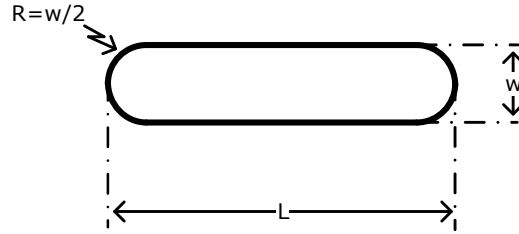
eşitliği kullanılarak hesaplanır. M , manyetik polarizasyon ve λ_g ise kavitenin rezonans frekansında dalga boyudur [40]. M ;

$$M = \frac{a_1 b_1 h^3 \lambda_g 3R_o^2}{4\pi Q_e \lambda_o^2} \quad (5.51)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_o}{\lambda_{kesim}}\right)^2}}$$

ile hesaplanır. Q_e yüklü kalite faktörünü, a_1 ve b_1 , filtrenin giriş ve çıkışlarındaki dörtgen dalga kılavuzu boyutlarını (bu çalışmada WR28 dalga kılavuzu kullanılmıştır, $a_1=3.6\text{mm}$ ve $b_1=7.1\text{mm}$), λ_g ise dairesel dalga kılavuzunun elektriksel dalga boyunu göstermektedir. Büyük eşlemeler ve sınırlı duvar kalınlıkları için Eşitlik 5.49'daki düzeltme eşitliği kullanılmalıdır [40].

Eşitlik 5.50'nin kullanılabilmesi için açıklığın rezonans frekansının bilinmesi gerekmektedir. Rezonans frekansı, deneysel olarak ya da ampirik formülle bulunabilmektedir [44].

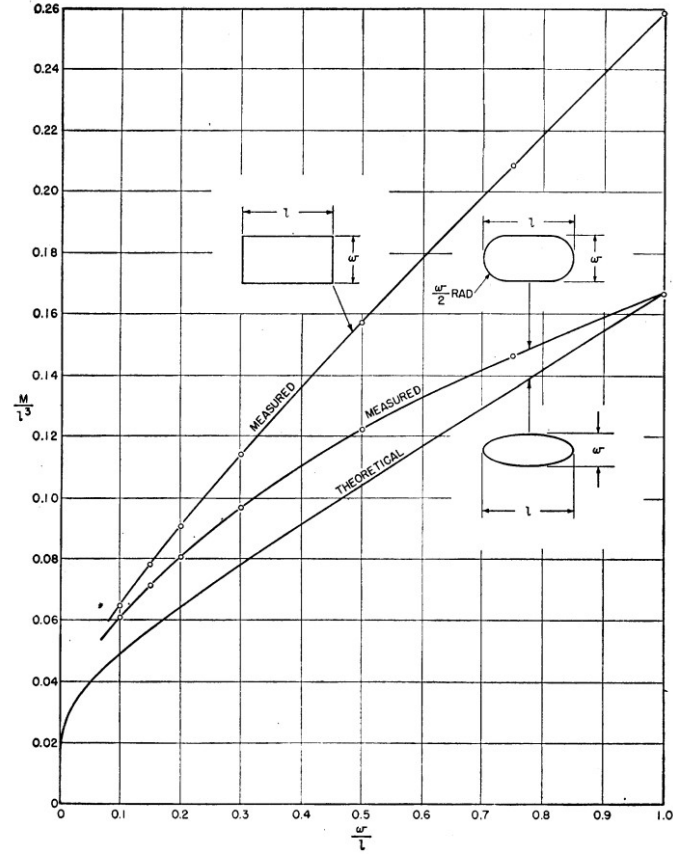


Şekil 5.7. Yuvarlatılmış açıklık

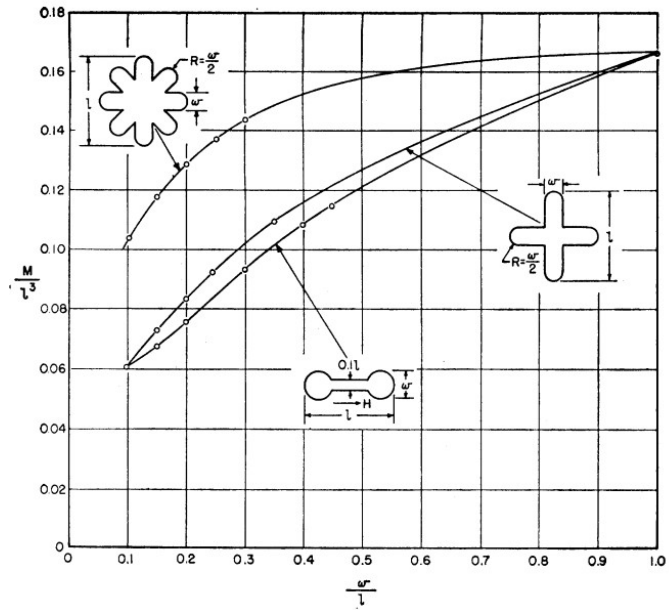
Bu tez çalışmasında da kullanılan yuvarlatılmış açıklığın w/L (0.26) oranı küçük olduğu için rezonans frekansında boyunu hesaplamak için [44]'te verilen ampirik formül kullanılabilir:

$$\lambda_l = \frac{\lambda_o}{2} + 0.273w \quad (5.52)$$

Dikdörtgen açıklıkların ve yuvarlatılmış açıklıkların uzun kenarına paralel yönlendirilmiş gelen dalga durumları için Şekil 5.8'deki eğriler çizilmiştir. Bu grafikte, manyetik alan (H), açıklıkların uzun kenarlarına (l) paraleldir [45]. Tasarlanan filtrelerin kaynak/yük açıklıklarının boyutlarını hesaplamak Eşitlik 5.46 kullanılarak q (bu tez çalışmasında tasarlanan filtre yapısı için manyetik polarizasyon (M)) hesaplanır. Çalışılan frekanstaki dalga boyu ile açıklığın uzunluğu birbiriyle karşılaştırılabilir seviyede ise manyetik polarizasyon için Eşitlik 5.49'da verilen düzeltme (M') kullanılmalıdır. Hesaplanan M'/l^3 ve w/l değerlerinin Şekil 5.8'deki yuvarlatılmış açıklık eğrisini kesmesi için uygun açıklık boyutları (w ve l) belirlenir.

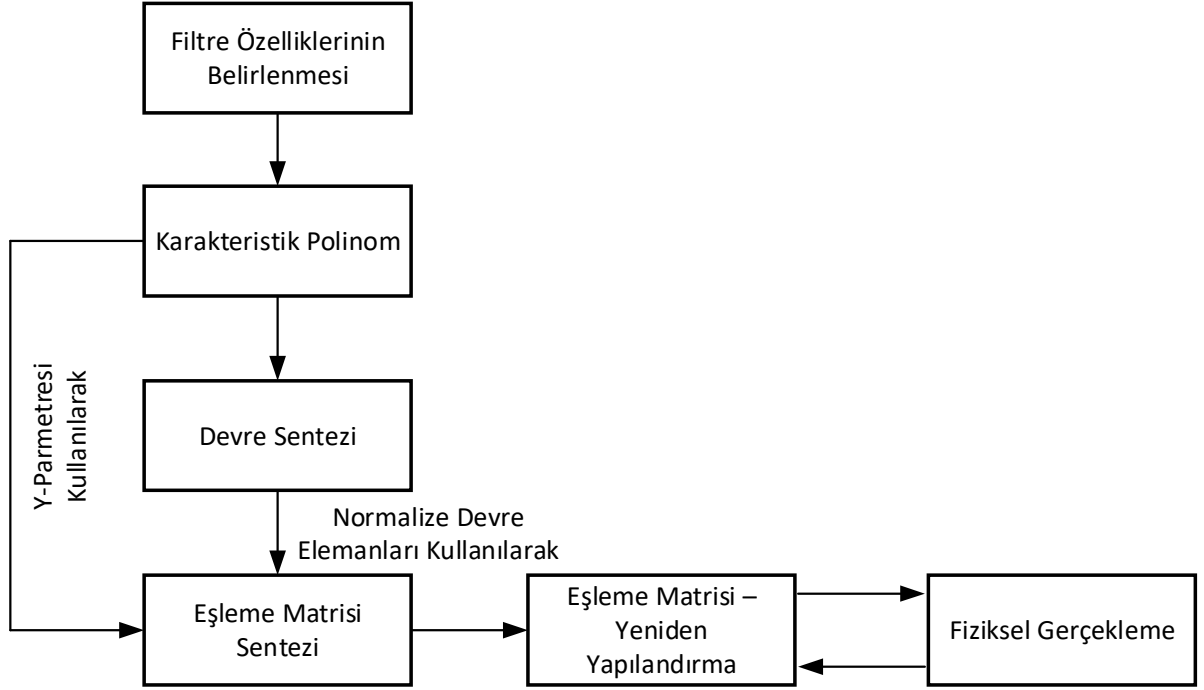


Şekil 5.8. Dörtgen, eliptik ve yuvarlatılmış açıklıklar için manyetik polarizasyon eğrileri
Kaviteler arasındaki çapraz iris boyutları da aynı şekilde Şekil 5.9'daki çapraz iris eğrisi
kullanılarak bulunur.



Şekil 5.9. Rozet, çapraz iris ve dambıl şeklinde açıklık için manyetik polarizasyon
eğrileri

Yukarıda anlatılan eşleme matrisi yöntemi kullanılarak, filtre sentezleme işlemi, Şekil 5.10'da verilen akış şeması ile özetlenebilir [1]:



Şekil 5.10. Eşleme matrisi kullanılarak filtre tasarım basamakları

Şekil 5.10'daki tasarımsal sürecin ilk aşamasında filtre için gerekli olan transfer karakteristiğini sağlayan karakteristik polinom oluşturulur. Çeşitli tiplerdeki Chebyshev ve Butterworth filtreler için alçak geçiren prototip eleman değerlerini içeren tablolar mevcuttur. Bu tablolar kullanılarak herhangi bir frekansta çalışan ve herhangi bir bant genişliğine sahip bant geçiren, alçak geçiren, yüksek geçiren veya bant durduran filtreler tasarlanabilir [1]. Alçak geçiren prototip devreden diğer tip filtreler için [36]'da verilen normalizasyon prosedürü kullanılır.

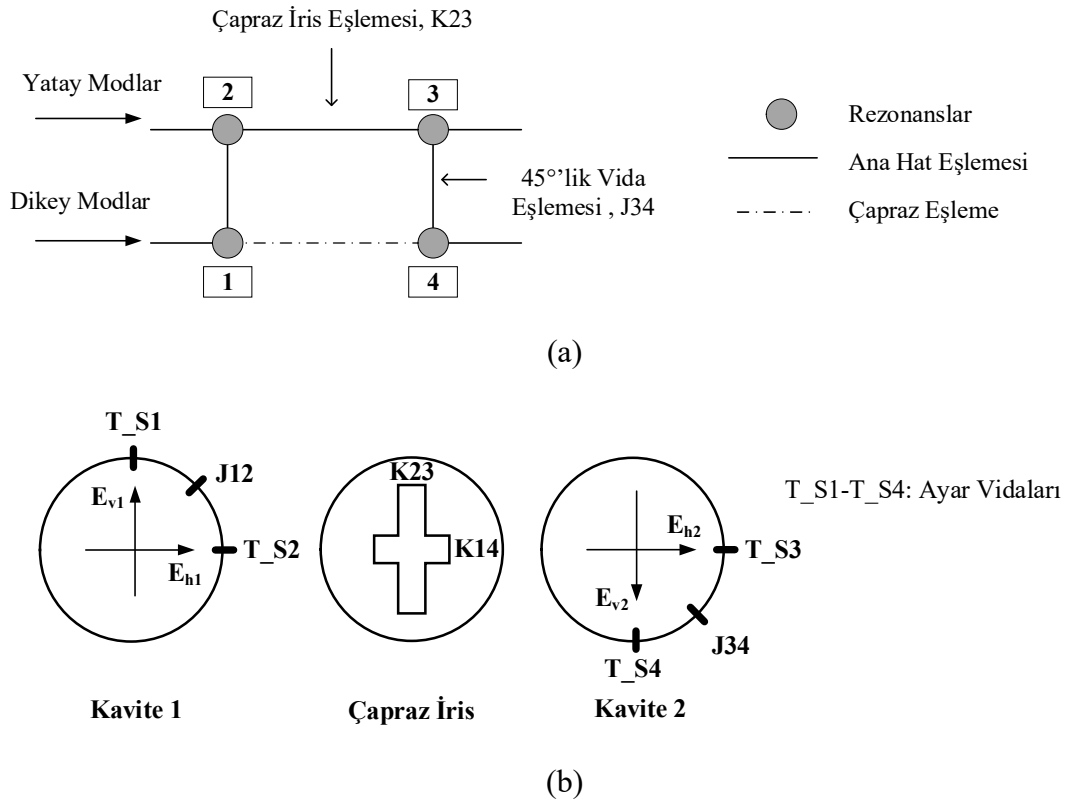
6. ÇİFT MODLU FİLTRE TASARIMI

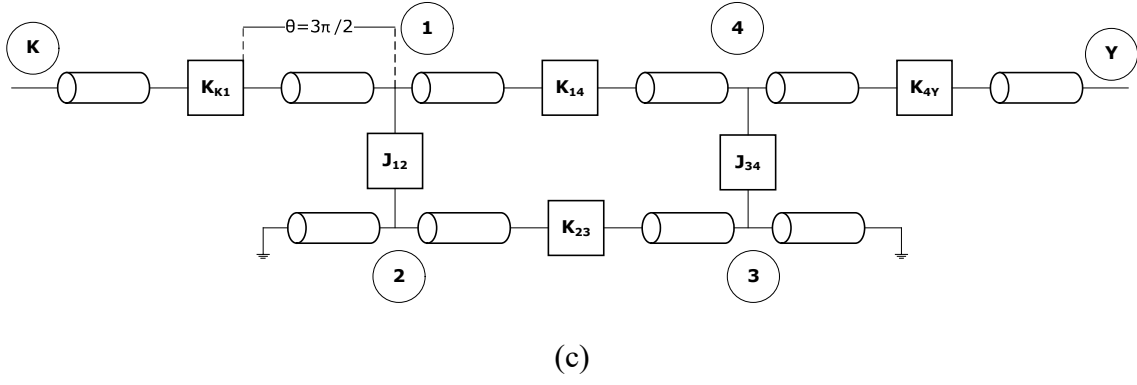
Bu bölümde, tez çalışmasında tasarlanan bant geçirgen filtrelerin detaylı tasarım aşamaları, benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırmalı olarak anlatılacaktır. İlk aşamada içi boş kavite rezonatör yapısı kullanılmıştır. Klasik ve “Çapraz İris Ayar Vidalı” olmak üzere iki tip filtre tasarlanmış ve elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.

İkinci aşamada ise kavite içerisine DR eklenerek yeni bir tasarım yapılmıştır. Burada da hem klasik hem de “Çapraz İris Ayar Vidalı” olarak iki tip filtre tasarlanarak üretilmiştir.

6.1. İçi Boş Kavite Rezonatörler Kullanılarak Çift Modlu Filtre Sentezlenmesi, Modellenmesi ve Ölçülmesi

İçi boş 2 kavite rezonatör kullanılarak elde edilen ÇMF yapısının eşleme akış ve dağılık devre modeli Şekil 6.1’de verilmiştir [46]:





Şekil 6.1. 4 kutuplu ÇMF'nin a) eşleme-akış şeması, b) eşleme ilişkisi ve c) dağıtılmış devre modeli

Önceki bölümlerde anlatıldığı üzere modların eşlenmesi, filtrenin dikey eksenine (kaynak/yük eşleme yarıklarına) 45° 'lik açıyla yerleştirilmiş eşleme vidaları ile yapılmaktadır. Kavite için rezonatörler arasındaki eşleme katsayılarını ayarlamak için bu vidalar kullanılmaktadır [24]. Kavite arası eşleme ise Şekil 6.1.b'de gösterilen çapraz iris tarafından sağlanmaktadır [4]. Rezonans frekansını ayarlamak için T_S1-T_S4 vidaları kullanılmaktadır.

İki rezonatörlü ÇMF'nin dağıtık devre modeli Şekil 6.1.c'de gösterilmektedir [47]. Burada eşleme katsayısı K_{14} negatiftir. Yani reel frekanslarda iki tane iletim sıfırı vardır. Eşleme vidalarının etkisini eklemek için, her kavite rezonatörünün merkezinde admitans çevirici (J_{12} ve J_{34}) bulunur.

Yatay polarize modlar için giriş açıklıkları, elektriksel duvar gibi davranmakta ve kısa devre oluşturmaktadır. Dolayısıyla Şekil 6.1.c'de iletim hatları topraklanmıştır (kısa devre yapılmıştır), ancak basitlik için topraklamalar gösterilmemiştir [48].

Şekil 6.1.b'de görüldüğü gibi, 1.kavitedeki E_{v1} ve E_{h1} alanları sırasıyla dikey ve yatay polarizedir. E_{v1} , E_{v2} ile yatay açıklık (K_{14}) aracılığıyla; E_{h1} ile E_{h2} ise dikey açıklık (K_{23}) aracılığıyla eşlenmektedir. Eşlemelerin gücü çapraz iris açıklıklarının **genişliğine, kalınlığına ve uzunluğuna** bağlıdır [13].

Çapraz iris açıklıklarının boyu, genellikle genişliğinden daha büyüktür. Bu nedenle çapraz eşlemeler ihmal edilebilir seviyede olmaktadır. Örneğin; K_{14} aracılığıyla E_{h1} ile E_{h2} ihmal edilebilir şekilde zayıf eşlenmektedir. Aynı şekilde K_{23} aracılığıyla yapılan E_{v1} ile E_{v2} eşlemesi zayıftır.

Eşleme vidalarının konumları, eşlemenin negatif ya da pozitif olacağını belirlemektedir. Bu çalışmada, 2.kavitedeki eşleme vidası 1.kaviteye göre (kavitenin dik eksenine göre) 90° döndürülerek konumlandırılmıştır. Bu nedenle, K_{14} , elektriksel olarak endüktif olmasına rağmen sanal bir negatif eşleme gibi davranır [13].

