

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

**İNDÜKTİF VE KAPASİTİF YÜKLEMELİ DÜZLEMSEL
YAPILAR KULLANILARAK AYARLANABİLİR
MİKRODALGA ÇOĞULLAYICI TASARIMI**

DOKTORA TEZİ

PINAR ÖZTÜRK ÖZDEMİR

DENİZLİ, EYLÜL - 2017

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



**İNDÜKTİF VE KAPASİTİF YÜKLEMELİ DÜZLEMSEL
YAPILAR KULLANILARAK AYARLANABİLİR
MİKRODALGA ÇOĞULLAYICI TASARIMI**

DOKTORA TEZİ

PINAR ÖZTÜRK ÖZDEMİR

DENİZLİ, EYLÜL - 2017

KABUL VE ONAY SAYFASI

PINAR ÖZTÜRK ÖZDEMİR tarafından hazırlanan "İNDÜKTİF VE KAPASİTİF YÜKLEMELİ DÜZLEMSEL YAPILAR KULLANILARAK AYARLANABİLİR MİKRODALGA ÇOĞULLAYICI TASARIMI" adlı tez çalışmasının savunma sınavı 11.09.2017 tarihinde yapılmış olup aşağıda verilen jüri tarafından oy birliği / ~~oy çokluğu~~ ile Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Doktora Tezi olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

İmza

Danışman
Prof. Dr. Ceyhan KARPUZ
Pamukkale Üniversitesi



Üye
Prof. Dr. Orhan KARABULUT
Pamukkale Üniversitesi



Üye
Prof. Dr. Hasan Hüseyin BALIK
Yıldız Teknik Üniversitesi



Üye
Doç. Dr. Selçuk HELHEL
Akdeniz Üniversitesi



Üye
Yrd. Doç. Dr. Ahmet ÖZEK
Pamukkale Üniversitesi



Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun
04/10/2017.. tarih ve .39./22... sayılı kararıyla onaylanmıştır.



Prof. Dr. Uğur YÜCEL

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Bu tez çalışması TÜBİTAK tarafından 112E041 ve 215E099 nolu projeler ile desteklenmiştir.

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



Pınar ÖZTÜRK ÖZDEMİR

ÖZET

İNDÜKTİF VE KAPASİTİF YÜKLEMELİ DÜZLEMSEL YAPILAR KULLANILARAK AYARLANABİLİR MİKRODALGA ÇOĞULLAYICI TASARIMI

DOKTORA TEZİ

PINAR ÖZTÜRK ÖZDEMİR

PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
(TEZ DANIŞMANI: PROF. DR. CEYHUN KARPUZ)
DENİZLİ, EYLÜL - 2017

Son yıllarda mobil iletişim sistemlerinde artan gelişmeler kompakt ve yüksek seçiciliğe sahip çoğullayıcı ihtiyacının artmasına neden olmuştur. Kanal ayırıcı ve birleştirici olarak kullanılan çoğullayıcılar birçok iletişim ve radar sistemlerinde geniş frekans bandlarının farklı frekanslardaki birçok sinyal bandına dönüşmesini sağlaması ya da tam tersi işlemleri gerçekleştirilebilmesi sebebiyle oldukça önemli rol oynamaktadırlar. Radar ve kablosuz iletişim sistemlerinde çoklu frekans bandlarının ayrışımı ve birleşimi oldukça önemlidir, çünkü bu durum çok modlu – çok fonksiyonlu işlemlerin eş zamanlı olarak gerçekleştirilmesini ve tek bir anten paylaşımını mümkün kılmaktadır.

Tez çalışmasında indüktif ve kapasitif elamanlar eklemek suretiyle elektronik olarak ayarlanabilen mikrodalga çoğullayıcı tasarımı gerçekleştirilmektedir. Çoğullayıcılar geniş frekans bandlarının farklı frekanslardaki birçok sinyal bandına dönüşümünü genellikle band geçiren filtreler aracılığıyla gerçekleştirmeleri nedeniyle çalışmada düzlemsel yapılar kullanılarak tasarlanan çoğullayıcı devresi için öncelikle band geçiren filtre devrelerinin konfigürasyonları incelenmiş ve ayrıca teorik ve deneysel çalışmalar ile desteklenmiştir. Düzlemsel yapılar baskı devre teknolojileri ile kolayca üretilebilmeleri, düşük maliyetli, az kayıplı olmaları ve diğer sistemlere kolayca entegre edilebilmeleri gibi sebepler ile giderek daha popüler hale gelmektedir. Bu nedenle çalışmada düzlemsel yapılar kullanılarak elde edilen çoğullayıcı devreler de kablosuz iletişim sistemleri uygulamalarında oldukça önemli bir yer tutmaktadır. Bu durumda kanal sayısına bağlı olarak kullanılacak olan filtre sayısının artmış olması sebebiyle çoğullayıcı devre konfigürasyonlarının ve teorik sentezleme işlemlerinin de kompleksliğinin arttığı görülmüştür. Aynı zamanda önerilen çalışmada çoğullayıcı devrelerinin indüktif ya da kapasitif elemanlar eklemek suretiyle elektronik olarak ayarlanabilir duruma getirilmesi frekans bandlarının ayarlanmasında esnek bir durumun yaratılmasına ve hassas frekans bandı ayarlamalarının da yapılabilmesine olanak sağlamaktadır.

Sonuç olarak, kuplaj matrisi sentez metoduyla elde edilen teorik sonuçlar, vektör network analizörle ölçümü yapılan baskı devre teknolojisiyle RT/Duroid taban üzerinde imal edilen devrelerin performansları ve tam dalga elektromanyetik simülâtörde gerçekleştirilen simülasyon sonuçlarının karşılaştırılmasıyla devrelerin geçerliliği gözlemlenmiştir. Sonuçlar arasında iyi bir uyum sağlanmıştır.

ANAHTAR KELİMELER: Mikrodalga Çoğullayıcı, İndüktif Yükleme, Kapasitif Yükleme, Mikroşerit Filtre, Düzlemsel Yapılar, Mikrodalga Devre Sentezi Tekniği

ABSTRACT

DESIGN OF ADJUSTABLE MICROWAVE MULTIPLEXER USING PLANAR STRUCTURES WITH INDUCTIVE AND CAPACITIVE LOADING

PH.D THESIS

PINAR ÖZTÜRK ÖZDEMİR

**PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE
ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING
(SUPERVISOR:PROF. DR. CEYHUN KARPUZ)**

DENİZLİ, SEPTEMBER 2017

In recent years, increasing developments in mobile communication systems have lead to need for compact and highly selective multiplexer. Multiplexers, which are used as channel separators and combiners, play a very important role in many communication and radar systems since they can divide large frequency bands into many signal bands at different frequencies or vice versa. The separation and combination of multiple frequency bands in radar and wireless communication systems is quite important because it enables simultaneous multi-mode and multi-functional operations and sharing of a single antenna.

Microwave multiplexer design which can be adjusted electronically by adding inductive and capacitive elements is realized in the thesis study. Generally, the multiplexers perform the separation wide frequency bands into different signal bands through bandpass filters. Therefore, the configuration of the bandpass filter circuits constructed using planar structures for the multiplexer circuit designed using planar structures was investigated and also supported by theoretical and experimental studies in this paper. Planar structures are becoming increasingly popular with print circuit technologies, such as being easy to measurement, low cost, low loss, and being easily integrated with other systems. For this reason, the multiplexer circuits obtained by using planar structures in this study have a very important role in the applications of wireless communication systems. In this case, the complexity of the multiplexer circuit configurations and the theoretical synthesis process is increased because the number of filters to be used depends on the number of channels. Also, the multiplexer circuits are adjusted electronically by adding the inductive capacitive elements. This allows the generation of a flexible state in the adjustment of the frequency bands and the possibility of making precise frequency band adjustments.

As a result, the validity of the circuits was observed by comparing with the theoretical results obtained with the help of coupling matrix synthesis method, the performance of the circuits manufactured on the RT / Duroid with the printed circuit technology measured by the vector network analyzer and the simulations by electromagnetic simulation program. The results are in very good agreement.

KEYWORDS: Microwave Multiplexer, Inductive Loading, Capacitive Loading, Microstrip Filter, Planar Structure, Microwave Circuit Synthesis Technique.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	i
ABSTRACT	ii
İÇİNDEKİLER	iii
ŞEKİL LİSTESİ.....	v
TABLO LİSTESİ	x
SEMBOL LİSTESİ	xi
ÖNSÖZ.....	xii
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti	2
2. ÇOK KAPILI MİKRODALGA DEVRELER İÇİN MODERN DEVRE ANALİZİ.....	10
2.1 Devre Değişkenleri.....	10
2.2 Saçılma Parametreleri.....	11
2.3 Kısa Devre Admitans Parametreleri.....	12
2.4 Açık Devre Empedans Parametreleri	12
2.5 ABCD Parametreleri	13
2.6 İletim Hattı Devreleri	13
2.7 Devre Parametre Dönüşümü	15
2.8 Simetrik Devre Analizi.....	15
2.9 Çok Kapılı Devreler	17
3. ÇOK KAPILI MİKRODALGA DEVRELER İÇİN MODERN DEVRE SENTEZİ	18
3.1 Genel Kuplaj Matrisi Sentez Yöntemi	19
3.1.1 Çevrim ve Düğüm Denklem Formülasyonları.....	19
3.1.2 Genel Kuplaj Matrisi	25
3.1.3 Çok Kapılı Devreler için Genel Kuplaj Matrisi.....	25
4. KARE HALKA REZONATÖRLER KULLANILARAK DÜZLEMSEL MİKRODALGA ÇOĞULLAYICI TASARIMI	28
4.1 İndüktif Yükleme Kare Halka Rezonatörler ile Düzlemsel Mikrodalga Çoğullayıcı Tasarımı.....	28
4.2 İndüktif ve Kapasitif Yükleme Mikroşerit Kare Halka Rezonatör ile Mikrodalga Çoğullayıcı Tasarımı.....	35
4.3 İndüktif Yükleme Elemanına Sahip Kare Halka Rezonatör ile Düzlemsel Mikrodalga Çoğullayıcı Tasarımı	43
4.4 Kapasitif Yükleme Elemanına Sahip Kare Halka Rezonatör ile Ayarlanabilir Düzlemsel Mikrodalga Çoğullayıcı Tasarımı	49
5. AÇIK HALKA REZONATÖRLER KULLANILARAK DÜZLEMSEL MİKRODALGA ÇOĞULLAYICI TASARIMI	54
5.1 Yan Hatlı Filtreler	54
5.2 Diyagonal Besleme Hattına Sahip Kapasitif Yükleme Açık Halka Rezonatörler ile Mikrodalga Çoğullayıcı Tasarımı.....	57
5.3 Diyagonal Besleme Hattına Sahip İndüktif Yükleme Açık Halka Rezonatörler ile Mikrodalga Çoğullayıcı Tasarımı	68
5.4 Karşılıklı Besleme Hattına Sahip Açık Halka Rezonatör ile Mikrodalga Çoğullayıcı Tasarımı.....	73