Önceki bölümlerde ÇMF'lerin kullanım amacı, genel yapısı ve eşleme şeması detaylı şekilde anlatılmıştır. Bu bölümde öncelikle belirlenen frekans karakteristiği için eşleme matrisi ve kavite boyutları hesaplanmıştır. Elde edilen yapı, 3B benzetim programında modellenerek istenilen S-parametrelerini sağlaması için "ince ayar" yapılmıştır. Eşleme matrisinin hesaplanması için [13] ve [40]'da verilen doğrudan sentez yöntemi kullanılarak arayüzü, Şekil 6.2'de görülen Matlab kodu yazılmıştır.

Merkez frekansta, kavitenin elektriksel uzunluğu, fiziksel boyunun yaklaşık olarak yarısına eşittir.

Eşleme Matrisi						
	1	2	3	4	5	6
1	0	1.0272	0	0	0	0
2	1.0272	0	0.8860	0	-0.1123	0
3	0	0.8860	0	0.7446	0	0
4	0	0	0.7446	0	0.8860	0
5	0	-0.1123	0	0.8860	0	1.0272
6	0	0	0	0	1.0272	0

Şekil 6.2. Matlab'da tasarlanan ÇMF tasarım programı arayüzü

Tasarlanacak filtrenin elektriksel özellikleri Çizelge 6.1'de verilmiştir:

Çizelge 6.1. İçi hava dolu ÇMF tasarım parametreleri

Parametre	Değer
Merkez Frekansı (GHz)	28.1
Bant Genişliği (MHz)	250
Üst ve Alt FTZ Noktaları (GHz)	27.8 - 28.4
Derecesi	4
Geri Dönüş Kaybı (dB)	20

Tasarımın ilk aşamasında Çizelge 6.1'de verilen değerler, Eşitlik 5.1- 5.52'de kullanılarak eşleme matrisi elde edilmelidir:

- i. Yazılan Matlab kodu kullanılarak hesaplanan $U_n(\omega)$ ve $V_n(\omega)$ polinomlarının katsayıları Çizelge 6.2’de verilmiştir:

Çizelge 6.2. $U_n(\omega)$ ve $V_n(\omega)$ polinomlarının katsayıları

$U_n(\omega)$					$V_n(\omega)$			
u_0	u_1	u_2	u_3	u_4	u_0	u_1	u_2	u_3
7.2890	-0.01187	-7.4626	0.0142	1	7.289	-0.0187	-3.8181	0.0049

- ii. $U_n(\omega)$ ve $V_n(\omega)$ polinomları kullanılarak, $E_n(\omega)$, $F_n(\omega)$ ve $P_n(\omega)$ polinomlarının katsayıları hesaplanır:

Çizelge 6.3. $E_n(\omega)$, $F_n(\omega)$ ve $P_n(\omega)$ polinomlarının katsayıları

$E_n(\omega)$		$F_n(\omega)$		$P_n(\omega)$	
E_0	1.0	F_0	1.0	P_0	0
E_1	2.1103 - 0.0026i	F_1	- 0.0026i	P_1	0
E_2	3.2505 - 0.0063i	F_2	1.0238	P_2	1i
E_3	2.8268 - 0.0095i	F_3	- 0.0020i	P_3	-0.0256
E_4	1.3719 - 0.0074i	F_4	0.1372	P_4	5.7605i

E_n , F_n ve P_n polinomları [12]’de anlatılan prosedürde kullanılarak $(N+2)$ ’lik eşleme matrisi oluşturulur:

Çizelge 6.4. 6×6 ’lık eşleme matrisi

	K	1	2	3	4	Y
K	0	0.3865	-0.3854	0.6150	-0.6157	0
1	0.3865	1.3009	0	0	0	0.3865
2	-0.3854	0	-1.2998	0	0	0.3854
3	0.6150	0	0	-0.6698	0	0.6150
4	-0.6157	0	0	0	0.6662	0.6157
Y	0	0.3865	0.3854	0.6150	0.6157	0

Çizelge 6.4’te K=Kaynak, Y=Yük’tür. Tasarlanan yapıda komşu olmayan 1. ve 4. rezonatörler arasında çapraz eşleme yapılması planlanmaktadır. Fakat elde edilen eşleme

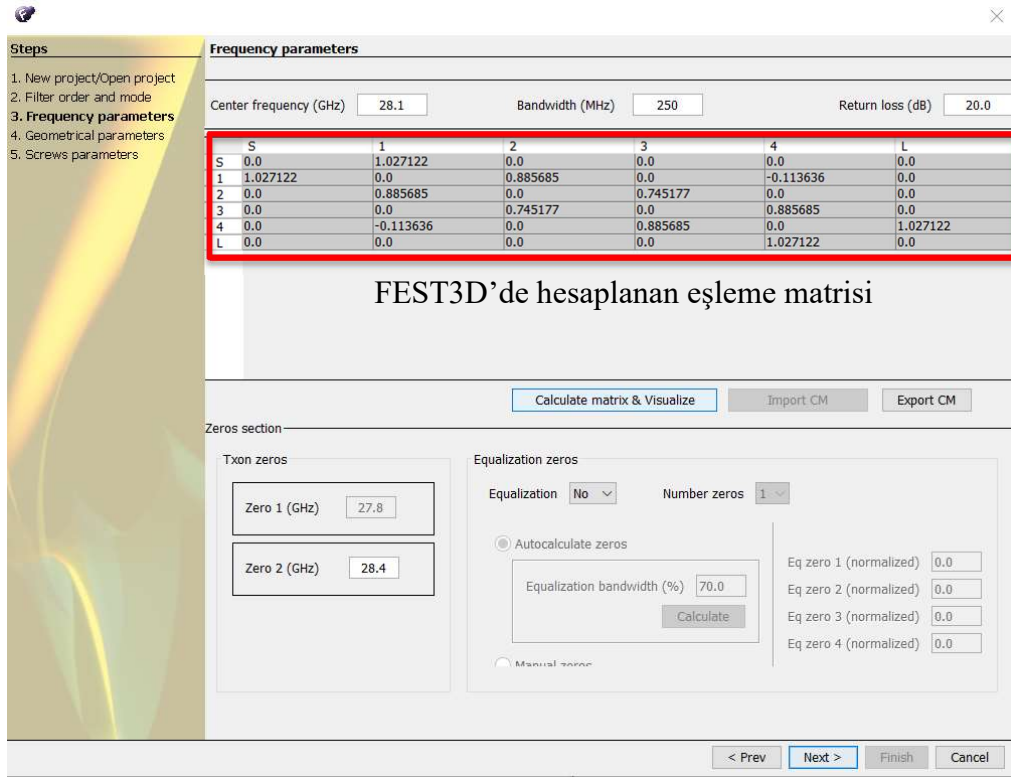
matrisinde, sıfır olması beklenen köşegen elemanlar, kaynak ve yük ile komşu olmayan rezonatörler arası eşleme ve komşu olmayan rezonatörler (1. ve 4. rezonatör dışında) arası eşleme sıfır değildir. Bu elemanları yok etmek yani sıfıra çekmek için önceki bölümde anlatılan metot uygulanacaktır. Elde edilen indirgenmiş eşleme matrisi Çizelge 6.5'te verilmiştir:

Çizelge 6.5. İndirgenmiş eşleme matrisi

	K	1	2	3	4	Y
K	0	1.0272	0	0	0	0
1	1.0272	0	0.8860	0	-0.1123	0
2	0	0.8860	0	0.7446	0	0
3	0	0	0.7446	0	0.8860	0
4	0	-0.1123	0	0.8860	0	1.0272
Y	0	0	0	0	1.0272	0

Çizelge 6.4'te sıfır olması gereken elemanlar, benzerlik dönüşümü (rotasyon) kullanılarak Çizelge 6.5'te görüldüğü gibi sıfıra çekilmiştir. Çapraz eşleme yapılacak elemanlar arası eşleme katsayısı (M_{14}), diğer eşleme katsayılarına göre ters işaretli olmalıdır. Burada da beklenildiği üzere eksi işaretlidir (-0.1123).

Elde edilen indirgenmiş eşleme matrisinin doğruluğunu teyit etmek için aynı filtre isterleri kullanılarak FEST3D programında eşleme matrisi sentezlenmiştir. FEST3D programı, dalga kılavuzu ve koaksiyel kavite teknolojisine dayalı karmaşık pasif mikrodalga birleşenlerini, mod eşleştirme yöntemlerine kıyasla çok kısa hesaplama sürelerinde yüksek doğrulukla analiz edebilen bir yazılım aracıdır. FEST3D, Moment Metodu ile çözülen integral denklem tekniğine dayanmaktadır. FEST3D veri giriş arayüzü ve sentezlenen eşleme matrisi, Şekil 6.3'te gösterilmektedir:

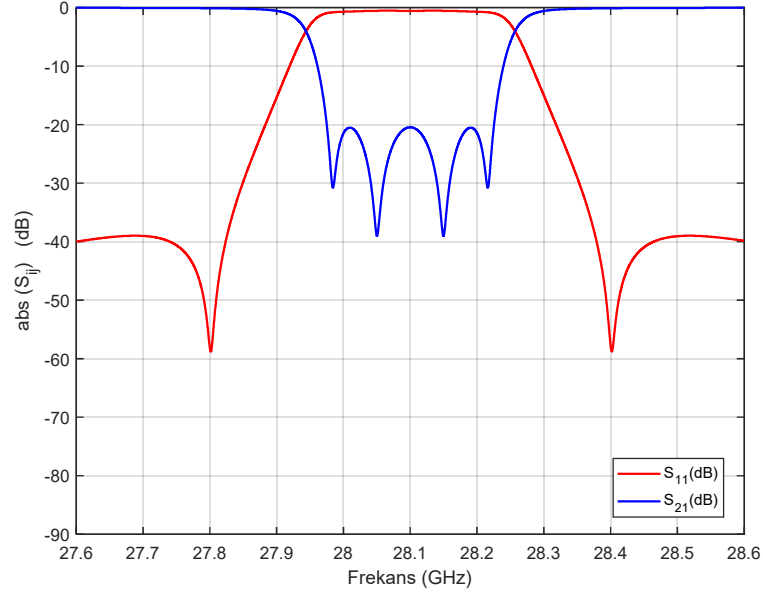


FEST3D'de hesaplanan eşleme matrisi

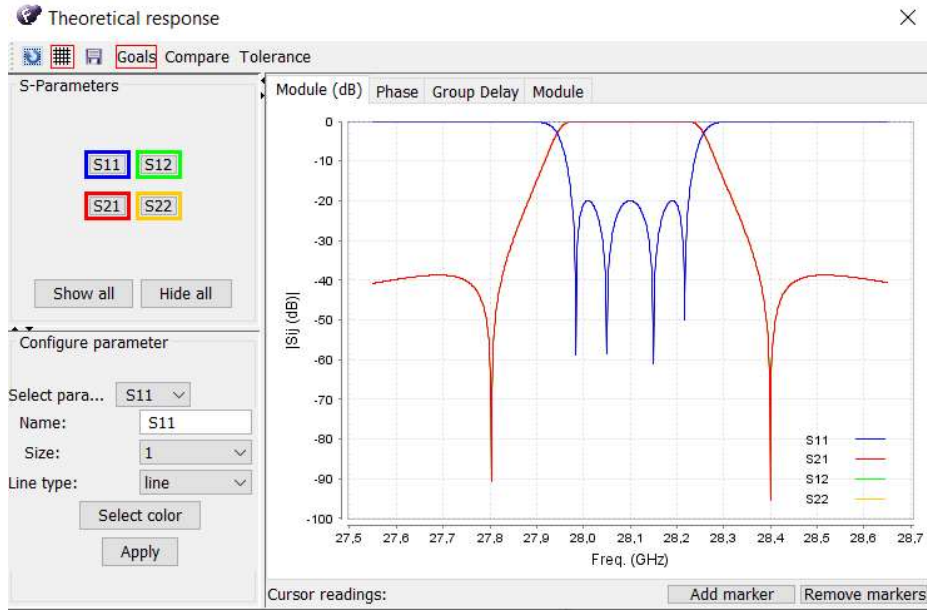
Şekil 6.3. FEST3D veri giriş arayüzü ve sentezlenen eşleme matrisi

Bu tez çalışması kapsamında derlenen Matlab kodu ile sentezlenen indirgenmiş eşleme matrisi (Çizelge 6.5) ile FEST3D'nin sentezlediği eşleme matrisi (Şekil 6.3) karşılaştırıldığında matris elemanlarının çok büyük ölçüde birbiriyle örtüştüğü görülmektedir.

Son aşamada ise sentezlenen eşleme matrisi kullanılarak yansıma (S_{11}) ve iletim (S_{21}) katsayıları hesaplanmıştır. Çizelge 6.5'teki eşleme matrisi kullanılarak oluşturulan S-parametresi grafiği ile FEST3D'den elde edilen grafik, sırasıyla, Şekil 6.4'te ve Şekil 6.5'te verilmiş olup grafikler birbiriyle uyumludur.



Şekil 6.4. Matlab’da sentezlenen eşleme matrisi kullanılarak elde edilen S-parametre grafiği



Şekil 6.5. FET3D’de sentezlenen eşleme matrisi kullanılarak elde edilen S-parametre grafiği

Sonraki aşamada kavite rezonatörün boyutlarının belirlenmesi gerekmektedir. TE₁₁₃ modunda çalışan ve 28.1 GHz’de rezonans olan bir dairesel kavite filtre tasarlamak için Eşitlik 3.71 kullanılabilir:

$$(f_r)_{113} = 28.1 * 10^9 \cong \frac{3 * 10^8}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{1.841}{a}\right)^2 + \left(\frac{3\pi}{h}\right)^2} \quad (6.1)$$

Eşitlik 6.1’de kavite yarıçapı (a) ve kavite yüksekliği (h) için uygun değerler seçilerek rezonans frekansının yaklaşık olarak 28.1 GHz’e eşit olması sağlanmalıdır. Merkez frekansta, her bir kavitenin elektriksel uzunluğu, dalga kılavuzu boyunun yarısına eşit olmalıdır. Buna göre 28.1 GHz için kavite uzunluğu (h) yaklaşık 21.3 mm olmalıdır. Mekanik olarak üretilebilirlik de göz önüne alınarak **a=5.0mm, h=20.5mm** seçilmiştir.

Eşitlik 5.46 – 5.49 kullanılarak M'/l^3 oranı hesaplanır ve Şekil 5.8’den bu orana karşılık gelen w/l değeri bulunur. Eşitlik 5.46’daki M_{ij} değeri, Çizelge 6.5’teki 1. rezonatör ile kaynak arasındaki eşleme katsayısı (1.0272) olarak alındığında manyetik polarizasyon, M ;

$$M_{ij} = \frac{q\lambda_o^2}{h^3 3a^2} \rightarrow 1.0272 = \frac{M \times 1.0667^2}{2^3 \times 3 \times 0.5^2} \quad (6.2)$$

$$M = 5.8249 \text{ cm}^3$$

hesaplanır. $\lambda_o = 10.667$ mm olduğu için kaynak/yük açıklıklarının uzun kenarları ile karşılaştırılabilir seviyede olacağı değerlendirilmektedir. Bu nedenle Eşitlik 5.47 (5.47)– 5.49 kullanılarak düzeltilmiş manyetik polarizasyon değeri ($t_s=1$ mm), M' , hesaplanarak **$M'=0.0102 \text{ cm}^3$** bulunur.

Buna göre M'/l^3 değerini hesaplamak için açıklık boyuna (l) tahmini bir değer seçerek elden edilen M'/l^3 ’nin Şekil 5.8’deki yuvarlatılmış açıklık eğrisini bir noktada kesmesi beklenir. Bu noktaya karşılık gelen w/l oranından açıklığın eni (w) hesaplanır.

Başlangıç aşamasında açıklık boyu **$l=5 \text{ mm}$** seçilmiştir. Bu durumda;

$$M'/l^3 = 0.0102/0.5^3 = 0.0817 \quad (6.3)$$

bulunur. Şekil 5.8’de bu değere karşılık gelen $w/l \approx 0.22$ ’dir. Açıklığın eni ise $w=0.22 \times l=0.22 \times 5=1.1 \text{ mm}$ olarak hesaplanır.

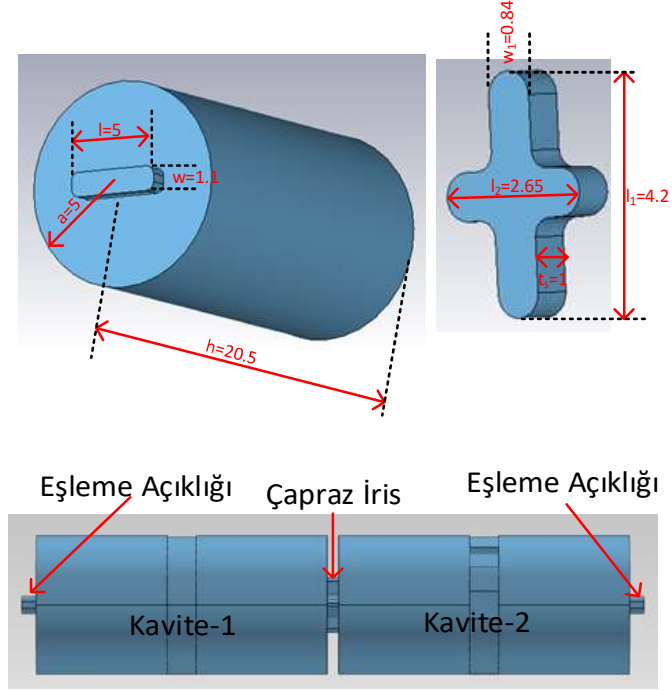
Çapraz irisin boyutunu hesaplamak için sırasıyla aşağıdaki maddeler takip edilebilir ($t_s=1$ mm seçilmiştir);

- i. Çizelge 6.5’te verilen eşleme matrisindeki $M_{23}=0.7446$ elemanı, Eşitlik 5.46’da kullanılarak manyetik polarizasyon değeri ($M=4.2224$) bulunur. Daha sonra Eşitlik 5.47 – 5.49 kullanılarak düzeltilmiş polarizasyon (**$M'=0.0061 \text{ cm}^3$**) hesaplanır.
- ii. Çapraz irisin boyu, **$l=4.2 \text{ mm}$** seçilerek $M'/l^3 = 0.082$ bulunur.

iii. Şekil 5.9 kullanılarak $M'/l^3 = 0.082$ 'in çapraz iris eğrisini kestiği noktaya karşılık gelen $w/l \approx 0.2$ bulunur.