6. SONUÇ VE ÖNERİLER	115
7. KAYNAKLAR.....	118
8. ÖZGEÇMİŞ.....	122



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1: Mikrodalga çoğullayıcı genel yapısı.....	1
Şekil 1.2: Rezaee ve arkadaşları tarafından önerilen V band çiftleyicinin üç boyutlu görünümü	2
Şekil 1.3: Rezaee ve arkadaşları tarafından önerilen devre için simülasyon frekans cevabı.....	3
Şekil 1.4: Liu ve arkadaşları tarafından önerilen filtre konfigürasyonu (üst ve alt yüzey).....	3
Şekil 1.5: Yarık hat basamak tipi empedans rezonatörler kullanılarak elde edilen çiftleyici devresi için ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması	4
Şekil 1.6: Ortak rezonatör bölmesi ile konfigüre edilmiş mikroşerit çiftleyici için a) manyetik kuplaj b) karışık kuplaj gösterimi	4
Şekil 1.7: Ortak rezonatör bölmesi ile konfigüre edilmiş mikroşerit çiftleyici devresi	5
Şekil 1.8: Ortak rezonatör bölmesi ile konfigüre edilmiş mikroşerit çiftleyici devresi için a) kuplaj diyagramı b) kuplaj matrisi gösterimi	5
Şekil 1.9: Yang ve arkadaşları tarafından çiftleyici devresinin boyutlandırılması.....	6
Şekil 1.10: İki kare açık halka band geçiren filtre kullanarak tasarlanan çiftleyici devresinin frekans cevabı.....	6
Şekil 1.11: Üç çift mod yan hatlı mikroşerit rezonatör ile tasarlanan çiftleyici devresi	7
Şekil 1.12: Üç çift mod yan hatlı mikroşerit rezonatör ile tasarlanan çiftleyici devresinin ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması.....	7
Şekil 1.13: H şekilli elektromanyetik kuplajlı rezonatörler ile gerçekleştirilen çiftleyici devrenin a) topolojisi b) üretim fotoğrafı.....	8
Şekil 1.14: H şekilli elektromanyetik kuplajlı rezonatörler ile gerçekleştirilen çiftleyici devresi için a) kuplaj diyagramı b) kuplaj matrisi gösterimi.....	9
Şekil 1.15: Xiao ve arkadaşları tarafından önerilen çiftleyici devresi için simülasyon, ölçüm ve kuplaj matrisi sentez metodu ile elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması.....	9
Şekil 2.1: Devre değişkenlerini gösteren iki kapılı devre	10
Şekil 2.2 Bazı iki kapılı devreler ve ABCD parametreleri (Pozar 2005).....	14
Şekil 2.3: Simetrik iki kapılı devre a) çift mod b) tek mod uyarımı	15
Şekil 3.1: a) Çevrim b) Düğüm formülasyonu için kullanılan n adet kuplajlı rezonatör eşdeğer devresi c) Çevrim d) Düğüm formülasyonu için n adet kuplajlı rezonatör devresinin blok gösterimi	19
Şekil 3.2: Herbir kanalında dört mod olmak üzere sekiz moda sahip üç kapılı bir devre.....	26
Şekil 4.1: Mikroşerit kare halka rezonatörün üstten görünüşü	29
Şekil 4.2: Mikroşerit kare halka rezonatörün farklı w değerleri için frekans cevabı	29
Şekil 4.3: İndüktif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatörün üstten görünüşü.	30

Şekil 4.4: İndüktif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatörün frekans cevabı.	31
Şekil 4.5: İndüktif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatörlerde yarık derinliğinin ve sayısının frekans cevabı üzerindeki etkileri: a) d_{s1} değişimi b) d_{s2} değişimi c) n_1 değişimi d) n_2 değişimi.	32
Şekil 4.6: İndüktif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatörlerin çift band filtre uygulaması (ÇBF#1)	33
Şekil 4.7: Çift Bandlı Filtrelerin frekans cevabı a) ÇBF#1, b) ÇBF#2.....	33
Şekil 4.8: İndüktif yüklemeli kare halka rezonatörler ile tasarlanan çoğullayıcı devresi	34
Şekil 4.9: İndüktif yüklemeli çoğullayıcının simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması	35
Şekil 4.10: Geleneksel mikroşerit kare halka rezonatör.....	35
Şekil 4.11: İndüktif ve kapasitif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatör	36
Şekil 4.12: İndüktif ve kapasitif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatör	37
Şekil 4.13: İndüktif ve kapasitif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatör	37
Şekil 4.14: İndüktif ve kapasitif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatörde yükleme elemanı sayısının frekans cevabı üzerindeki etkileri a) indüktif yarık sayısı değişimi b) interdigital birim hücre sayısı değişimi	38
Şekil 4.15: Yükleme elemanlarının birim hücreleri a) indüktif b) kapasitif.....	39
Şekil 4.16: Yükleme elemanı sayısına bağlı yavaş dalga etkisi a) indüktif yükleme b) kapasitif yükleme	40
Şekil 4.17: İndüktif ve kapasitif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatörlerin çift band filtre uygulaması (ÇBF#1)	41
Şekil 4.18: İndüktif ve kapasitif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatörlerin çift band filtre uygulaması (ÇBF#2)	41
Şekil 4.19: ÇBF#1 ve ÇBF#2 frekans cevaplarının karşılaştırılması	42
Şekil 4.20: İndüktif ve kapasitif yüklemeli kare halka rezonatörler kullanılarak elde edilen mikrodalga frekans çiftleyici devresi.....	42
Şekil 4.21 İndüktif ve kapasitif yüklemeli mikrodalga frekans çiftleyici devresinin simülasyon sonuçları a) S_{11} , S_{21} , S_{31} b) S_{23}	42
Şekil 4.22: a) Kıvrımlı band tutan filtre devresi b) yan hatlı geniş band band geçiren filtre devresi c) indüktif yan hat boyutlandırması	43
Şekil 4.23: Band tutan filtre devresi için farklı perturbasyon boyutlarına bağlı frekans cevabı.....	44
Şekil 4.24: Geniş band band geçiren filtre devresi için farklı perturbasyon boyutlarına bağlı frekans cevabı	45
Şekil 4.25: Yan hat uzunluğunun geniş band band geçiren filtre devresinin rezonans frekansı üzerindeki etkisi	46
Şekil 4.26: Geniş band filtre devresinin a) üretim fotoğrafı b) simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması	46
Şekil 4.27: Geniş band band geçiren filtre devreleri a) BGF#1 b) BGF#2.....	47
Şekil 4.28: Geniş band band geçiren filtre devrelerinin (BGF#1 ve BGF#2) frekans cevapları	48
Şekil 4.29: Geniş band çiftleyici devresi	48
Şekil 4.30: Geniş band çiftleyici devresi için frekans cevabı	49
Şekil 4.31: Ayarlanabilir çiftleyici tasarımı için önerilen rezonatör devresi	49
Şekil 4.32: Ayarlanabilir rezonatör devresinin a) çift mod b) tek mod uyarımı için eşdeğer devre gösterimi.....	50

Şekil 4.33: Ayarlanabilir mikroşerit çiftleyici devresi.....	51
Şekil 4.34: Ayarlanabilir çiftleyici devresinin a) C_{v1} b) C_{v2} değerlerine bağlı band genişliği değişimi.....	52
Şekil 4.35: Ayarlanabilir çiftleyici devresinin C_{v1} ve C_{v2} değerlerine bağlı anahtarlanma özelliği	53
Şekil 5.1: Yan Hatlı Filtre (YHF #1)	54
Şekil 5.2: Yan hatlı filtre (YHF #1) için frekans cevabı	55
Şekil 5.3: Yan Hatlı Filtre (YHF #1) için eşdeğer devre modeli	55
Şekil 5.4: YHF #1 için teorik ve simülasyon cevaplarının karşılaştırılması.....	56
Şekil 5.5: Yan hatlı filtre (YHF #2)	56
Şekil 5.6: Yan Hatlı Filtre (YHF #2) için teorik ve simülasyon cevaplarının karşılaştırılması	56
Şekil 5.7: Yan Hatlı Filtre (YHF #3)	57
Şekil 5.8: Frekans cevaplarının karşılaştırılması a) S_{11} b) S_{21}	57
Şekil 5.9: a) Mikroşerit açık halka rezonatör b) Eşdeğer devre modeli.....	58
Şekil 5.10: a) Mikroşerit KHR konfigürasyonu b) KHR simülasyon ve teorik frekans cevapların karşılaştırılması.....	58
Şekil 5.11: KHR ve AHR için yansıma kaybı değerleri	59
Şekil 5.12: Açık halka rezonatör ile YHF#2 devrelerinin frekans cevaplarının karşılaştırılması	59
Şekil 5.13: Kapasitif yükleme elemanına sahip mikroşerit açık halka rezonatör.....	59
Şekil 5.14: Yükleme elemanı boyut değişiminin frekans cevabına etkisi a) S_{11} b) S_{21}	60
Şekil 5.15: $w = 2.4$ mm iken açık halka rezonatörde g değişiminin frekans cevabına etkisi	60
Şekil 5.16: $w = 2.4$ mm iken açık halka rezonatörde d değişiminin frekans cevabına etkisi	61
Şekil 5.17: Yükleme elemanına sahip mikroşerit açık halka rezonatör	61
Şekil 5.18: İnterdigital yükleme elemanına sahip çift modlu filtre cevabı	62
Şekil 5.19: İnterdigital parmaklarının boyunun (w_i) değişiminin frekans cevabına etkisi	62
Şekil 5.20: a) Kuplajlı tek modlu AHR b) Kuplajlı çift modlu AHR c) Kuplajlı AHR devrelerinin frekans cevabı.....	63
Şekil 5.21: Tek modlu rezonatörlerin kuplajlanması a) manyetik kuplaj b) karışık kuplaj c) elektrik kuplaj.....	64
Şekil 5.22: Kuplajlı tek modlu rezoantörlerin frekans cevaplarının karşılaştırılması	64
Şekil 5.23: Çok Modlu Filtre a) ÇMF #1 b) ÇMF #2	65
Şekil 5.24: Frekans cevabı a) ÇMF #1 b) ÇMF #2	65
Şekil 5.25: Kapasitif yükleme elemanına sahip rezonatörler ile tasarlanan çoğullayıcı devresi.....	66
Şekil 5.26: Kapasitif yükleme elemanına sahip rezonatörler ile tasarlanan mikrodalga çoğullayıcı devresinin frekans cevabı a) S_{11} , S_{21} , S_{31} , b) S_{23}	67
Şekil 5.27: İnterdigital birim hücre a) yüklemesiz b) yüklemeli açık halka rezonatör.....	68
Şekil 5.28: İnterdigital birim hücre yüklemesiz ve yüklemeli açık halka rezonatör için frekans cevaplarının karşılaştırılması.....	69
Şekil 5.29: Çok modlu mikroşerit filtre a) ÇMF #1 b) ÇMF#2	70

Şekil 5.30: ÇMF #1 ve ÇMF#2 için frekans cevabı	70
Şekil 5.31: Açık halka rezonatörler arasındaki kuplaj kolları	71
Şekil 5.32: Çok modlu filtre devresinde kullanılan kuplaj kolunun frekans cevabı	71
Şekil 5.33: Mikrodalga çiftleyici devresi	72
Şekil 5.34: Mikrodalga çiftleyici devresinin frekans cevabı	72
Şekil 5.35: a) Karşılıklı besleme hatına sahip interdigital yükleme elemanlı açık halka rezonatörlerden oluşan filtre devresi b) üretim fotoğrafı	74
Şekil 5.36: Karşılıklı besleme hatına sahip interdigital yükleme elemanlı açık halka rezonatörlerden oluşan filtre devresi için ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması	75
Şekil 5.37: a) İndüktif yükleme b) İnterdigital yükleme elemanına sahip mikroşerit açık halka rezonatör c) Yükleme elemanına sahip mikroşerit açık halka rezonatör ile konvansiyonel açık halka rezonatörlerin frekans cevabının karşılaştırılması	76
Şekil 5.38: a) Tek mod rezonatör yapısı b) İnterdigital yükleme elemanlı çift modlu rezonatör yapısı	78
Şekil 5.39: Tek modlu ve çift modlu açık halka rezonatörlerin frekans cevabının karşılaştırılması	78
Şekil 5.40: Farklı a) g b) S c) I_1 ve I_2 d) d değerlerine göre frekans cevabı değişimi	79
Şekil 5.41: Farklı t değerlerine göre frekans cevabı değişimi	80
Şekil 5.42: a) İnterdigital b) Seri LC yükleme elemanına açık halka rezonatör konfigürasyonları ve frekans cevaplarının karşılaştırılması	81
Şekil 5.43: İnterdigital yükleme elemanına sahip açık halka rezonatör için eşdeğer devre modeli	82
Şekil 5.44: İkinci dereceden eliptik filtre karakteristiği için a) geniş b) dar band frekans cevabı	84
Şekil 5.45: Rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile sentezleme işlemi ile elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması	85
Şekil 5.46: Kuplaj matrisi ve rasyonel fonksiyondan elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması	89
Şekil 5.47: Çift modlu rezonatörün teorik ve simülasyon cevaplarının karşılaştırılması a) S_{11} b) S_{21}	90
Şekil 5.48: İki özdeş a) tek b) çift modlu rezonatörün zayıf kuplaj altındaki gösterimi	90
Şekil 5.49: İki özdeş tek/çift modlu rezonatörün zayıf kuplaj altında elde edilen frekans cevabı	91
Şekil 5.50: a) ÇMF#1 b) ÇMF#2 konfigürasyonları c) ÇMF#1 ve ÇMF #2 için kuplaj diyagramı	92
Şekil 5.51: ÇMF#1 ve ÇMF#2 için frekans cevapları	92
Şekil 5.52: Üç iletim sıfırına sahip dördüncü dereceden eliptik filtre karakteristiği için frekans cevabı a) Geniş band b) Dar band	95
Şekil 5.53: Rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile sentezleme işlemi ile elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması	96