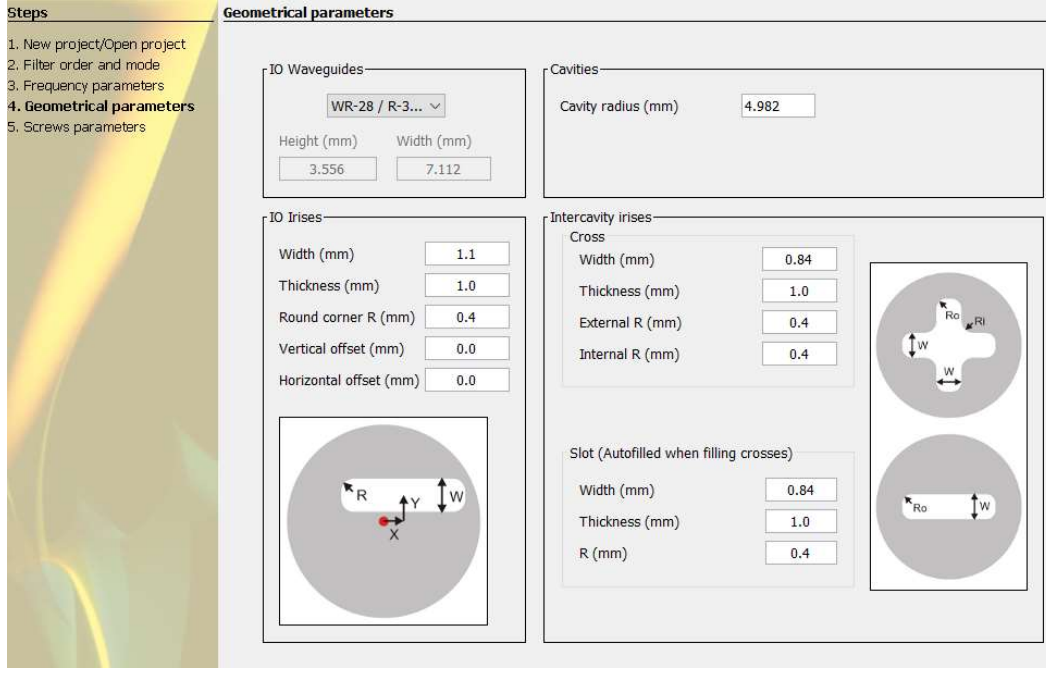
iv. Son olarak da $w=0.22*1=0.2*4.2=0.84$ mm hesaplanır.

Hesaplanan değerleri Şekil 6.6'da kavite rezonatör üzerinde gösterilmiştir:



Şekil 6.6. Hesaplanan filtre boyutlarının gösterimi

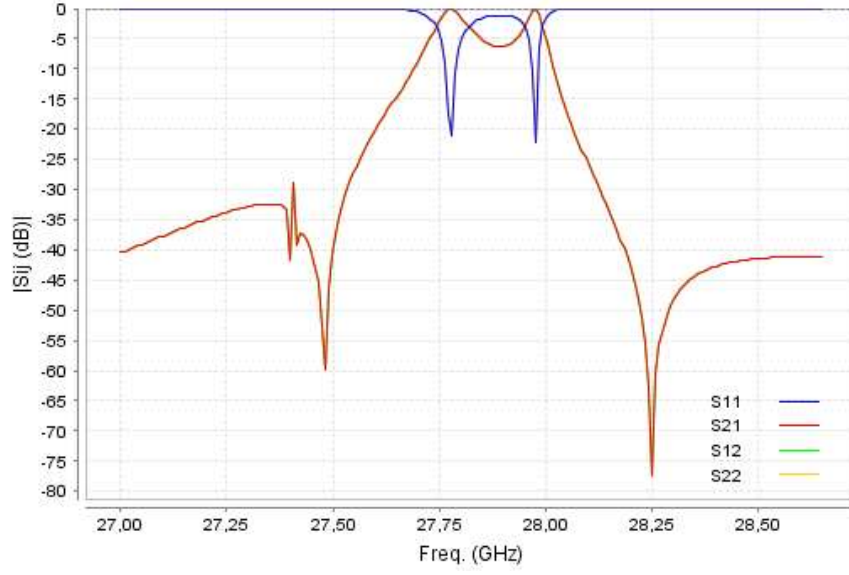
Yukarıda hesaplanan filtre boyutları kullanılarak FEST3D programında Şekil 6.7'de görülen arayüz üzerinden sentez işlemine devam edilir:



Şekil 6.7. FEST3D filtre fiziksel boyutları girme arayüzü

Yukarıda hesaplanan değerlere göre FEST3D’de ÇMF sentezlendiğinde elde edilen filtre karakteristiği Şekil 6.8’de verilmiştir. Her bir kavitede yer alan eşleme ve ayar vidalarının etkisi, Çizelge 6.5’te hesaplanan eşleme matrisinde yer almamaktadır. Bunun sonucunda hesaplanan filtre boyutlarında ufak sapmalar oluşmaktadır.

Beklenen S-parametre değerlerini elde etmek için hesaplanan teorik değerlerde optimizasyon yapılması gerekmektedir. Bunun için birinci yol, kavite boyutlarını değiştirerek FEST3D’de sentez işlemini tekrar etmektir. İkinci yol ise filtreyi bu ölçülerde CST’de modellemek ve 3B EM analiz ile yapıyı optimize etmektir. Bu çalışmada öncelikle FEST3D üzerinden bir optimizasyon yapılarak özellikle $S_{11} \leq -20$ şartının sağlanmasına çalışılacak; sonrasında ise yapı 3B olarak modellenip EM analiz yapılacaktır.



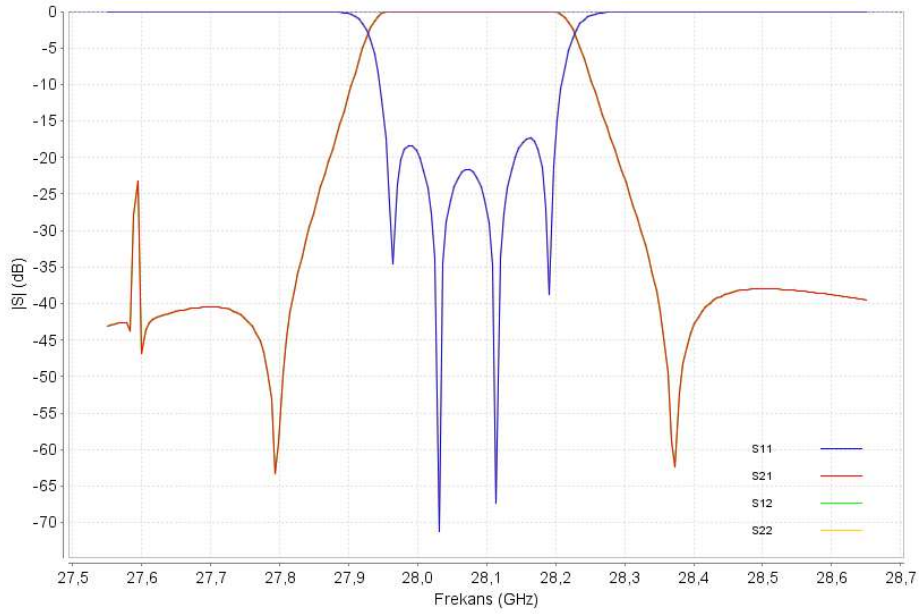
Şekil 6.8. Hesaplanan filtre boyutları ile sentezlenen filtre karakteristiği

FEST3D kullanılarak optimize edilen filtre boyutları ve hesaplanan değerlerle karşılaştırmalı olarak Çizelge 6.6’da verilmiştir:

Çizelge 6.6. Hesaplanan ve optimize edilmiş filtre boyutları

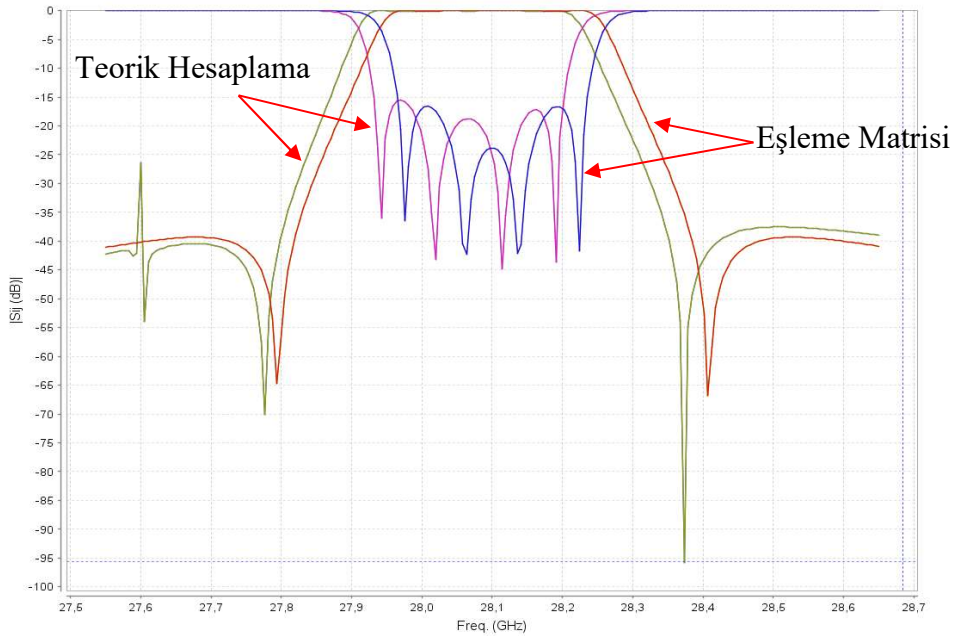
Parametre	Hesaplanan Değerler (mm)	Optimize Değerler (mm)
Kavite Boyu Yarıçapı, a	5	5
Kavite Boyu, h	20.5	20.12
Kaynak/Yük Açıklık Uzunluğu, l	5	4.6
Kaynak/Yük Açıklık Genişliği, w	1.1	1.25
Kaynak/Yük Açıklık Yüksekliği, t_s	1	1
Çapraz İris (Uzun Açıklık) Uzunluğu, l_1	4.2	4
Çapraz İris (Uzun Açıklık) Genişliği, w_1	0.84	0.8
Çapraz İris (Kısa Açıklık) Uzunluğu, l_2	2.65	2.65
Çapraz İris (Kısa Açıklık) Genişliği, w_2	0.84	0.8
Çapraz İris Yüksekliği, t_s	1	0.8

Çizelge 6.6’daki optimize değerler ile filtre tekrar analiz edildiğinde Şekil 6.9’daki filtre karakteristiği elde edilir:



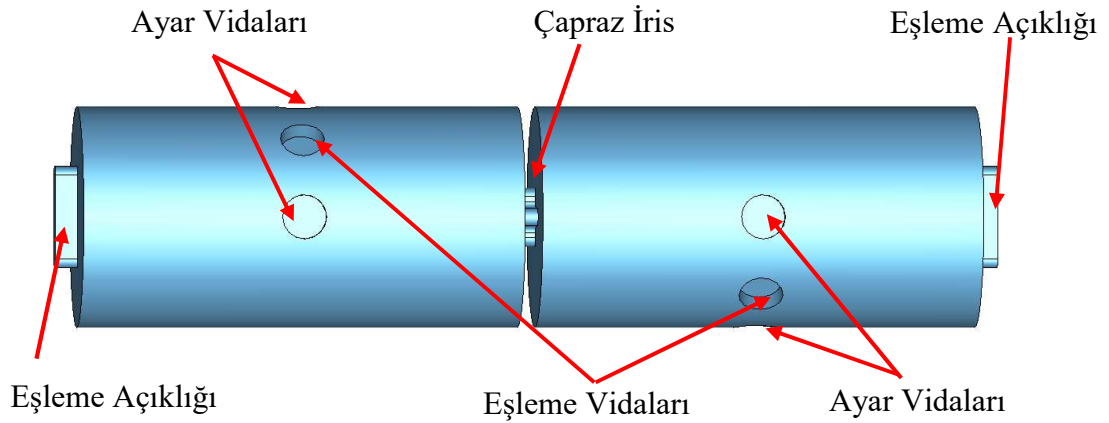
Şekil 6.9. Filtre boyutları optimize edildikten sonra FEST3D’de elde edilen S-parametresi

Eşleme matrisi ve optimize filtre boyutları (teorik) kullanılarak elde edilen S-parametre eğrileri (sırasıyla, Şekil 6.5 ve Şekil 6.9) Şekil 6.10’da üst üste çizdirilmiştir. Teorik olarak hesaplanan filtre boyutlarından elde edilen filtre bandının yaklaşık 25MHz sola kaydığı görülmektedir.



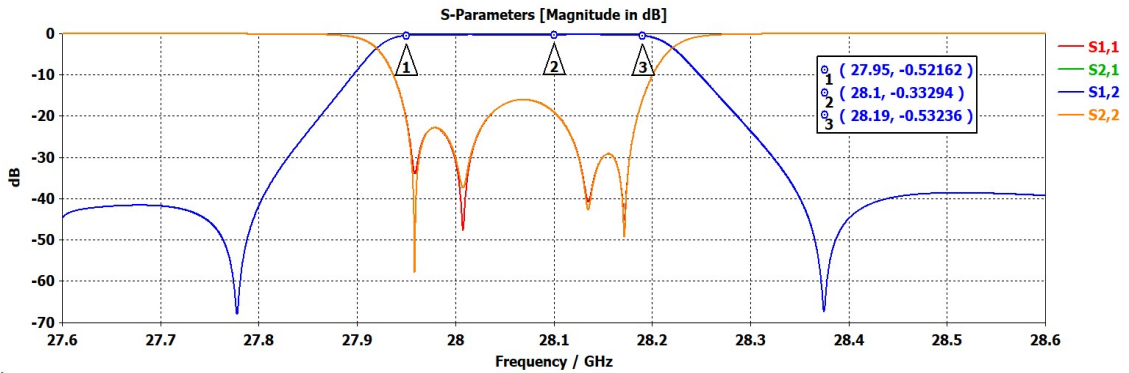
Şekil 6.10. FEST3D’de eşleme matrisi kullanılarak ve teorik olarak elde edilen S-parametre eğrilerinin karşılaştırılması

Filtre bandını ayarlamak için kaviterlerde yer alan ayar ve eşleme vidalarının kavite içine girme miktarı değiştirilmelidir. Bu işlem için vidaların çok sayıda farklı kombinasyonunun denenmesi gerekmektedir. Bu optimizasyonların CST gibi 3B EM simülatörde yapılması işlem yükü ve zamandan tasarruf için daha uygun olacaktır. Filtrenin modellenmesi için ikinci aşama çalışmalar CST’de yapılacaktır. CST’de modellenen yapı Şekil 6.11’de görülmektedir. Aşağıda görülen mavi renkli yapı, filtre içindeki hava boşluğunu göstermektedir. Filtrenin dışında kalan tüm alan ise kayıplı metal malzeme seçilmiştir.



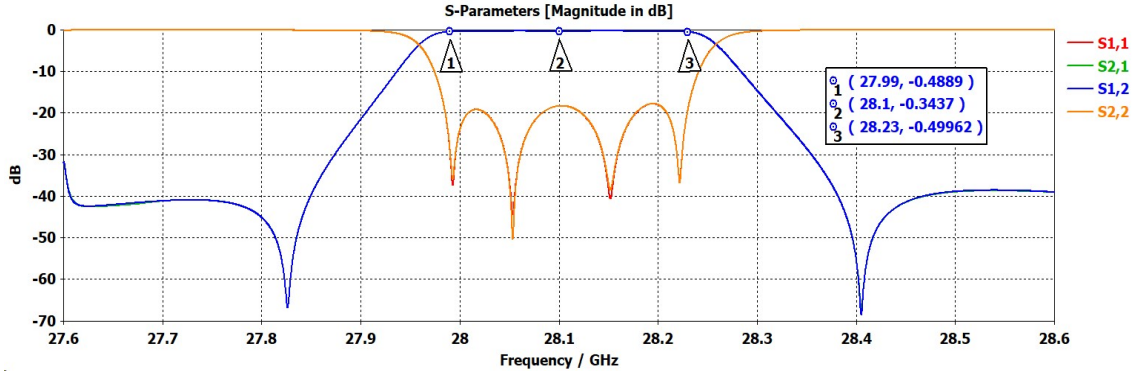
Şekil 6.11. CST’de modellenen ÇMF filtre yapısı

FEST3D’de oluşturulan yapı, aynı boyutlarda CST’de modellendiğinde elde edilen S-parametre eğrisi Şekil 6.12’de verilmiştir. Görüldüğü gibi filtre bandı hafif şekilde sola kaymıştır. Ayar ve eşleme vidaları kullanılarak merkez frekansı 28.1 GHz’e alınmaya çalışılacaktır.



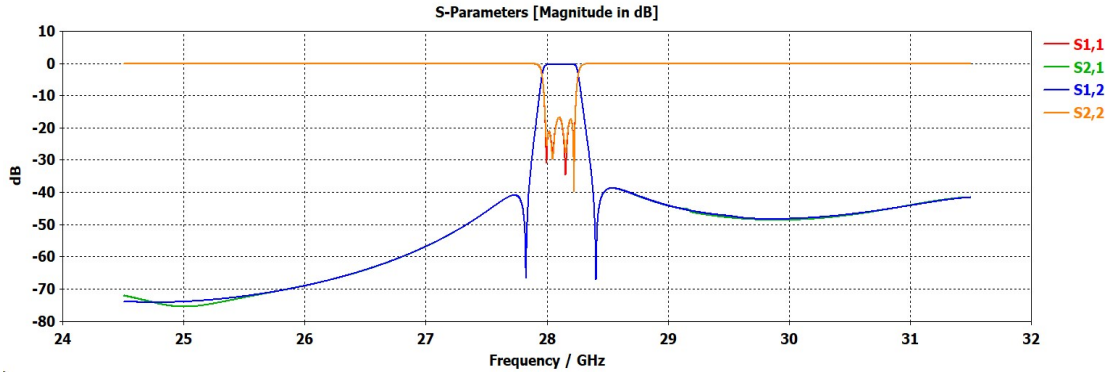
Şekil 6.12. FEST3D’de modellenen yapı CST’ye aktarıldığında elde edilen filtre karakteristiği

Filtre bandının tasarım kriterlerine uyması için ayar ve eşleme vidaları kullanılarak optimizasyon uygulandığında elde edilen S-parametresi Şekil 6.13'te görülmektedir. Filtrenin bandı, FTZ noktaları ve geri dönüş kaybı, tasarım isterlerini büyük oranda karşılamaktadır.



Şekil 6.13. CST optimizasyonu sonra elde edilen filtre karakteristiği-dar bant

Tasarlanan filtreye geniş bantta bakıldığında, Şekil 6.14, bant dışı bastırmalarının yeterli ve geniş bir parazitsiz bant dışı alana sahip olduğu görülmektedir:



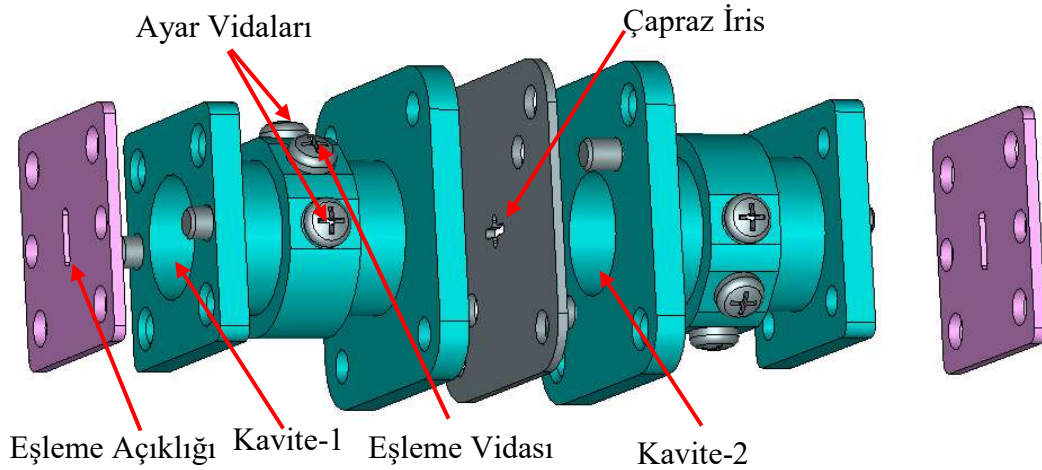
Şekil 6.14. CST optimizasyonu sonra elde edilen filtre karakteristiği-geniş bant

CST'de istenilen filtre karakteristiğini elde etmek için FEST3D'de oluşturulan yapıdan farklı olarak sadece ayar ve eşleme vidalarının kavite içine girme miktarları (Çizelge 6.7) değiştirilmiştir. Diğer boyutlarda herhangi bir değişiklik yapılmamıştır.

Çizelge 6.7. CST’de ve FEST3D’de modellenen yapılardaki vidaların girme miktarları

Vida Konumu	FEST3D Girme Miktarı (mm)	CST Girme Miktarı (mm)
1.Kavite 0°	0.885	0.96
1.Kavite 45°	0.79	0.86
1.Kavite 90°	0.175	0.31
2.Kavite 90°	0.175	0.31
2.Kavite 135°	0.79	0.86
2.Kavite 180°	0.885	0.96

CST’de modellemesi ve benzetim çalışmaları tamamlanan filtrenin mekanik tasarımı yapılarak üretilmiştir. Şekil 6.15’te ÇMF’nin mekanik yapısı görülmektedir:



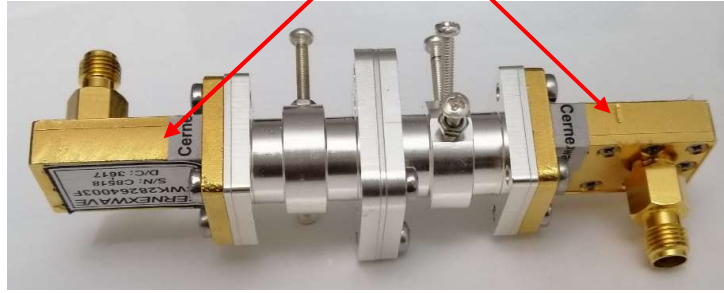
Şekil 6.15. Mekanik tasarımı yapılan klasik tip ÇMF modeli

Mekanik üretimi yapılan filtre Şekil 6.16’da görülmektedir. Filtre mekanığı alüminyumdan üretilmiş olup kaybı azaltmak için alüminyumun üzeri 8 mikron kalınlığında gümüş ile kaplanmıştır. Kırmızı ile belirtilen bölümde çapraz iris yer almaktadır. Bir sonraki tasarımda, bu filtrenin tüm boyutları sabit tutulurken sadece çapraz irisin yatay ve dikey açıklıklarına ayar vidası eklenecektir. Bu çalışmanın detayları sonraki bölümde anlatılacaktır.



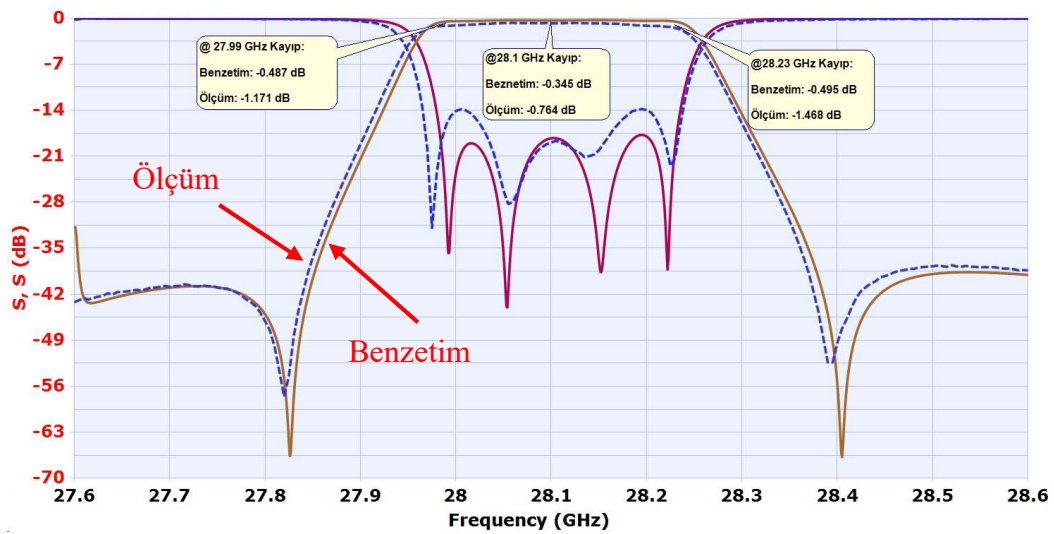
Şekil 6.16. Mekanik üretimi tamamlanmış klasik tip ÇMF

WR28-Koaksiyel geçiş adaptörü



Şekil 6.17. Ölçüme hazır ÇMF

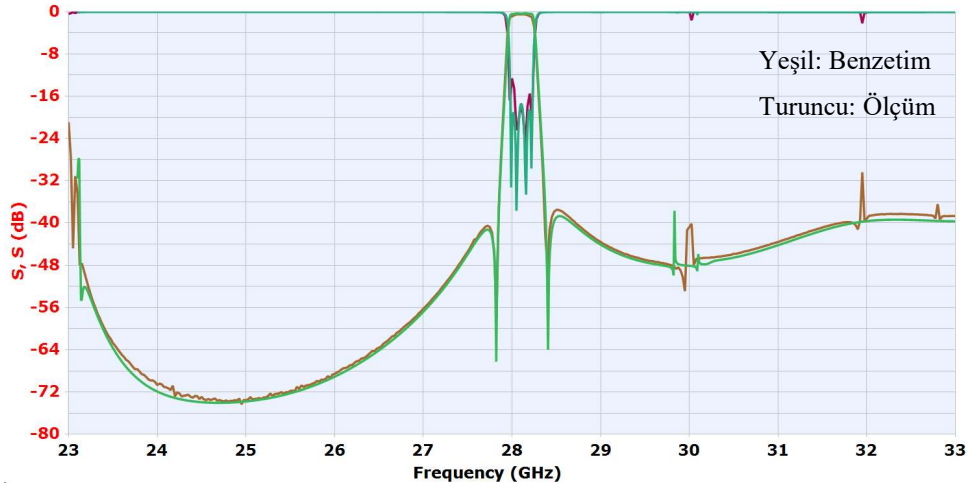
Şekil 6.17'deki filtrenin ölçüm sonuçları, Şekil 6.13 ve Şekil 6.14'teki CST benzetim sonuçları ile karşılaştırılarak Şekil 6.18'de ve Şekil 6.19'da üst üst çizdirilmiştir:



Şekil 6.18. CST benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması – dar bant

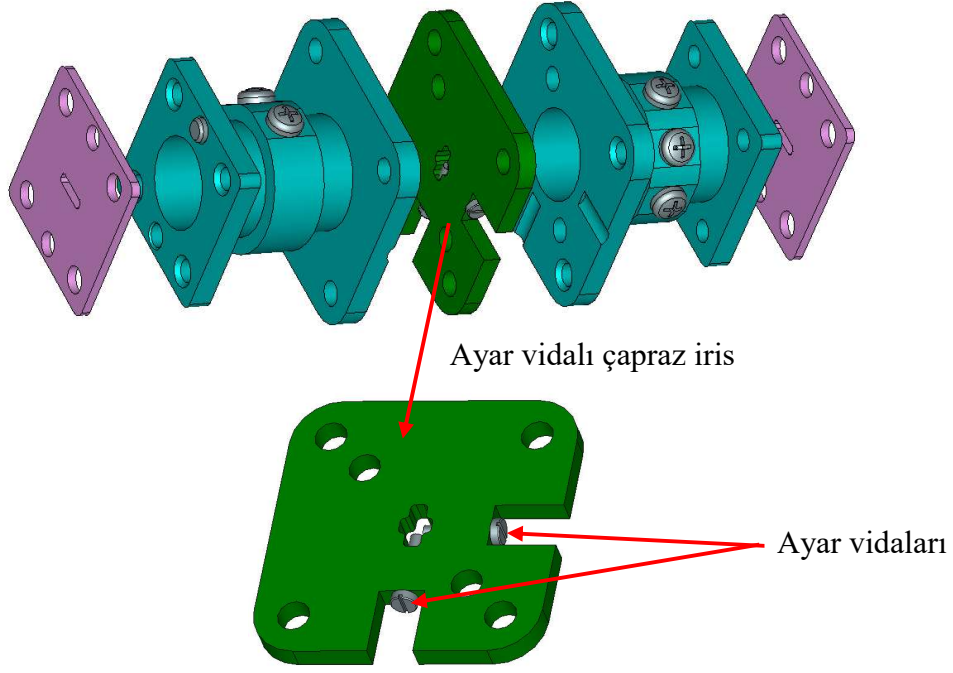
Şekil 6.18’de görüldüğü üzere benzetim ve ölçüm sonuçları büyük ölçüde örtüşmektedir. Üretilen filtrenin bant köşelerinde kayıp benzetim sonuçlarına göre yaklaşık 1 dB kadar fazladır. Bunun temel sebebi, mekanik üretim toleranslarından ve montajdan kaynaklı hatalardan dolayı filtre geçiş bandının az da olsa kubbe şeklinde olmasıdır. Geri dönüş kaybı (S_{11}) benzetimde -20 dB civarında iken, ölçüm sonuçlarında -14dB’dir. Bunun olası nedenleri ise ölçümlerde kullanılan “dalga kılavuzundan koaksiyele geçiş adaptörü” (Şekil 6.19) ile filtre arasındaki uyumlama farkı ve kaynak/yük eşleme açıklıklarının boyutlarının, mekanik üretim toleransı nedeniyle CST’de modellenenkinden farklı olmasıdır. Ancak filtre tasarımlarında tipik olarak S_{11} ’in -10dB altında olması hedeflenmektedir. Bu nedenle üretilen filtrenin kullanılmasını olumsuz etkileyecek bir durum söz konusu değildir.

Şekil 6.19’da CST benzetim ve ölçüm sonuçlarının geniş bantta karşılaştırılması vardır. Üretilen filtre, bant dışı geniş bir parazitsiz alana sahiptir.



Şekil 6.19. CST benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması – geniş bant

Sonuç itibariyle klasik tipte üretilen Ka-Bant ÇMF tasarım kriterlerini karşılaşmaktadır. Tasarımın sonraki aşamasında çapraz irisın yatay ve dikey açıklıklarına 1mm çaplı vidalar penetre ettirilerek filtrenin bant genişliği ve FTZ noktaları ayarlanmaya çalışılacaktır. Klasik tipte tasarlanan filtrenin boyutları aynı bırakılıp sadece çapraz iris boyutları değiştirilecektir. Bu nedenle tasarıma, filtre yapısının doğrudan CST’de modellenmesiyle başlanacaktır. Modellenen çapraz iris ayar vidalı ÇMF yapısı [46], Şekil 6.20’de gösterilmektedir:



Şekil 6.20. Çapraz iris ayar vidalı ÇMF yapısı

Bu yapıdaki ve klasik tip ÇMF'deki çapraz iris boyutları Çizelge 6.8'de karşılaştırılmalı olarak yazılmıştır:

Çizelge 6.8. Klasik tip ve çapraz iris ayar vidalı ÇMF'lerin çapraz iris boyutları

Parametre	Klasik ÇMF (mm)	Çapraz İris Ayar Vidalı ÇMF (mm)
Çapraz İris (Uzun Açıklık) Uzunluğu, l_1	4	4.2
Çapraz İris (Uzun Açıklık) Genişliği, w_1	0.8	1.5
Çapraz İris (Kısa Açıklık) Uzunluğu, l_2	2.65	2.85
Çapraz İris (Kısa Açıklık) Genişliği, w_2	0.8	1.5
Çapraz İris Yüksekliği, t_s	0.8	2

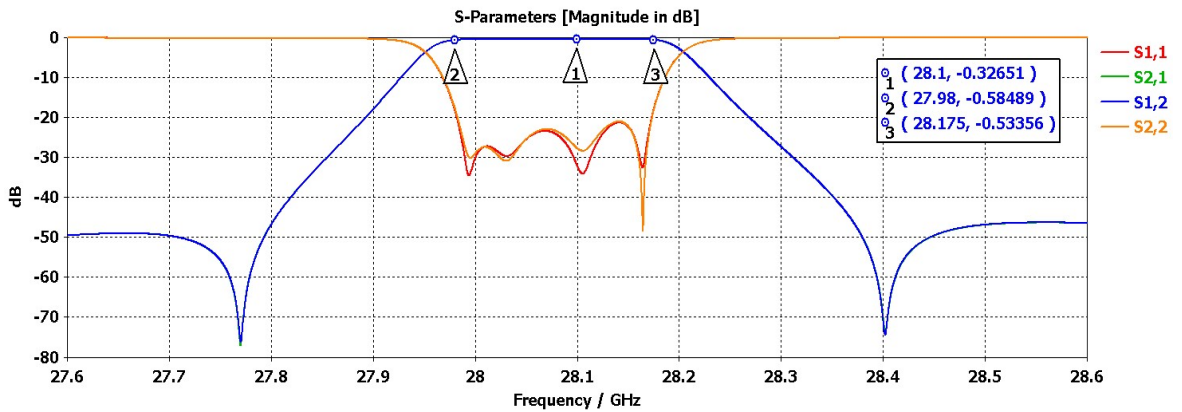
Mekanik üretimi yapılmış ve ölçüme hazır filtre, Şekil 6.21'de gösterilmektedir. Çapraz iris kalınlığı (1.2 mm) arttığı için filtrenin boyu, klasik yapıya (42.9 mm) göre artmış ve 44.1 mm olmuştur.



Şekil 6.21. Mekanik üretimi tamamlanmış çapraz iris ayar vidalı ÇMF

1mm çapındaki ayar vidalarının yatay ve dikey açıklıklara girebilmesi için iris boyutları büyütülmüştür. Önceki bölümde tasarlanan klasik tip ÇMF'nin çapraz irisine ayar vidaları eklenerek CST'de uygun iris boyutlarını elde etmek için optimize edilmiştir. Daha kalın çapraz iris kullanmanın dezavantajı ise filtre kaybının, klasik tip ÇMF'ye göre fazla olması ve kaviterler arası eşleme miktarı azaldığı için filtre bandının daralmasıdır.

CST'de modellenen çapraz iris ayar vidalı ÇMF'nin S-parametre benzetim sonucu Şekil 6.22'de verilmiştir. Filtre bandı, yaklaşık 20 MHz sola kaymıştır. Ayar vidaları kullanılarak optimizasyonlarla bant merkezi, 28.1GHz alınabilir. Ancak buradaki amaç üretilecek filtrenin istenilen performansı sağlaması olduğu ve CST'de modellenen yapının, üretim sonrası ayar vidaları kullanılarak isterleri sağlayabileceği öngörüldüğü için daha fazla iterasyon yapılmamış, filtre bu boyutlarda üretilmiştir.