Şekil 5.54: Rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile kuplaj matrisi sentez yöntemi ile elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması	99
Şekil 5.55: a) ÇMF#1 ve b) ÇMF#2 için teorik ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması	100
Şekil 5.56: Üretilen dört modlu band geçiren filtre devresi.....	101
Şekil 5.57: Üretilen filtre devresinin simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması	101
Şekil 5.58: Frekans Dönüşümü (Macchiarella ve Tamiazzo 2006)	102
Şekil 5.59: RX ve TX filtreler için transfer fonksiyonlarından elde edilen frekans cevabı.....	104
Şekil 5.60: RX ve TX filtreler için rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile sentezleme işlemi ile elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması a) S_{11} b) S_{21}	105
Şekil 5.61: RX, TX filtreler ve çiftleyici için rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile sentezleme işlemi sonucu elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması a) S_{11} b) S_{21} ve S_{31}	107
Şekil 5.62: a) İnterdigital yükleme elemanına sahip mikroşerit çiftleyici devresi b) kuplaj diyaramı.....	108
Şekil 5.63: Çiftleyici için simülasyon ve sentezleme işlemi ile elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması a) S_{11} b) S_{21} ve S_{31}	108
Şekil 5.64: Çiftleyici devresinin kuplaj matrisine ait saçılma parametreleri ile rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması	111
Şekil 5.65: Çiftleyici için kuplaj matrisine ait saçılma parametrelerinin simülasyonda elde edilen saçılma parametreleri ile karşılaştırılması a) S_{11} b) S_{21} , S_{31}	112
Şekil 5.66: İmal edilen çiftleyici fotoğrafı	113
Şekil 5.67: Mikroşerit çiftleyici devresinin ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması	113

TABLO LİSTESİ

Sayfa

Tablo 1.1: Rezaee ve arkadaşları tarafından önerilen çiftleyici boyutları	2
Tablo 1.2: BGF#1 ve BGF#2 için boyutlandırma.....	8
Tablo 2.1: Devre parametreleri dönüşüm tablosu (Pozar 2005)	16
Tablo 3.1: Eleman çıkarımı test ve değerleri	18
Tablo 4.1: Halka rezonatör için iletim hattının farklı şerit genişliğindeki (w_1) karakteristik empedansları (Z_{01}) ($\epsilon_r=10.2$, $h=1.27$ mm)	29
Tablo 4.2: ÇBF#1ve ÇBF#2 için merkez frekansı değişimleri.....	34
Tablo 4.3: Halka rezonatör için iletim hatlarının farklı şerit genişliğindeki karakteristik empedansları ($\epsilon_r=10.2$, $h=1.27$ mm).....	36
Tablo 4.4: BDF#1 ve BDF#2 için boyutlandırma.....	47
Tablo 4.5: Ayarlanabilir çiftleyici devresi için boyutlandırma.....	52
Tablo 5.1: Önerilen filtre devresinin karakteristik fonksiyonunun oluşturulmasında kullanılan normalize yansıma ve iletim sıfırları	83
Tablo 5.2: İletim ve yansıma katsayılarının s domeninde belirlenen sıfır ve kutup değerleri.....	84
Tablo 5.3: Başlangıç kuplaj matrisinin belirlenmesi için önerilen filtre fonksiyonuna ait özdeğer,rezidüler ve özvektörler	88
Tablo 5.4: Dört modlu filtre devresinin karakteristik fonksiyonunun oluşturulmasında kullanılan normalize yansıma ve iletim sıfırları	94
Tablo 5.5: İletim ve yansıma katsayılarının s domeninde belirlenen sıfır ve kutup değerleri.....	95
Tablo 5.6: Dört modlu band geçiren filtre fonksiyonuna ait özdeğer,rezidü ve özvektör değerleri.....	98
Tablo 5.7: RX ve TX filtrelerinin karakteristik fonksiyonlarında kullanılan normalize yansıma ve iletim sıfırları.....	103
Tablo 5.8: RX ve TX filtreleri için iletim ve yansıma katsayılarının s domeninde belirlenen sıfır ve kutup değerleri.....	104
Tablo 5.9:Kanal filtreler için boyutlandırma	107
Tablo 5.10:Admitans parametreleri ($y_{11}(s)$, $y_{21}(s)$ ve $y_{31}(s)$) katsayıları.....	109
Tablo 5.11: İnterdigital yükleme elemanına sahip rezopnatörler kullanılarak gerçekleştirilen çiftleyici fonksiyonuna ait özdeğer, rezidü ve özvektör değerleri.....	109
Tablo 5.12: Mikeroşerit çiftleyici devresine ait kuplaj matrisi eleman değerleri.....	112
Tablo 5.13: İnterdigital yükleme elemanına sahip rezopnatörler kullanılarak gerçekleştirilen çiftleyici devresinin literatür özetinde incelenen çalışmalar ile karşılaştırması	114

SEMBOL LİSTESİ

RF	:	Radyo Frekansları
L	:	İndüktans
C	:	Kapasite
R	:	Direnç
G	:	Kondüktans
KBG	:	Kısmı Band Genişliği
Z	:	Empedans
Y	:	Admitans
ÇMR	:	Çift Mod Rezonatör
ÇMF	:	Çok Modlu Filtre
BGF	:	Band Geçiren Filtre
p	:	Kompleks Frekans Değişkeni
Q	:	Kalite Faktörü
M_{ij}	:	Kuplaj Katsayısı
m_{ij}	:	Normalize Kuplaj Katsayısı
Z₀	:	Karakteristik Empedans
Z_{in}	:	Giriş Empedansı
Y_{in}	:	Giriş Admitansı
RX	:	Alıcı
TX	:	Verici
f₀	:	Merkez Frekansı
λ	:	Dalga boyu
c	:	Işık Hızı
v	:	Yayılm hızı
B	:	Faz sabiti
θ	:	Elektriksel Uzunluk