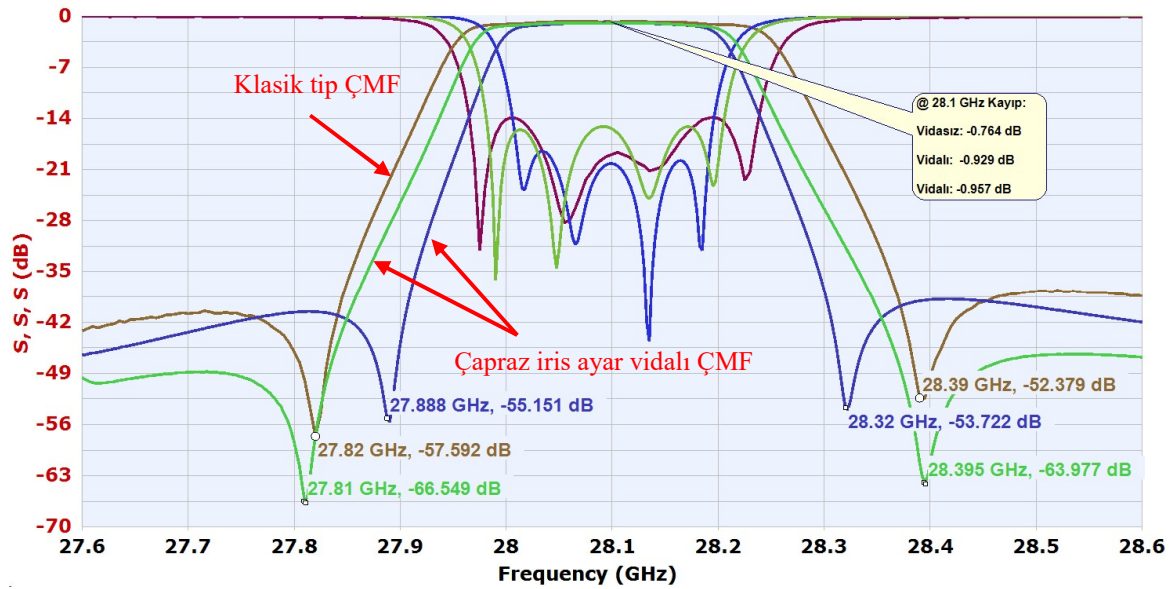


Şekil 6.22. Çapraz iris ayar vidalı ÇMF'nin S-parametre CST benzetim eğrisi

Şekil 6.21'deki çapraz iris ayar vidalı ÇMF ölçümleri ile klasik tip ÇMF ölçüm sonuçları karşılaştırılmalı olarak Şekil 6.23'te üst üste çizdirilmiştir. Çapraz ırists yer alan vidaların

açıklık içine girme miktarları değiştirilerek filtre bant genişliğinin ve FTZ noktalarının değiştirilebildiği görülebilmektedir. Bu filtre yapısındaki amaç, **çapraz ıristeki ayar vidaları** aracılığıyla, Şekil 6.1'deki K_{14} ve K_{23} eşleme katsayılarını değiştirerek filtre karakteristiğini değiştirmektir [46]. **İlk kez bu tez çalışmasında önerilen yapı**, ÇMF tasarımında istenilen esnekliği kazandırmak ve mekanik üretim toleranslarından dolayı, filtre boyutlarındaki hataları gidermek için kullanılabilir. Bu sayede filtre üretimlerinde zamandan ve maliyetten kazanç sağlanabilecektir.

Şekil 6.22'deki benzetim sonucunda yer alan bant kayıklığı, ölçümler sırasında ayar vidaları etkin şekilde kullanılarak giderilmiştir.



Şekil 6.23. Çapraz iris ayar vidalı ve klasik tip (vidasız) ÇMF ölçüm sonuçları

Çapraz iris ayar vidalı yapıda kullanılan çapraz iris kalınlığı fazla olduğu için kavite arası eşleme miktarı da düşmektedir. Buna bağlı olarak filtre bandı daralmaktadır. Ayrıca çapraz ıriste kullanılan 1mm çaplı ayar vidaları mekanik kısıtlardan dolayı daha uzun üretilememektedir. Test sırasında vida boylarının biraz daha uzun olması durumunda bandın genişleyebileceği görülmüştür. Çapraz iris ayar vidalı yapıda filtre boyutları değiştirilerek klasik tipteki filtre bant genişliğine ulaşılabilir. Ancak buradaki amaç, sadece çapraz irise ayar vidaları eklenildiğinde filtre karakteristiğindeki değişimi görmek olduğu için diğer boyutlarda bir değişiklik yapılmamıştır.

ÇMF'nin ölçümleri sırasında ayarlama adımları için aşağıdaki maddelerin dikkate alınması faydalı olacaktır [49]:

- i. Filtrenin rezonans frekansı, “**ayar vidaları**” ile kontrol edilmektedir. Bu vidalar kaynak/yük açıklıklarına dik olarak konumlandırılmıştır.
- ii. Bant genişliği, kaynak/yük açıklıklarına göre 45°'lik açıyla yerleştirilmiş “**eşleme vidaları**” tarafından kontrol edilmektedir. Eşleme vidaları aynı zamanda her bir kavitedeki dejenere modları eşlemek için de kullanılmaktadır.
- iii. Kaviterler arası eşleme ise çapraz iris aracılığıyla yapılmaktadır.
- iv. Giriş ve çıkış açıklıklarının boyutları değiştirilerek VSWR değeri ayarlanmaktadır.
- v. Komşu olmayan iki rezonans modu arasındaki çapraz eşleme sayesinde FTZ oluşmaktadır.
- vi. Filtre yapısı simetrik olduğu için her bir kavitedeki eşlenik vidalar aynı miktarda değiştirilmelidir. Ancak mekanik üretim toleranslarından dolayı filtre ölçümlerinde bu şekilde olmamaktadır.

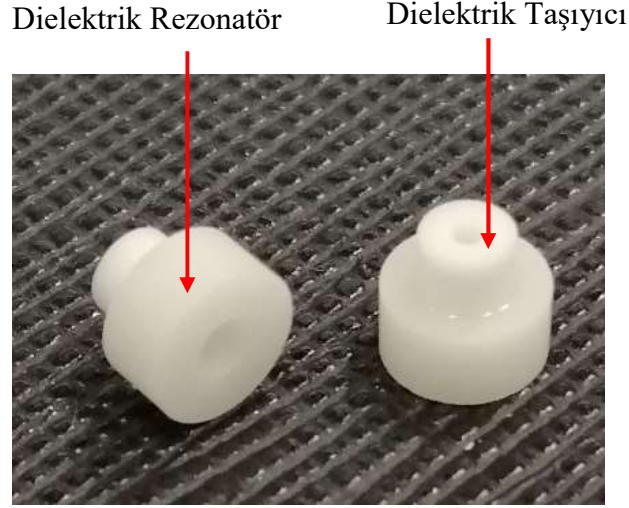
6.2. Çift Modlu Dielektrik Rezonatör Filtre (ÇMDRF) Tasarımı

Çalışmanın bu bölümünde kaviterlerin içerisine DR'ler konularak filtre boyutunun küçültülmesi hedeflenecektir. λ_d dielektrik malzeme içindeki dalga boyu, λ_0 havadaki dalga boyu ve ϵ_r bağıl dielektrik katsayısı olmak üzere $\lambda_d = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$ 'dir. Bu durumda ϵ_r ne kadar büyük ise, DR'nin boyutları λ_0 'ya göre o oranda küçülmektedir.

Dielektrik malzemelerin tanjant kaybı, havanınkinden fazla olduğu için ÇMDRF'nin kaybı içi boş kavitelere göre daha fazladır.

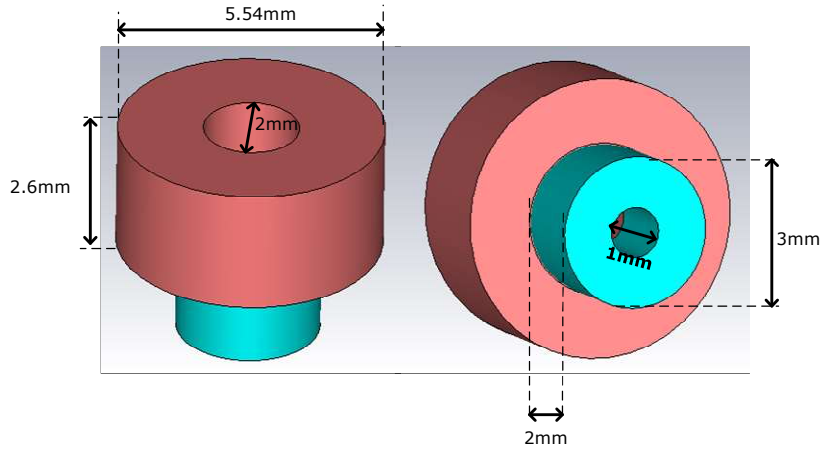
ÇMDRF'nin çalışma prensibi, önceki bölümde anlatılan ÇMF yapısıyla tamamen aynıdır. Burada dikkat edilmesi gereken husus, rezonatör için kullanılacak dielektrik malzemenin **dielektrik katsayısının yüksek ($\epsilon_r \approx 30-40$) ve tanjant kaybının düşük olmasıdır**. Ayrıca DR'nin doğrudan filtre mekaniğine teması ohmik kaybı arttıracığı için araya dielektrik destek malzemesi konulmaktadır. Destek malzemesinin, dielektrik sabitinin küçük ve kaybının az olması gerekmektedir.

Bu çalışmada kullanılan DR ve taşıyıcısı, Şekil 6.24'te görülmektedir:



Şekil 6.24. ÇMDRF tasarımında kullanılan DR

Şekil 6.24'teki rezonatörün dielektrik sabiti 24.0 ± 0.5 ve 27 GHz'de tanjant kaybı ($=f_0(\text{GHz})/230000$) 1.1739×10^{-4} 'tür. Destek malzemesi olarak forsterite kullanılmıştır. Forsterite'in dielektrik sabiti ve tanjant kaybı, sırasıyla, 6.8 ve 0.0004'tür. Filtrenin parazit performansını iyileştirmek için rezonatörün ve taşıyıcının orta kısımları delinerek yüzük şekli verilmiştir [31]. Ancak delik çapındaki bu artış, Q_u değerini azaltmaktadır. Bunun sebepleri Bölüm 2.1'de anlatılmıştır. Rezonatörün ve taşıyıcının fiziksel boyutları Şekil 6.25'te verilmiştir:



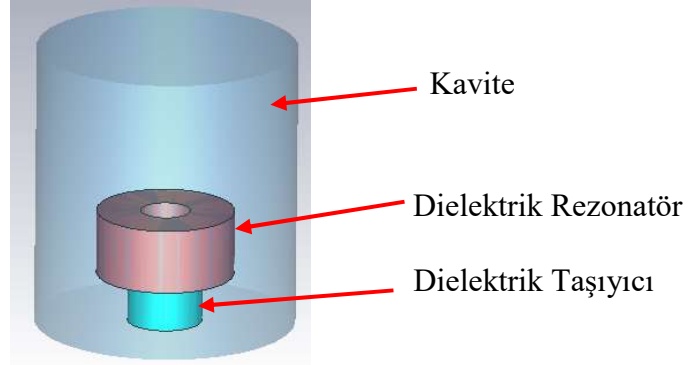
Şekil 6.25. DR ve taşıyıcının boyutları

İzole bir DR'nin kaybı, rezonans frekansında en azdır ve rezonans frekansı;

$$f_r = \frac{233}{\sqrt{\epsilon_r} \sqrt[3]{V}} \quad (6.4)$$

eşitliği ile hesaplanabilir. Eşitlikteki V , rezonatörün mm^3 cinsinden hacmini ifade etmektedir. Şekil 6.24'te verilen DR boyutlarına göre Eşitlik 6.4 hesaplandığında

$f_r=14.57$ GHz çıkmaktadır. Bu değer, izole bir DR için geçerlidir. Kavite içerisindeki DR'nin rezonans frekansını bulmak için CST'de tekli kavite içerisine DR konularak oluşturulan yapı için öz mod (eigenmode) çözümü yapılır, Şekil 6.26:



Şekil 6.26. CST'de öz mod çözümü için kullanılan model

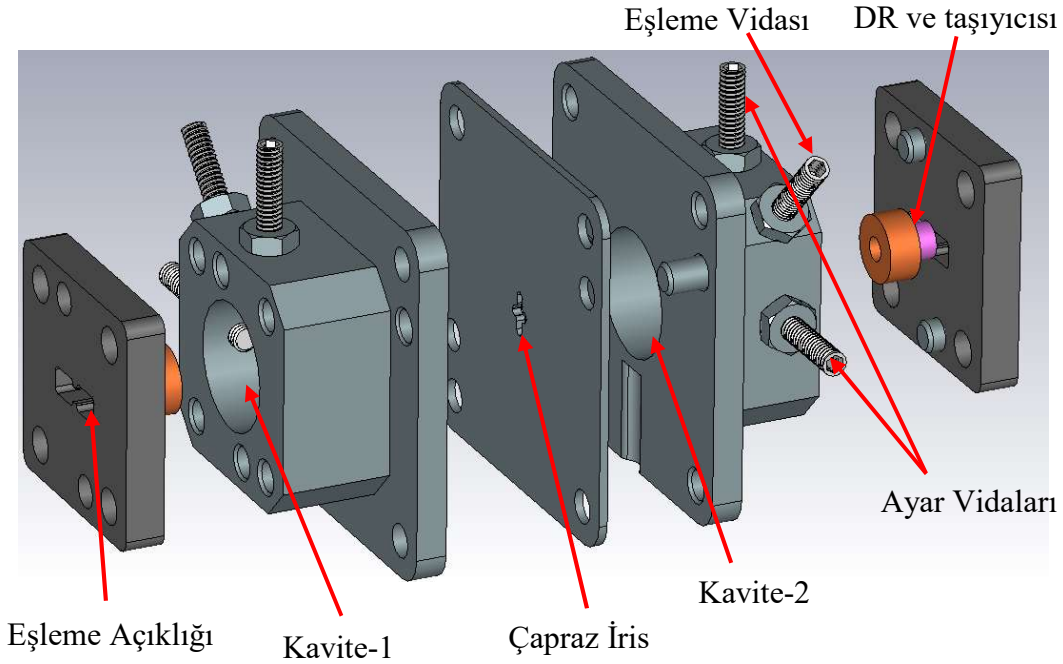
Buradaki amaç; Ka-Bantta (27-28 GHz aralığında) rezonans frekansları hemen hemen aynı olan ve kalite faktörü diğer modlara göre yüksek olan dejenere modları belirlemektir. Bu şartları sağlayan dejenere mod çifti bulunana kadar kavitenin boyutları değiştirilerek öz mod çözümü tekrarlanır. Önceki bölümde içi boş kavite rezonatörlerden elde edilen Ka-Bant ÇMF yapısındaki kavite boyutları kullanılarak analize başlanılmıştır. Kavite içerisine eklenen DR'den dolayı, yapının aynı frekansta rezonans etmesi için kavite boyutunun küçüleceği beklenen bir durumdur. Yapılan öz mod çözümü sonucunda kavitenin boyutları, 28.184 GHz ve 28.186 GHz'de diğer modlara göre daha yüksek Q_u değerine sahip iki dejenere modu olacak şekilde ayarlanmıştır. Öz mod çözümünde tekli kavite içerisindeki DR analiz edilmektedir. Birden fazla kavite, eşleme açıklıkları kullanılarak birleştirildiğinde tüm yapının rezonans frekansı, tekli kaviteninkinden farklı olacaktır. Bu nedenle tüm yapının rezonans frekansı yeniden ayarlanmalıdır.

İçi boş kavite rezonatörlere göre DR'li yapının başlıca farkları şu şekilde özetlenebilir:

- i. Rezonatörler, kaynak-yük açıklıklarının üzerine monte edildiği için taşıyıcı çapının, açıklık genişliğinden daha büyük olması gerekmektedir. Ancak DR'li yapıda, kaynak ve yük eşlemesinin yeterli seviyede olması için açıklık boyutlarının büyütülmesi gerekmektedir. Bu da taşıyıcı montajını imkansız hale getirdiği için tasarım aşamasında [50]'de verilen **yeni bir yapı** önerilmiştir.
- ii. İçi boş kavitede ayar ve eşleme vidaları kavitenin ortasına (silindirin uzamsal kenarı) yerleştirilirken, DR'li yapıda elektrik ve manyetik alan DR üzerinde yoğunlaştığı için vidalar DR boyunun ortasına gelecek şekilde yerleştirilmiştir.

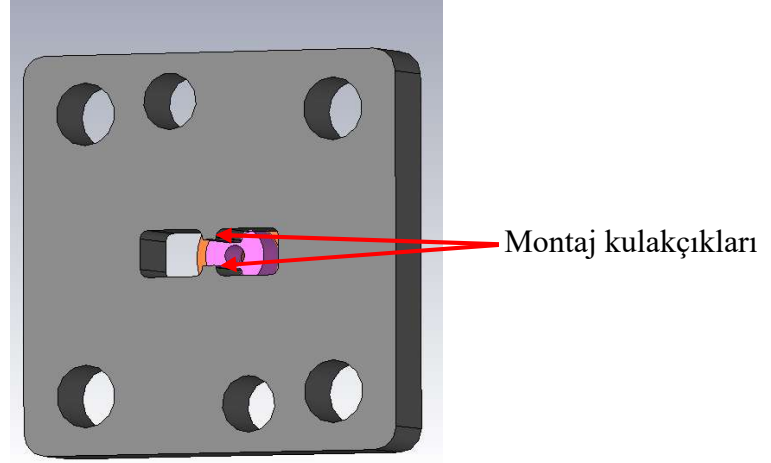
ÇMDRF tasarımının ilk aşamasında kaviteler arasındaki çapraz iris ayar vidası eklenilmemiştir. İkinci tasarımda ise çapraz irisin yatay ve dikey açıklıklarına ayar vidaları eklenerek filtre bandının ve FTZ noktalarının ayarlanabilir olması hedeflenmiştir.

Şekil 6.27’de çapraz iris ayar vidasız DRDM filtre tasarımına ait mekanik tasarım görseli yer almaktadır:



Şekil 6.27. Çapraz iris ayar vidasız ÇMDRF mekanik parçaları

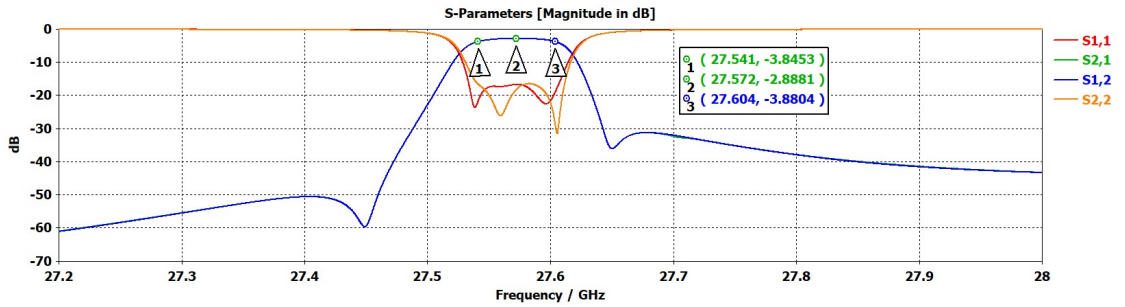
Tasarımda kullanılan DR’ye ait taşıyıcının çapı 3mm iken, 3B benzetimler sonucunda bulunan eşleme açıklığının genişliği ise 2.25 mm’dir. Dielektrik taşıyıcının, mekaniğe temas ettiği alan çok küçük olduğu için taşıyıcının açıklık üzerine montajı mümkün olmamaktadır. **Bu problemi çözmek için, bu tez çalışmasına özgü olarak, açıklık içerisine iki adet montaj kulakçığı tanımlanmıştır [50].** Şekil 6.28’de montaj kulakçıklarının eşleme açıklığı üzerindeki konumu gösterilmiştir:



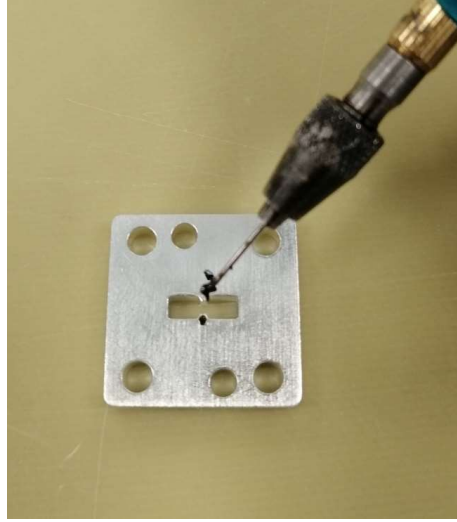
Şekil 6.28. Eşleme açıklığında tanımlanan montaj kulakçıkları

Montaj kulakçıklarının boyutu, DR'nin montajı yapılabilecek ölçüde belirlenmiştir. Kulakçıklar, eşleme açıklığını küçülttüğü için yeterli miktarda eşlemenin sağlanabilmesi için açıklığın boyunun artırılması gerekmektedir.

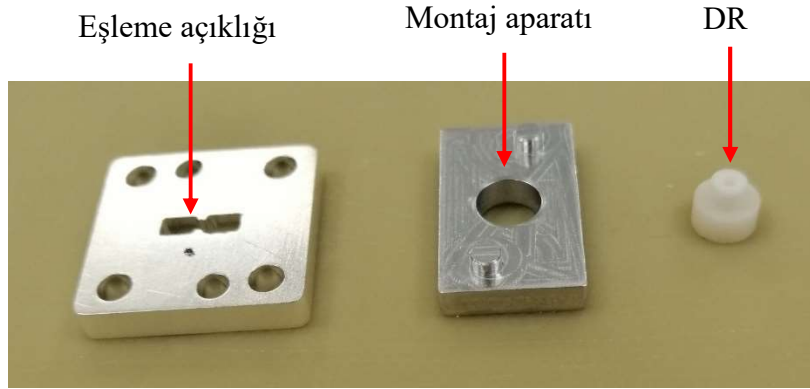
Şekil 6.26'daki tekli rezonatör kullanılarak yapılan öz mod çözümünden elde edilen kavite boyutları kullanılarak CST'de 2 rezonatörlü filtre modellenmiştir. Başlangıç olarak içi boş kavitede bulunan eşleme açıklığı ve çapraz iris boyutları kullanılmıştır. Benzetimler sonucunda hesaplanan S-parametresi eğrileri yorumlanıp açıklık ve iris boyutları değiştirilerek ÇMDRF'ye uygun karakteristik elde edilmiştir, Şekil 6.29:



Şekil 6.29. Çapraz iris ayar vidasız ÇMDRF'ye ait 3B benzetimin frekans karakteristiği
CST modellemesinden elde edilen boyutlara uygun olarak filtre mekanik tasarımı ve üretimi yapılmıştır. Filtrenin montaj aşamasında öncelikle kaynak/yük eşleme açıklıklarına DR'ler, yardımcı montaj aparatı kullanılarak yapıştırılmıştır. Yapıştırma işlemi için "Permabond ES578" epoksi yapıştırıcısı kullanılmıştır, Şekil 6.30:



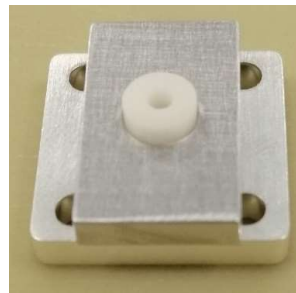
Şekil 6.30. “Permabond ES578” epoksi yapıştırıcının montaj kulakçıklarına sürülmesi
Permabond epoksinin sürülmesinden sonra montaj aparatı kullanılarak DR, taşıyıcısı aracılığıyla açıklık üzerine sabitlenmiştir, Şekil 6.31:



(a)



(b)

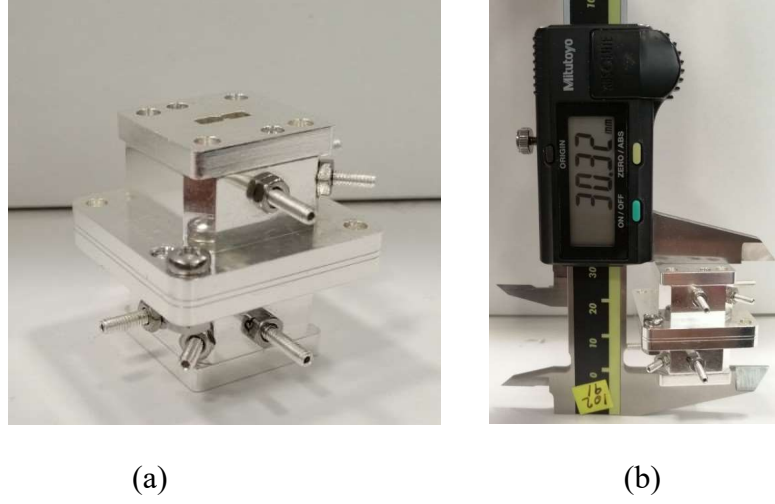


(c)

Şekil 6.31. a) Eşleme açıklığı, montaj aparatı ve DR, b) montaj aparatının açıklık üzerine konulması, c) DR'nin mekanikçe yapıştırılması

Şekil 6.31.c'deki yapı, 130°C sıcaklığındaki fırında 75 dakika bekletilerek yapıştırıcının kurlenmesi sağlanmıştır.

Mekanik montajı tamamlanan filtre ve nihai durumdaki boyu Şekil 6.32'de görülmektedir:

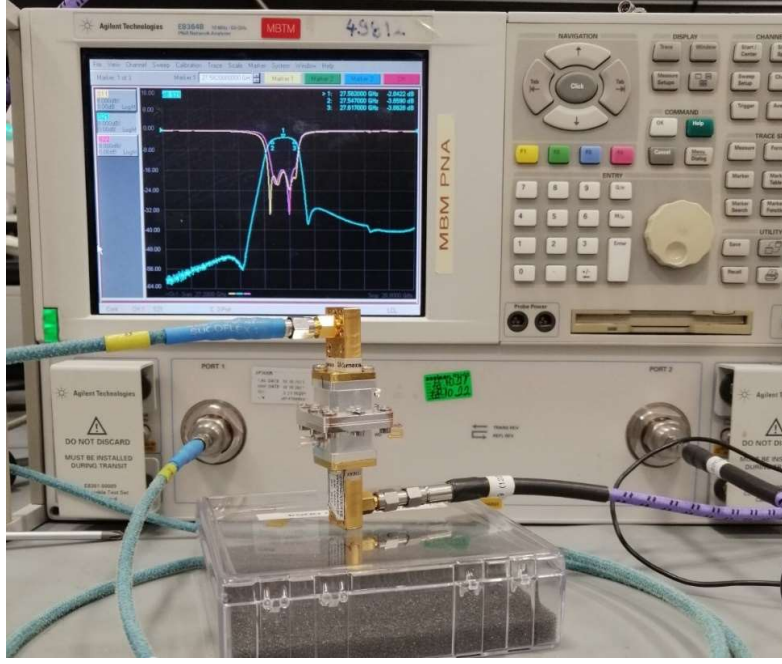


Şekil 6.32. a) Mekanik montajı tamamlanan ÇMDRF ve b) filtrenin boyu

Montajdaki en önemli nokta, DR'nin eşleme açıklığının tam ortasına montajının sağlanmasıdır. Bunun için de montaj aparatı olabildiğince yüksek hassasiyette üretilmelidir. Filtre yüksek frekansta çalıştığı için DR montajındaki küçük kayıklıklar, doğrudan filtre bandını ve kaybını etkilemektedir. Montajı tamamlanan ve WR28'den koaksiyelle geçiş adaptörü takılarak ölçüme hazır hale getirilen filtre Şekil 6.33'te görülmektedir:

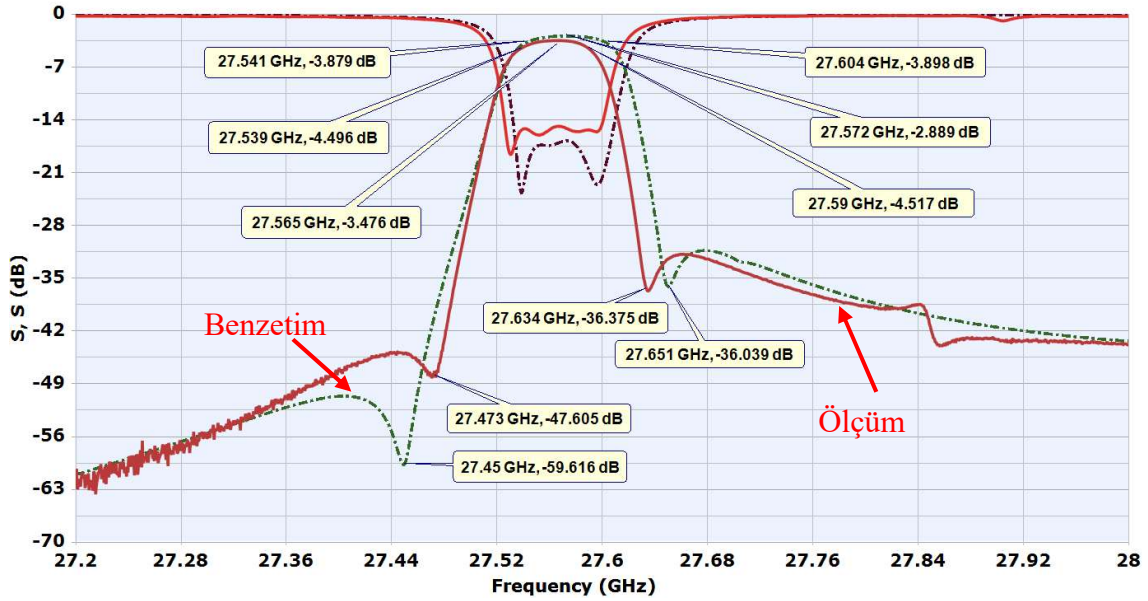


Şekil 6.33. Montajı tamamlanan ölçüme hazır çapraz irisi ayar vidasız ÇMDRF Filtre, Şekil 6.34'te gösterilen test düzeneğinde ölçülmüştür:



Şekil 6.34. Filtre ölçüm düzeneği

Çapraz iris ayar vidasız ÇMDFR'nin CST benzetim ve ölçüm sonuçları, Şekil 6.35'te üst üste çizdirilmiştir:



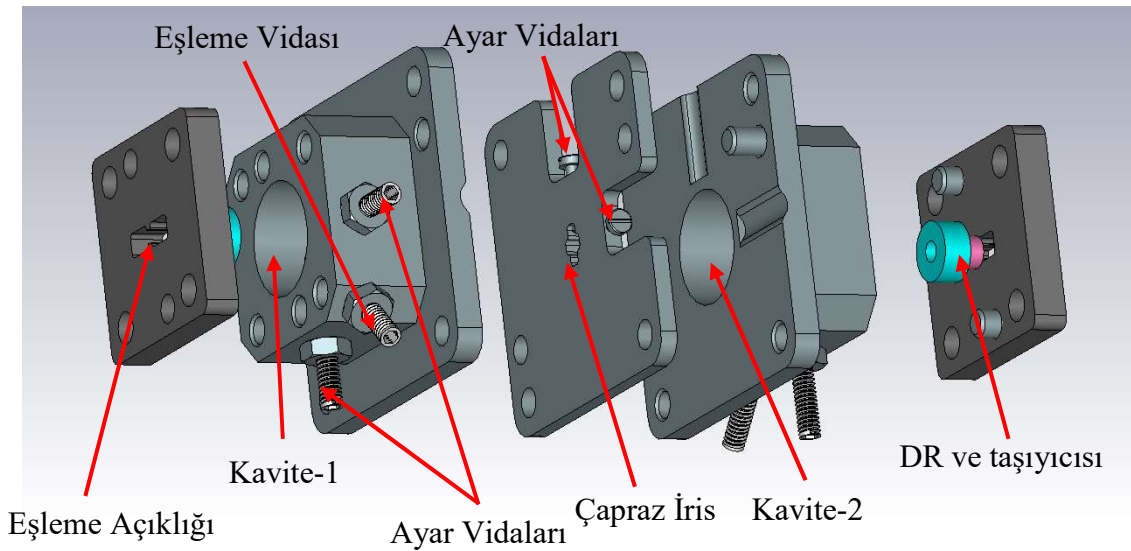
Şekil 6.35. Çapraz iris ayar vidasız ÇMDFR'nin 3B benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması

Şekil 6.29'daki benzetim sonucuna göre filtrenin 1 dB bant genişliği yaklaşık 63 MHz'dir. Şekil 6.35'te üretilen filtrenin bant genişliğinin benzetim sonucuna göre yaklaşık 12 MHz dar olduğu görülmektedir. **Bunun başlıca sebepleri, mekanik üretim toleranslarından dolayı filtre boyutlarının benzetime göre farklı üretilmesi,**

kullanılan DR ve taşıyıcının dielektrik özelliklerinin 3B benzetimden farklı olmasıdır. Ayrıca [51]'de belirtildiği gibi kavite merkezine montajı yapılması gereken DR'nin konumundaki kayıklık da filtre bant genişliği etkilemektedir. Ayrıca DR'nin montajında kullanılan Permabond elektriksel olarak yalıtkan bir malzemedir. Taşıyıcı ile mekanik arasında ince de olsa bir katman oluşturarak filtrenin araya girme kaybının arttırmaktadır.

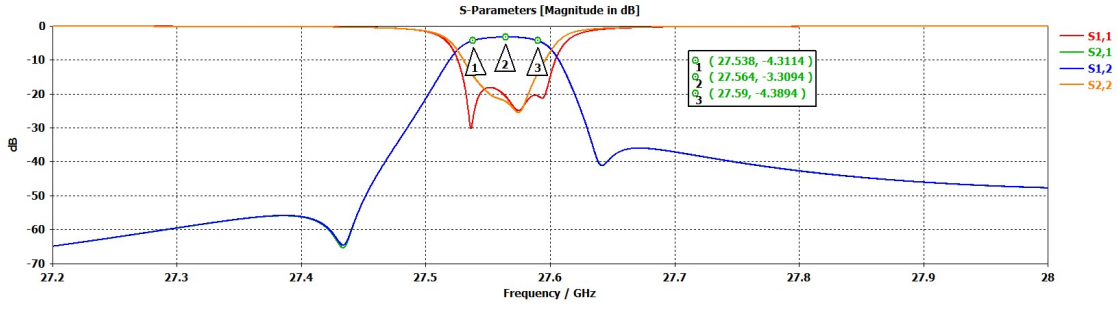
ÇMDRF tasarımının ikinci aşamasında, mekanik üretim toleransından dolayı filtre bandında meydana gelen kaymaları gidermek, bant genişliğini ve FTZ noktalarını ayarlamak için çapraz irisin yatay ve dikey açıklıklarına birer ayar vidası eklenmiştir. Bunun için çapraz iris boyutları büyümüş ancak filtrenin diğer boyutlarında herhangi bir değişiklik yapılmamıştır. Çapraz iris ayar vidalı ÇMDRF'nin mekanik yapısı

Şekil 6.36'da verilmiştir:

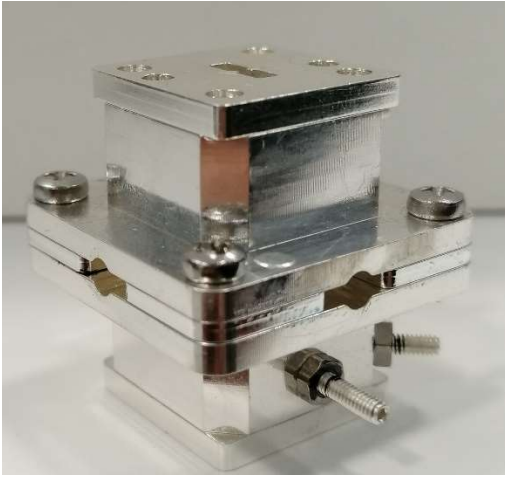


Şekil 6.36. Çapraz iris ayar vidalı ÇMDRF'nin mekanik parçaları

CST'de modellenen çapraz iris ayar vidalı ÇMDRF'ye ait benzetim sonucu Şekil 6.37'de görülmektedir. Filtrenin 1dB bant genişliği 52 MHz'dir. Şekil 6.37 ile Şekil 6.29 karşılaştırıldığında filtre bandının yaklaşık 11 MHz daraldığı görülmektedir. Bunun temel sebebi çapraz irise ayar vidası eklenebilmesi için iris kalınlığının artmasıdır. Filtrenin diğer boyutları değiştirildiğinde bant genişliğindeki bu daralma giderilebilir. Ancak buradaki amaç aynı boyutlardaki çapraz iris ayar vidalı ve vidasız filtre yapılarını karşılaştırmak olduğu için filtrenin diğer boyutları değiştirilmemiştir.