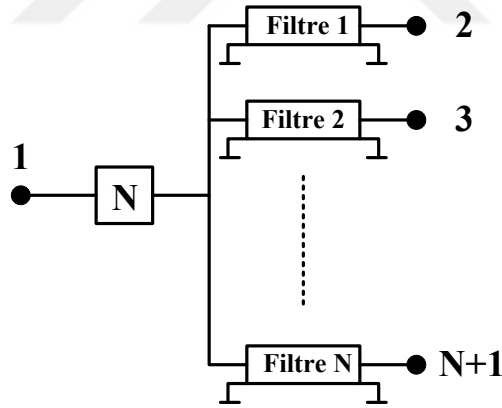
ÖNSÖZ

Bu çalışmanın gerçekleşmesinde katkıda bulunan ve yardımlarını esirgemeyen danışman hocam sayın Prof. Dr. Ceyhun KARPUZ ve ailesine, eğitimim boyunca her daim yanımda olan ve desteğini hiç esirgemeyen tüm aile bireylerime, çalışmalarına verdiği desteklerden dolayı sayın Yrd. Doç. Dr Ali GÖRÜR'e, tüm ekip ve çalışma arkadaşlarıma, çalışmada bulunan devrelerin imalatını gerçekleştiren Hakan BİLGE'ye teşekkür ederim.



1. GİRİŞ

Gelecek nesil uydu haberleşme donanımları için temel konulardan biri çoklu sinyal yollarının sinyal gücü, kapsaması ve kontrol edilebilir frekans bandları ile esnek veya eş zamanlı yönetimidir. Bu nedenle çok modlu – çok bandlı kablosuz iletişim sistemlerini destekleyen kompakt elemanlar giderek daha yaygın kullanılmaya ve daha dikkat çekici hale gelmeye başlamıştır. Bu donanımlardan biri olan mikrodalga çoğullayıcılar geniş band anten sistemleri ile çok modlu-çok bandlı kablosuz iletişim sistemlerini birleştirdiğinden modern iletişim sistemleri için alıcı vericilerin oldukça önemli bir bileşenidir ve tüm sistem üzerinde etkilidir. Aynı zamanda mobil iletişim sistemleri için oldukça önemli olan baz istasyonlarında ve noktadan noktaya radyo bağlantılarında kullanılan önemli bileşenlerden biri olması sebebiyle günümüzün popüler konuları arasında yer almaktadır. Genel yapısı Şekil 1.1’de verilmekte olan mikrodalga çoğullayıcılar giriş portları ortak iki ya da daha fazla band geçiren filtrenin birleşiminden oluşan çok kapılı devreler olarak bilinmektedir.



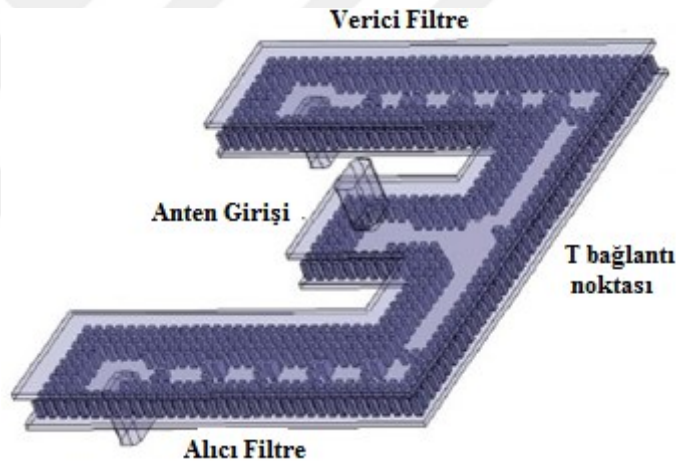
Şekil 1.1: Mikrodalga çoğullayıcı genel yapısı

Önerilen tez çalışmasında bir mikrodalga çoğullayıcı devresinde aranan düşük kayıp, yüksek seçicilik, düşük maliyet, kompakt boyutlar, kanallar arası izolasyon gibi özellikleri yakalayabilmek için gerekli filtreleme ve çoğullayıcı devre tasarımları elde edilmiş, modern devre sentez metotları kullanılarak oluşturulan teorik çalışmalar ve baskı devre imalat sistemleri kullanılarak gerçekleştirilen deneysel çalışmalar ile desteklenmiştir.

1.1 Literatür Özeti

Literatürde yapılan araştırmalar doğrultusunda mikrodalga çoğullayıcı tasarımı ile ilgili bir çok yöntem kullanıldığı görülmektedir. Bu bölümde, literatürde sıkça kullanılan dalga kılavuzlarıyla elde edilen çiftleyici tasarımlarından başlayarak düzlemsel yapılar ile elde edilen çoğullayıcı tasarımları içeren çalışmalara doğru devam eden bir özet sunulmaktadır.

Rezaee ve arkadaşları tarafından önerilen çalışmada, izole bir ortam olması nedeniyle iyi bir iletim (düşük kayıplı) sağlaması sebebiyle boşluklu dalga kılavuzu yapıları kullanılarak elde edilen mikrodalga V band çiftleyici tasarımı gerçekleştirilmiştir (Rezaee ve diğ. 2015). Boşluklu dalga kılavuz yapılarının klasik dalga kılavuz yapılarına göre avantajı üst ve alt metal yüzeyler arasında elektrik bağlantısına ihtiyaç duyulmamasıdır.