Şekil 6.37. Çapraz iris ayar vidalı ÇMDRF'ye ait 3B benzetim frekans karakteristiği
CST'de yapılan benzetim sonucuna göre elde edilen filtre boyutlarına göre üretilen ve montajı yapılan çapraz iris ayar vidalı ÇMDRF ve çapraz iris mekaniği Şekil 6.38'de görülmektedir:



(a)

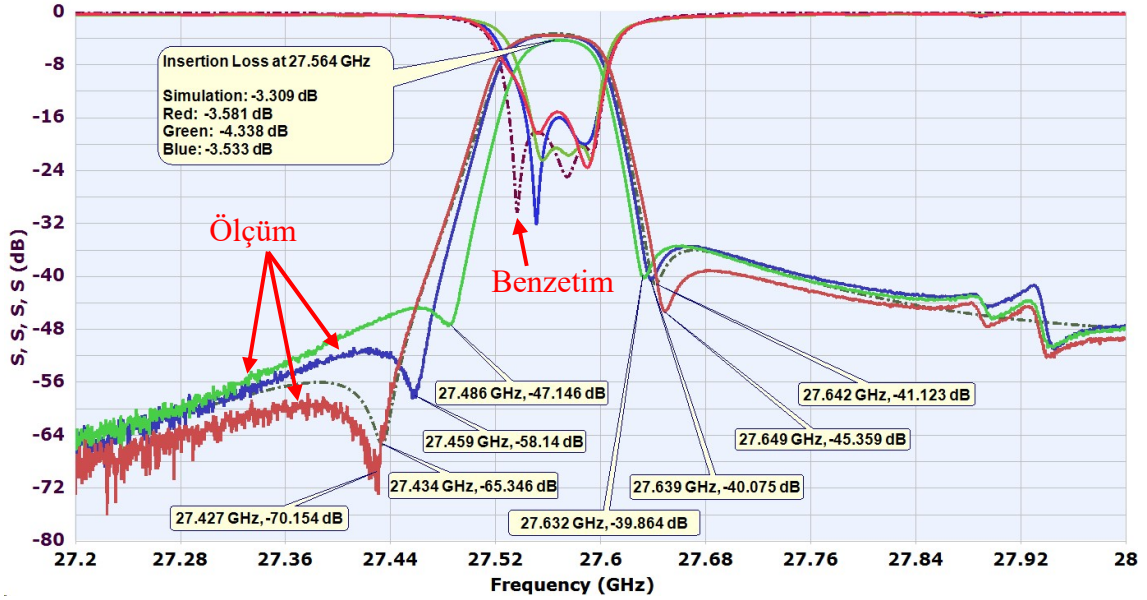


(b)

Şekil 6.38. a) Mekanik montajı tamamlanan çapraz iris ayar vidalı ÇMDRF ve b) ayar vidalı çapraz iris

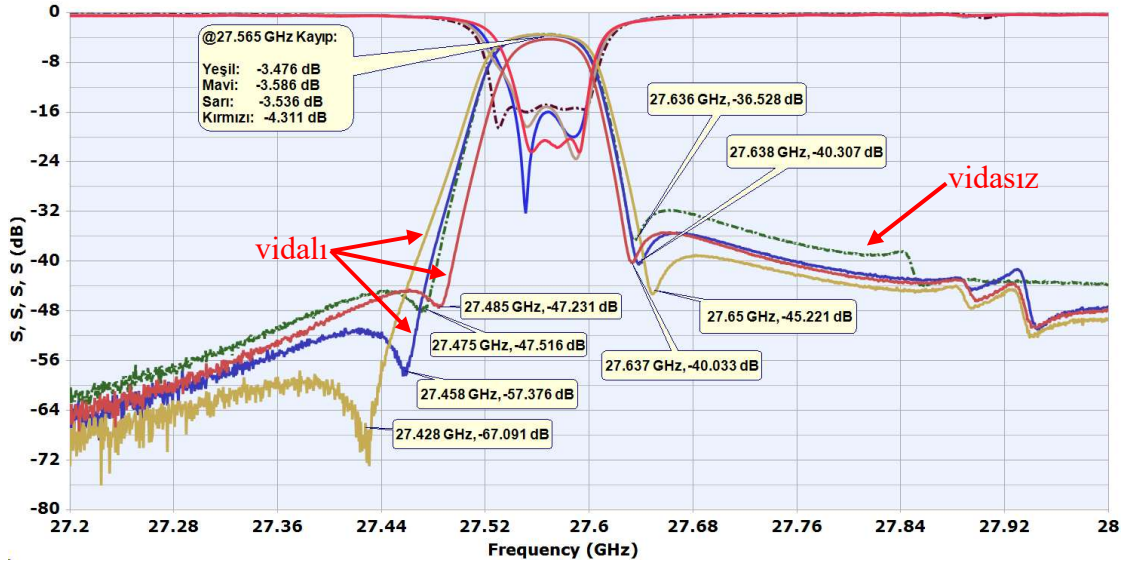
Şekil 6.38'deki filtrenin, çapraz iris ayar vidalarının farklı konumlarına göre yapılan ölçümlerinin sonuçları Şekil 6.39'da görülmektedir. CST'de yapılan benzetim sonucu da bu şekle eklenerek ölçüm sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. Ayar vidalarının konumları, benzetimdekine yakın olduğunda filtre kazanç eğrileri büyük ölçüde örtüşmektedir. Ayar vidalarının çapraz irise girme miktarı arttığında (yeşil renkli eğri) filtre bandı daralmaktadır. Buna bağlı olarak filtre kaybı artmaktadır. Filtrenin kaybı, benzetime göre biraz fazladır. Bunun nedenleri, kullanılan DR'nin tanjant kaybının benzetimle birebir aynı olmaması, DR destek malzemesinin mekaniğe montajında kullanılan "Permabond" epoksi yapıştırıcının metal ve taşıyıcı arasında süreksizlik yaratması, mekanik üretim toleransları ve montaj hataları olarak sıralanabilir. Bu sebeplerden dolayı benzetim ve

gerçek ölçüm arasında, küçük farkların olması beklenen bir durumdur. Çapraz iris ayar vidalı ÇMDFR'nin tasarım amacı, filtre bandının ve FTZ noktalarının ayarlanabilir olması idi. Elde edilen sonuçlardan tasarım hedeflerine ulaşıldığı görülmektedir.



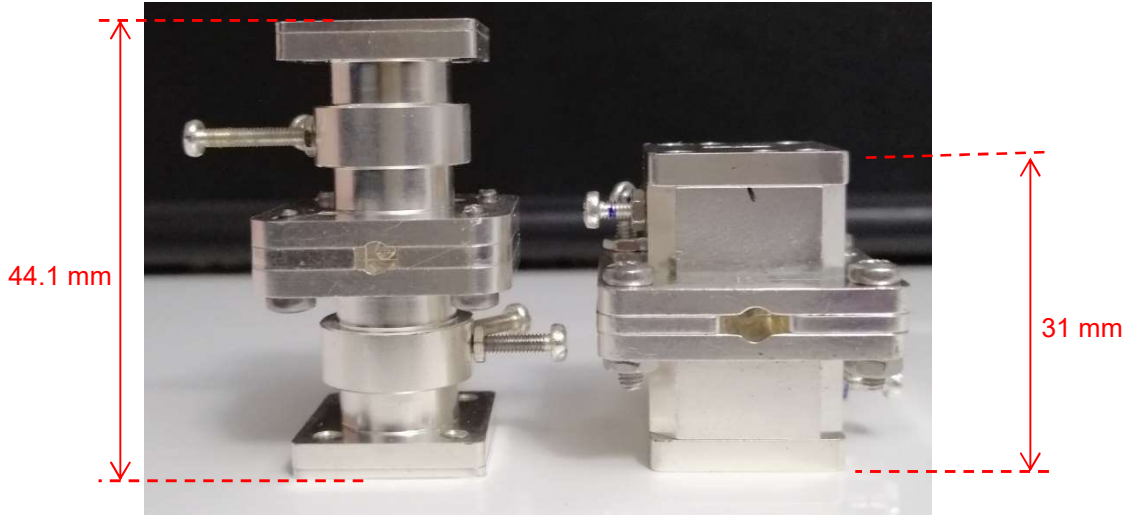
Şekil 6.39. Çapraz iris ayar vidalı ÇMDFR ölçüm ve benzetim sonuçları

Çapraz iris ayar vidasız (Şekil 6.35) ve vidalı (Şekil 6.39) ÇMDFR'lere ait ölçüm sonuçları Şekil 6.40'da karşılaştırılmıştır. Ayar vidalı filtrede, vidaların konumuna göre bant genişliği, ayar vidasızına göre daha büyük veya daha küçük olabilmektedir. Aynı şekilde FTZ noktalarının konumu değiştirilebilmektedir. Bu da filtrenin yakın alan bastırma değerlerini istenilen seviyelere çekmeye yardımcı olmaktadır. Çapraz iris ayar vidalarından dolayı bu filtrenin kaybı, vidasızına göre yaklaşık olarak 0.1 dB daha fazladır. Filtre bandı çok daraltıldığında vidaların girme miktarı arttığı için kayıp da buna bağlı olarak artmaktadır.



Şekil 6.40. Çapraz iris ayar vidalı ve vidasız ÇMDRF ölçüm sonuçları

Son olarak çapraz iris ayar vidalı ÇMF (Şekil 6.21) ile ÇMDRF (Şekil 6.38), Şekil 6.41’de yan yana konularak boyutsal olarak karşılaştırılmıştır:



Şekil 6.41. Çapraz iris ayar vidalı ÇM ve ÇMDR filtrelerin boyutlarının karşılaştırılması

Çizelge 6.9’da Şekil 6.41’deki filtrelerin mekanik boyutlarının ölçüleri karşılaştırılmalı olarak verilmiştir:

Çizelge 6.9. Çapraz iris ayar vidalı ÇM ve ÇMDR filtrelerin boyutlarının karşılaştırılması

Parametre	ÇMF (mm)	ÇMDRF (mm)
Kavite Boyu Yarıçapı, a	5	5.25
Kavite Boyu, h	20.05	11.5
Kaynak/Yük Açıklık Uzunluğu, l	4.6	7.1
Kaynak/Yük Açıklık Genişliği, w	1.2	2.25
Kaynak/Yük Açıklık Kalınlığı, t _s	1	3.2
Çapraz İris (Uzun Açıklık) Uzunluğu, l ₁	4.2	3.85
Çapraz İris (Uzun Açıklık) Genişliği, w ₁	1.5	1.4
Çapraz İris (Kısa Açıklık) Uzunluğu, l ₂	2.85	2.65
Çapraz İris (Kısa Açıklık) Genişliği, w ₂	1.5	1.4
Çapraz İris Kalınlığı, t _s	2	1.6

7. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu tez çalışmasında Ka-Bantta çalışan ÇMF tasarımı ve üretimi yapılmıştır. Çalışmanın ilk aşamasında filtrenin bant genişliğini ve FTZ noktalarını ayarlayabilmek için içi boş kavite rezonatörler kullanılarak oluşturulan filtre yapısının çapraz irisine ayar vidaları eklenilmiştir. Çalışmanın başarısının ölçülmesi amacıyla aynı boyutlarda klasik çift modlu bir filtre (çapraz irisi ayar vidasız) daha tasarlanmıştır. Çalışmanın ikinci aşamasında ise içi boş kavitelere DR'ler eklenerek filtre boyutlarının küçültülmesi hedeflenmiştir. Önceki tasarım aşamasında olduğu gibi çapraz irisi ayar vidalı ve ayar vidasız iki tip filtre tasarlanıp üretilerek ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır. Çapraz irise ayar vidası eklenildiğinde bant genişliğinin ve FTZ noktalarının istenilen seviyede ayarlanıp ayarlanmadığı üzerine çalışılmıştır.

[51]'de yapılan çalışmada DR'ler dairesel kesitli rezonatörler içerisine konulmuş ve rezonatörler düzlemsel olarak yan yana konumlandırılmıştır. Kavite arası eşleme prob aracılığıyla yapılmıştır. Bu çalışmada da FTZ noktalarını ayarlamak amacıyla kavitelere metal vidalar eklenilmiştir. Ancak grafikler incelendiğinde vidaların FTZ noktalarını kaydırmadaki etkisinin sınırlı olduğu ve yakın bantlarda bastırmasının iyi olmadığı görülmektedir. [51]'de önerilen yapının rezonans frekansı 2.069 GHz, bant genişliği ise 56MHz'tir. Düşük frekanslarda, mekanik üretim hatalarının filtre performansındaki etkisi sınırlı olmaktadır. Bu tez çalışmasında önerdiğimiz Ka-Bant filtrelerdeki DR'lerin bant dışı parazit performansları ve çapraz iris ayar vidalarının FTZ'lerin konumlarının değiştirilmesindeki etkisi, [51]'e göre daha iyidir.

Bölüm 3.2'de ÇMF/ÇMDRF alanında daha önce yapılan bazı çalışmalar özetlenmiştir. Bu çalışmaların bazılarında ayar vidasını kaldırmak için kavite içerisine çeşitli sabit mekanik yapılar önerilmiştir. Bu tip filtreler genel olarak 1-13 GHz frekans aralığında çalıştığı için olası mekanik üretim hatalarından/toleranslarından daha az etkilenmektedir. Ancak çalışılan frekans yükseldikçe hataların/toleransların etkisi, filtre performansında daha belirgin şekilde ortaya çıkmaktadır. Tasarladığımız filtreler Ka-Bantta çalıştığından dolayı üretim, montaj hatalarını tolere edebilmek için sabit mekanik yapılar yerine ayar vidaları kullanarak tasarımın daha esnek bir yapıya sahip olması hedeflenmiştir.

Filtre tasarımında temel amaç, filtrenin istenilen **merkez frekansı, bant genişliği, FTZ noktaları, filtre derecesi ve geri dönüş kaybı** değerlerini sağlayacak **kavite boyutlarının, eşleme açıklıklarının, çapraz iris boyutlarının ve eşleme matrisinin**

hesaplanmasıdır. Bu amaca yönelik olarak, Bölüm 5'te ÇMF yapıları için literatürde yer alan yaklaşımlar kullanılarak eşleme matrisinin sentezlenmesi ve filtre boyutlarının hesaplanabilmesi için Matlab kodu yazılmıştır.

Bölüm 6'da ise öncelikle istenilen frekans karakteristiğine sahip ÇMF tasarımı için Bölüm 5'teki kod kullanılarak eşleme matrisi ve filtre boyutları hesaplanmıştır. Bulunan sonuçların doğruluğunu test etmek için ticari bir program olan FEST3D'de aynı özelliklerde bir filtre sentezlenmiştir. Her iki eşleme matrisinin de birbirine yakın olduğu teyit edildikten sonra Matlab kodu ile sentezlenen eşleme matrisi kullanılarak hesaplanan filtre boyutlarına göre FEST3D'de filtre sentezlenmiştir. Bulunan frekans karakteristiğinin isterleri sağlaması için filtre boyutlarında optimizasyon yapılmıştır. Nihai durumda filtre, CST'de modellenerek 3B EM benzetimi yapılmış ve filtre isterlerini sağlaması için boyutlarında ince ayar denilen ufak değişiklikler yapılmıştır. 4 tip filtre için de benzer tasarım çalışmaları yapılarak filtreler üretilmiş ve ölçülmüştür. Filtrelerin 3B benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırılarak tasarım ile üretim S-parametrelerinin büyük ölçüde örtüştüğü görülmüştür.

Tez çalışmasının sonuçları şu şekilde özetlenebilir:

- ÇMF yapıları sahip oldukları fiziksel rezonatör sayısının iki katı kadar elektriksel rezonatöre sahiptir. Bu nedenle aynı frekans karakteristiğini elde etmek için tasarlanan tek modlu kavite filtreye göre ÇMF'nin boyu neredeyse yarı yarıya küçülmektedir. Örneğin 4 rezonatörlü tek modlu bir kavite filtrenin sağladığı isterleri, 2 rezonatörlü ÇMF sağlayabilmektedir.
- Tasarlanan ÇMF'deki kaviteler arası çapraz irise (literatürde ilk kez) ayar vidaları eklenilmiştir. Yüksek frekanslarda çapraz iris boyutları küçülmekte ve mekanik üretim toleransından dolayı üretilen filtreler, isterleri karşılamayabilmektedir. Bu vidalar aracılığıyla üretim kaynaklı oluşabilecek hataların tolere edilmesi ve aynı zamanda filtre bant genişliği ile FTZ noktalarının ayarlanabilir olması hedeflenmiştir. Çapraz iris ayar vidalı ve vidasız filtrelerin ölçülerek sonuçları karşılaştırıldığında, ayar vidalı filtrenin bant genişliğinin dar olduğu görülmektedir. Her iki tip filtrenin boyutları aynı olup sadece çapraz iris, ayar vidası eklenebilmesi için genişletilmiş ve kalınlaştırılmıştır. Çapraz iris duvarı kalınlaştırıldığında kaviteler arası eşleme azalacağı için bant da daralmakta ve filtre kaybı 0.2 dB kadar artmaktadır. Buradaki amaç filtreleri, sadece çapraz irise

ayar vidası ekleyerek karşılaştırmak olduğu için filtrenin diğer boyutlarında değişiklik yapılmamıştır.