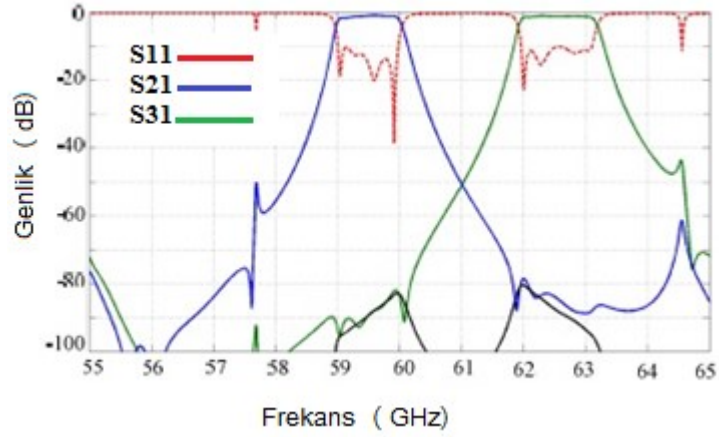


Şekil 1.2: Rezaee ve arkadaşları tarafından önerilen V band çiftleyicinin üç boyutlu görünümü

V band çiftleyicinin alıcı ve verici kısımları Şekil 1.2’de görüldüğü üzere birbiriyle bağlantılıdır. Yapıda alıcı ve verici filtreler çiftleyicinin kare şekil almasını sağlayacak şekilde kıvrılmıştır. Önerilen çiftleyicinin boyutları Tablo 1.1’de verilmektedir.

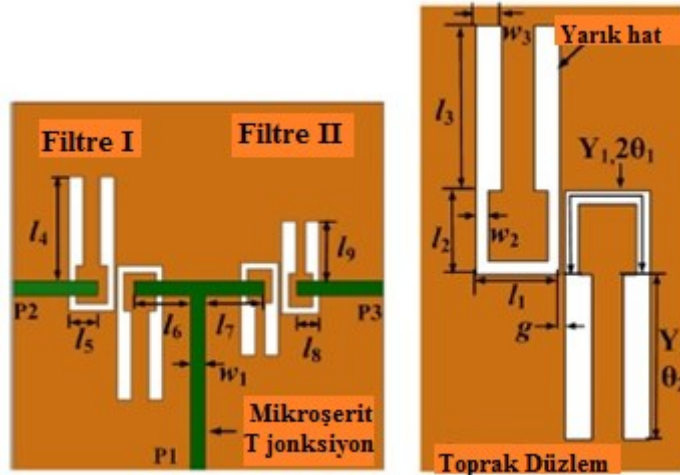
Tablo 1.1: Rezaee ve arkadaşları tarafından önerilen çiftleyici boyutları

a (RX)	a (TX)	h_1	$h_c(M_{12}, M_{45})$	$h_c(M_{12}, M_{45})$	W_{iris}
3.42	2.94	1	1.2	1.48	2.75



Şekil 1.3: Rezaee ve arkadaşları tarafından önerilen devre için simülasyon frekans cevabı

H düzlem T jonksiyon ve iki filtre içeren çiftleyici tasarımının önerildiği bu çalışmada sistem entegrasyonu iki paralel metal düzlem arasında herhangi bir iletken katkısına gerek duyulmaksızın yapılabilmektedir. Tasarımda kullanılan beşinci dereceden Chebyshev RX ve TX filtrelerin kuplaj matrisi yaklaşımları gerçekleştirilmiştir. Önerilen devrenin simülasyon cevapları Şekil 1.3’de verilmektedir. Alıcı ve verici bandlarının geri dönüş kaybı seviyeleri 10 dB’den daha düşüktür. En düşük araya girme kaybı seviyesi 1 dB’dir. Ayrıca iki band arasındaki izolasyon seviyesi 80 dB’den düşüktür (Rezaee ve diğ. 2015).

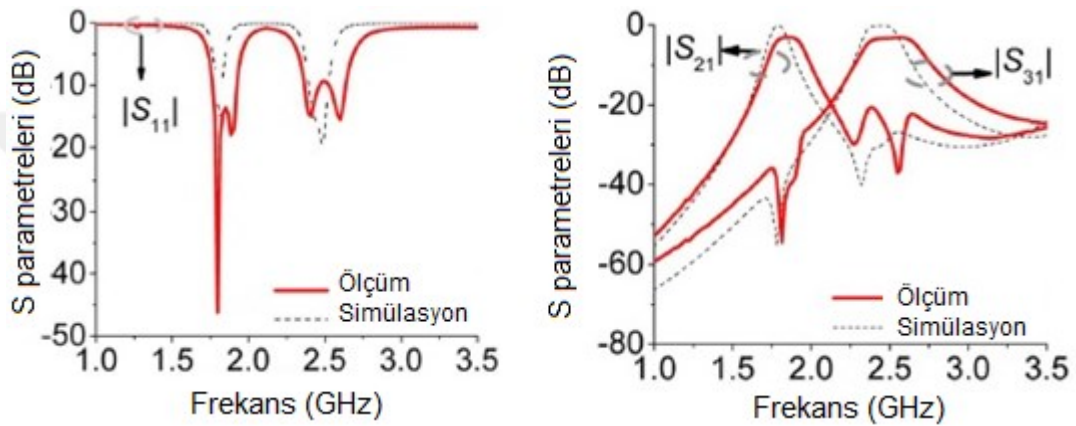


Şekil 1.4: Liu ve arkadaşları tarafından önerilen filtre konfigürasyonu (üst ve alt yüzey)

İki farklı boyuttaki yarı hat basamak tipi empedans rezonatörler kullanılarak Liu ve arkadaşları tarafından tasarlanan kompakt çiftleyici geometrik parametre oranlarının düzgün bir şekilde ayarlanmasıyla band dışı sönümlemeyi sağlayabilmektedir. Ayrıca, ekstra uyumlama devresi kullanılmaksızın sinyalin iki

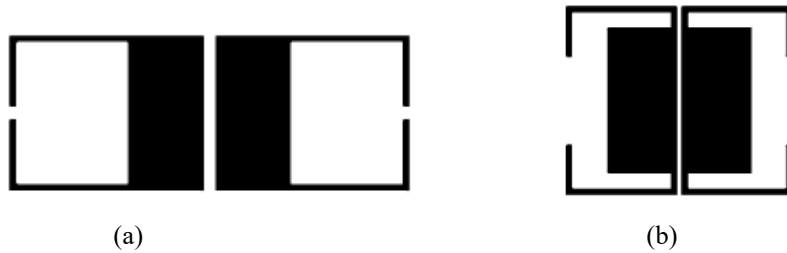
kanala bölünmesini sağlayan mikroşerit yarık hat geçişi kullanılmış ve böylece devre boyutlarının küçülmesi sağlanmıştır. Şekil 1.4 önerilen devre konfigürasyonunu göstermektedir. Devre iki adet ikinci dereceden yarık hat band geçiren filtre ve her bir band geçiren filtrenin ortak girişinde bulunan mikroşerit T jonksiyondan oluşmaktadır.