- ÇMDRF tasarımında da bir önceki aşamada olduğu gibi çapraz iris ayar vidalı ve vidasız olmak üzere iki tip filtre tasarlanarak ölçüm ve benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. DR kullanılmasındaki amaç, filtre boyutunun küçültülmesi idi. Şekil 6.41'e bakıldığında bu hedefin karşılandığı görülmektedir. Tasarım aşamasında DR'nin eşleme açıklığı üzerine konumlandırılması durumunda kaynak eşlemenin yeterli seviyede yapılabilmesi için açıklığın boyutlarının büyütülmesi gerektiği görülmüştür. Ancak açıklığın genişliği (dar kısım) arttırıldığında, DR desteğinin montajı için yeterli alan kalmamaktadır. Bu problemi çözmek için literatürde ilk defa denenen bir yapı olan montaj kulakçıkları eşleme açıklığına eklenmiştir.
- DR ile destek malzemesi, destek malzemesi ile mekanik arasında kullanılan yapıştırıcı malzemeler sınır yüzeylerinde düzensizlik oluşturmakta ve filtreye ekstra kayıp getirmektedir. Bu yapıştırıcıların belirli bir kalınlığı ve elektriksel özelliği olmadığı için benzetimde modellenememektedir. Bunların kaybını, benzetim sonuçlarına dahil etmek için DR ve destek malzemesinin kayıp tanjant değerleri arttırılabilir.
- Çapraz iris ayar vidasız ÇMDRF'nin ölçüm sonucunun 1dB bant genişliği, benzetime 12MHz daha dardır. Bunun başlıca olası sebepleri, mekanik üretim toleranslarından dolayı filtre boyutlarının benzetime göre farklı olması, kullanılan DR ve taşıyıcının dielektrik özelliklerinin benzetimdekilerden farklı olması, DR'nin montajında kayıklık olmasıdır.
- Çapraz iris ayar vidalı ÇMDRF'nin ölçüm ve benzetim sonuçları Şekil 6.39'da karşılaştırılmıştır. Ayar vidalarının farklı konumlarına göre filtre bant genişliğinin ve FTZ konumlarının değiştirilebilir olduğu gözlemlenmiştir. Ayar vidalarının çapraz iris içerisine girme miktarı arttıkça kaviteler arası eşleme miktarı azalmakta, buna bağlı olarak da filtre bandı daralmakta ve kaybı artmaktadır.
- Çapraz iris ayar vidalı ve vidasız ÇMDRF'lerin ölçüm sonuçları Şekil 6.40'da karşılaştırılmıştır. Ayar vidalarının çapraz irise girme miktarına göre her iki filtrenin bant genişliklerinin ve FTZ noktalarının aynı olabileceği gösterilmiştir. Beklenildiği gibi ayar vidalı ÇMDRF'de kayıp, vidasızına göre daha fazla olmuştur.

7.1. İleride Yapılacak Çalışmalar

Bu tez çalışmasında Ka-Bantta çalışan ÇMF ve ÇMDRF yapıları üzerine çalışılmıştır. İleri dönemde yapılabilecek çalışmalar şu şekilde özetlenebilir:

- Filtre kaybının önemli olduğu ön kat modüllerinde ön seçici filtre olarak dalga kılavuzu yapıları tercih edilmektedir. Uydu sistemleri (OMUX birimlerinde) gibi faydalı yükün önemli olduğu ve filtreden kaynaklı kaybın güç yükselteçlerle tolere edilebildiği yapılarda ise boyutsal anlamda küçülme için ÇMF yapılarına geçilmektedir. Klasik dalga kılavuzu filtrelere göre, ÇMDRF'ler pahalı bir çözümdür. Bu nedenle tercih edilebilmesi için teknik konular dışında, maliyet analizi gibi parametreler de göz önüne alınmaktadır. ÇMDRF'lerde maliyeti arttıran en önemli kalem, kullanılan DR'lerdir. Bu malzemeler istenilen boyutlarda yurt dışı firmalardan hazır olarak temin edilmektedir. DR'lerin yurt içi kaynaklarla üretilmesi ÇMDRF maliyetlerini önemli ölçüde düşürecektir.
- ÇMF'lerde kaynak/yük eşleme açıklıkları ve çapraz irisin mekanik üretiminde, özellikle yüksek frekanslarda, hassas üretim teknikleri kullanılmaktadır. Üretilen mekanikler, 3B modelin ölçülerine ne kadar yakın olursa elde edilecek sonuç da o derece başarılı olacaktır. Bu çalışmada mekanik tolerans hataları, ayar vidaları ile büyük ölçüde tolere edilmiştir. Ancak V ve W gibi daha yüksek frekanslara çıkıldığında filtre boyutları daha da küçüleceği için mekanik üretim toleransları, ölçüm sonuçlarını doğrudan etkileyecek seviyelerde olacaktır. Bu nedenle yüksek frekanslı yapılar için farklı mekanik üretim teknikleri üzerinde çalışılabilir. Örneğin bu tez çalışmasında her kavite, çapraz iris ve eşleme açıklıkları ayrı ayrı üretilmiştir. Yüksek frekanslı yapılarda, filtrenin boyutları küçüleceği için yekpare şekilde üretim yapılmaya çalışılabilir.
- Bu tez çalışmasında kullanılan DR boyutu büyütülerek kavite boyutunun daha da küçültülmesi hedeflenebilir.
- Daha yüksek dielektrik sabitine sahip DR'ler tasarımda kullanılabilir. Bu da boyutsal anlamda küçülme sağlayacaktır.
- Çapraz iris dışında, kaynak/yük eşleme açıklıklarına da ayar vidaları eklenerek ayarlanabilirlik açısından filtrenin daha esnek bir yapıya sahip olması sağlanabilir.

- [52]'de X-bantta dört adet kaviteden oluşan sekiz dereceli ÇMF, düşük maliyetli stereolitografi tabanlı 3B baskı tekniği kullanılarak üretilmiştir. 3B yazıcıda, filtrenin yapı malzemesi olarak termal dayanımı standart reçinelere göre daha yüksek olan seramik dolgulu reçine kullanılmıştır. Bu filtrenin yüzeyi ise bakır ile kaplanmıştır. Üretim süresini ve maliyeti düşürmek, daha hassas filtreler üretmek için kullanılan bu yöntem, tezde önerdiğimiz filtre mekaniklerini üretmek için de kullanılabilir. Özellikle üretimden kaynaklı boyutsal toleransların Ka-bantta çalışan filtreler için oluşturacağı olumsuz etkiyi azaltmak adına, [52]'de önerilen yöntem ileri dönem çalışmalarında denenebilir.

KAYNAKLAR

- [1] C. Kelleci, "Compact Ka-Band Filter Applications Based On The Multiple Mode Rectangular Cavity", Doktora Tezi, Bilkent Üniwestiesi, Ankara, **2017**.
- [2] I. Arregui, F. Teberio, I. Arnedo, J. M. Percas, P. M. Iglesias, T. Lopetegi ve M. A. G. Laso, "High-Power Filter Design in Waveguide Technology", *IEEE Microwave Magazine*, sf. 46-57, **Haziran 2020**.
- [3] R. D. Richtmeyer, "Dielectric Resonators", *Journal of Applied Physics*, cilt10, sf. 391, **Haziran 1939**.
- [4] C. Wang ve K. A. Zaki, "Dielectric Resonators and Filters", *IEEE Microwave Magazine*, sf. 115-127, **Ekim 2007**.
- [5] S. Berry, S.J. Fiedziuszko ve S. Holme, "A Ka-band Dual Mode Dielectric Resonator Loaded Cavity Filter for Satellite Applications", *IEEE*, **2012**.
- [6] A. E. Williams ve A. E. Atia, "Dual-Mode Canonical Waveguide Filters", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt MTT-25, no.12, **Aralık 1977**.
- [7] V. Singh, K.S. Parikh, S. Singh ve R.B. Bavaria, "DR OMUX for Satellite Communications", *IEEE Microwave Magazine*, sf. 104-118, **Eylül/Ekim 2013**.
- [8] V.E.G. Walker, "Dielectric Resonators And Filters For Cellular Base-Station", Doktroa Tezi, Leeds Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, **Aralık 2003**.
- [9] S. J. Fiedziuszko, "Trends and evolution of high performance filters", *Proceedings IEEE 2001 MTT-S International Microwave Symposium*, WMG, Workshop, **Mayıs 2001**.
- [10] E. Snitzer, "Cylindrical Dielectric Waveguide Modes", *Journal of the Optical Society of America*, cilt 51, no. 5, **Mayıs 1961**.
- [11] A.V. Praveen Kumar ve G. Burt, Hybrid Electromagnetic Modes - Structures and Characteristics, *IEEE Applied Electromagnetics Conference*, Aurangabad, India, **19-22 Aralık 2017**.
- [12] S. J. Fiedziuszko, "Dual-Mode Dielectric Resonator Loaded Cavity Filters", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt MTT-30, no. 9, **Eylül 1982**.
- [13] R. J. Cameron, R. Mansour ve C. M. Kudsia, *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications*. Wiley Interscience, **2007**.
- [14] M. Yu, D. Smith ve M. Ismail, "Half-wave Dielectric Rod Resonator Filter", *IEEE MTT-S Digest*, sf. 619-622, **2004**.
- [15] Y. Kobayashi ve M. Minegishi, "Precise design of a bandpass filter using high-Q dielectric resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt MTT-35, sf. 1156, **Aralık 1987**.

- [16] L.J. Rogla, I. Hidalgo ve J. S. Galaz, “Dielectric Resonator K-Band Filter” *34th European Microwave Conference, Amsterdam*, sf. 997-1000, **2004**.
- [17] Z. Pourgholamhossein, F. Talaei, G. Askari ve H.M. Sadeghi, “Analysis and Implementation of a Dual Mode Cavity Band Pass Filter”, *Progress in Electromagnetics Research Symposium Proceedings*, sf. 2099-2016, **6-9 Temmuz 2015**.
- [18] P. Baluni, S. Awasthi ve A. Biswas, “Dual Mode Dual Bandpass Filter using Semicircular Dielectric Resonator in Mushroom Configuration”, *IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, **2013**.
- [19] L. Accatino, G. Bertin ve M. Mongiardo, “Elliptical Cavity Resonators for Dual-Mode Narrow-Band Filters”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt. 45, no. 12, sf. 2393- 2401, **Aralık 1997**.
- [20] L. Accatino, G. Bertin ve M. Mongiardo, “A Four-Pole Dual Mode Elliptic Filter Realized in Circular Cavity Without Screw”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt 44, no. 12, sf. 2680- 2687, **Aralık 1996**.
- [21] B. Yassini ve M. Yu, “Ka-Band Dual-Mode Super Q Filters and Multiplexers”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt 63, no. 10, sf. 3391-3397, **Kasım 2015**.
- [22] B. Yassini ve M. Yu, “A Novel Ka Band Dual Mode Super Q Cavity Filter” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, sf. 1-3, **Haziran 2014**.
- [23] D. Baillargeat, S. Verdeyme ve P. Guillon, “Slotted Dielectric Resonators for Rigorous Design of a Four-Poles Dual Mode Filter,” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, cilt 4, no. 10, sf. 332-334, **Ekim 1994**.
- [24] S. Berry, S. J. Fiedziusku ve S. Holme, “A Ka-band dual mode dielectric resonator loaded cavity filter for satellite applications”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Montreal, QC, Canada, **Haziran 2012**.
- [25] S. Amari ve M. Bekheit, “New Dual-Mode Dielectric Resonator Filters”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, cilt 15, no. 3, sf. 162-164, **Mart 2005**.
- [26] L. Accatino, G. Bertin, M. Mongiardo ve G. Resnati, “Dual Mode Filters With Grooved/Splitted Dielectric Resonators for Cellular Radio Base Stations”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt. 50, no. 12, sf. 2882-2889, **Aralık 2002**.
- [27] I. C. Hunter, J. D. Rhodes ve V. Dassonville, “Dual Mode Filters With Conductor-Loaded Dielectric Resonators”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt 47, sf. 2304 –2311, **Aralık 1999**.
- [28] M. Fumagalli, G. Macchiarella ve G. Resnati, “Dual-Mode Filters For Cellular Base Stations Using Metallized Dielectric Resonators”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, cilt 3, sf. 1799–1802, **2001**.
- [29] L. Qian ve Q. X. Chu, “A Novel Double-Mode Dielectric Resonator Filter Using Patch Coupling Method”, *IEEE*, **2019**.
- [30] M. Memarian ve R. R. Mansour, “Dual-Mode Half-Cut Dielectric Resonator Filters”, *International Microwave Symposium*, sf.1465-1468, **2009**.

- [31] M. Höft, “Dielectric TE Dual-Mode Resonator Filter”, *German Microwave Conference*, sf. 206-209, **2010**.
- [32] P. Baluni, S. Awasthi ve A. Biswas, “Dual Mode Dual Bandpass Filter using Semicircular Dielectric Resonator in Mushroom Configuration”, *IEEE*, **2013**.
- [33] Y. Xie ve F. C. Chen, “Silver-Plated Dielectric Waveguide Filters Using Dual-Ridge Dual-Mode Resonator”, *IEEE MTT-S International Microwave Filter Workshop*, sf. 169-171, **2021**.
- [34] D. Miek, P. Boe, F. Kamrath ve M. Höft, “Dielectric TM Dual-Mode Filters with Y-shape”, *IEEE MTT-S International Microwave Filter Workshop*, sf. 69-72, **2021**.
- [35] D.K. Cheng, *Field and Wave Electromagnetics*, Second Edition, Addison-Wesley Publishing Company, **1989**.
- [36] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Third Edition, Wiley, **2005**.
- [37] K.A. Zaki ve C. Chen, “Coupling Between Hybrid Mode Dielectric Resonators”, *IEEE MTT-S Digest*, **1987**.
- [38] Y. Kobayashi ve M. Minegishi, “Precise Design of a Bandpass Filter Using High-Q Dielectric Ring Resonators”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt MTT-35, no. 12, **Aralık 1987**.
- [39] M. Memarian “Novel Quadruple-mode, Dual-mode and Dual-band Dielectric Resonator Filters and Multiplexers”, Yüksek Lisans Tezi, Waterloo, Ontario, Canada, **2009**.
- [40] A. Atia ve A. Williams, “New Types of Bandpass Filters for Satellite Transponders” *COMSAT Tech. Rev.*, cilt 1, no. 1, sf. 21 – 43, **1971**.
- [41] S. Amari, U. Rosenberg ve J. Bornemann, “Adaptive Synthesis and Design of Resonator Filters With Source/Load-Multiresonator Coupling”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt 50, no. 8, **Ağustos 2002**.
- [42] V. Mishra ve A. Kr. Singh, “Design and Analysis of Coupling Matrix for Microwave Filter Applications”, *VSRD International Journal of Electrical, Electronics and Communication Engineering*, cilt 2 (7), sf. 508-520, **2012**.
- [43] S. Amari, “Synthesis of Cross-Coupled Resonator Filters Using an Analytical Gradient-Based Optimization Technique”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt 48, no. 9, **Eylül 2000**.
- [44] S. B. Cohn, “Microwave Coupling by Large Apertures”, *Proceedings of the IRE (ABD)*, cilt 40, no. 6, sf. 696-699, **Haziran 1952**.
- [45] S. B. Cohn, “Determination of Aperture Parameters by Electrolytic-Tank Measurements”, *Proceedings of the IRE (ABD)*, cilt 39, no. 11, sf. 1416-1421, **Kasım 1951**.
- [46] S. Ekici ve E. Yazgan, “Dual Mode Filter with Tunable Cross Iris”, *Electromagnetics, Taylor and Francis*, **Aralık 2020**.
- [47] S. Cogollos, M. Brumos, V. E. Boria, C. Vicente, J. Gil, B. Gimeno, and M. Guglielmi, “A systematic design procedure of classical dual-mode circular waveguide filters using an equivalent distributed model”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, sf.1-12, **2012**.

- [48] S. Cogollos, M. Brumos, V. E. Boria, C. Vicente, B. Gimeno, ve M. Guglielmi, “New distributed model for synthesis of classical dual mode filters”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Anaheim, CA, USA, sf.437–440, **2010**.
- [49] S. Ikram, Dr. I. E. Rana, “Simulation & Optimization of a Dual-Mode Four Cavity Elliptic Waveguide Filter” *IEEE International Multitopic Conference*, Lahore-Pakistan, **2007**.
- [50] S. Ekici ve E. Yazgan, “Dual mode dielectric resonator filter with a new source coupling slot approach”, *Microwave and Optical Letters*, Wiley, **Haziran 2022**.
- [51] S. W. O. Luhaib, M. S. Bakr, N. Somjit ve I. C. Hunter, “Design and characterisation of HE₁₁ dual-mode dielectric-loaded filter for cellular base station applications”, *International Journal of Electronics*, sf.1530-1542, **2019**.
- [52] C. Guo, J. Li, J. Xu ve H. Li, “An X-Band Lightweight 3-D Printed Slotted Circular Waveguide Dual-Mode Bandpass Filter”, *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, sf.2645-2646, **09-14 Temmuz 2017**.

EKLER

EK 1 – Tezden Türetilmiş Yayınlar ve Patentler

- S. Ekici ve E. Yazgan, “Dual mode filter with tunable cross iris”, *Electromagnetics, Taylor and Francis*, doi: 10.1080/02726343.2021.1864577, **Aralık 2020**.
- S. Ekici ve E. Yazgan, “Dual mode dielectric resonator filter with a new source coupling slot approach”, *Microwave and Optical Letters, Wiley*, doi: 10.1002/mop.33356, **Haziran 2022**.
- Literatürde yeni olan bir yaklaşım olan çapraz iris ayar vidalı ÇMF için PCT/TR2019/050673 uluslararası başvuru numarası ile patent başvurusu yapılmıştır.
- ÇMDRF yapısında DR’lerin montajı için eşleme açıklıklarına, literatürde daha önce bulunmayan, montaj kulakçıkları tanımlanmıştır. Bu çözüm için 2021/017694 başvuru numarası ile ulusal patent başvurusu yapılmıştır.