Simülasyon ve ölçüm sonuçları Şekil 1.5’de gösterilmektedir. Her bir kanalın merkez frekansı 1.85 GHz ve 2.5 GHz olarak belirlenmiştir. Ölçüm ve simülasyon sonuçları arasındaki farklılıkların SMA konnektörden olabileceği düşünülmektedir (Liu ve diğ. 2013).

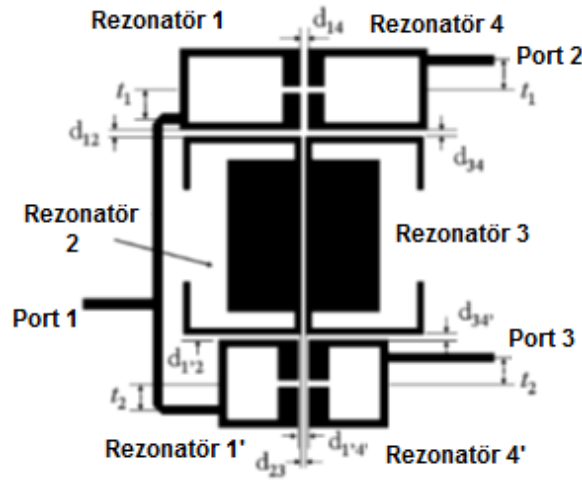


Şekil 1.5: Yarık hat basamak tipi empedans rezonatörler kullanılarak elde edilen çiftleyici devresi için ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

Ortak rezonatör bölmesi ile konfigüre edilmiş, kompakt boyutlu ve yüksek izolasyona sahip mikroşerit çiftleyici tasarımı Chen ve arkadaşları tarafından basamak tipi empedans rezonatör ile gerçekleştirilmiştir. Önerilen çiftleyici devresi iki dört modlu sözde eliptik band geçiren filtrelerin birleşiminden oluşmaktadır. Filtre devresinde önerilen eliptik filtre karakteristiğini yakalamak amacıyla Şekil 1.6(a)’da gösterilen konfigürasyondan Şekil 1.6(b)’de gösterilen konfigürasyona geçiş yapmak suretiyle ikinci rezonans modunda oluşacak olan elektrik kuplaj kaldırılarak geçme bandının her iki tarafında da iletim sıfırının yer alması sağlanmıştır.

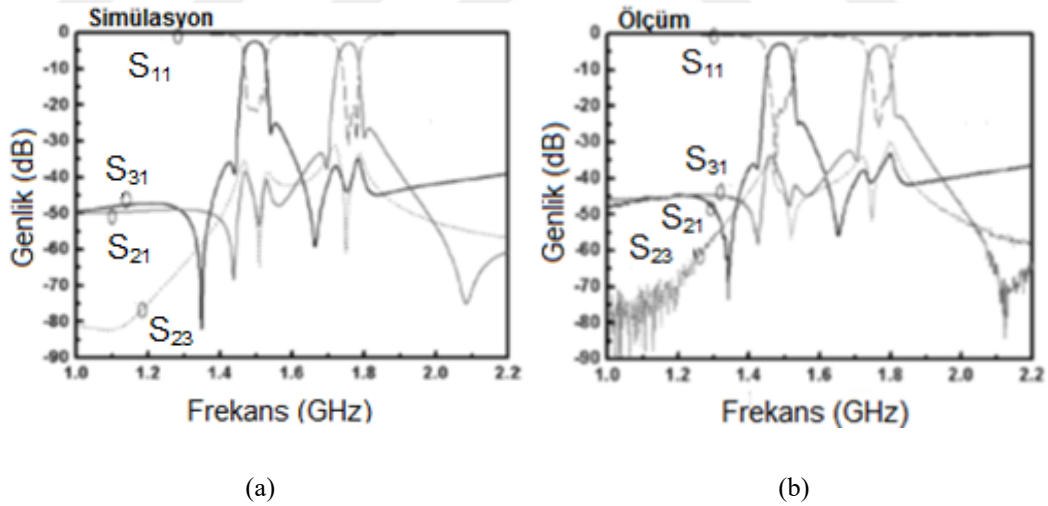


Şekil 1.6: Ortak rezonatör bölmesi ile konfigüre edilmiş mikroşerit çiftleyici için a) manyetik kuplaj b) karışık kuplaj gösterimi



Şekil 1.7: Ortak rezonatör bölmesi ile konfigüre edilmiş mikroşerit çiftleyici devresi

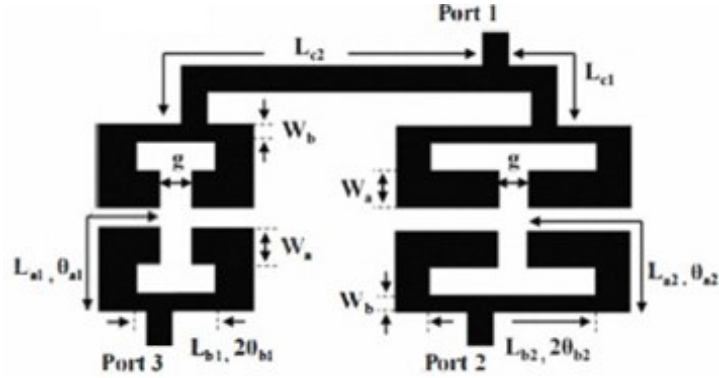
Aynı zamanda besleme hatlarının bağlandığı nokta ile giriş ve çıkış rezonatörlerinde açık devre sonlanan hat parçaları arasındaki uzunluğun çeyrek dalga boyu olacak şekilde ayarlanmasıyla da geçme bandının her iki yanında ektsra birer iletim sıfırı daha elde edilmiştir. Şekil 1.7’de gösterilen çiftleyici devresinin doğruluğunu sağlamak amacıyla üretimi gerçekleştirilmiş, ölçüm ve simülasyon sonuçları Şekil 1.8’de verilmiştir. (Chen ve dig. 2006).



Şekil 1.8: Ortak rezonatör bölmesi ile konfigüre edilmiş mikroşerit çiftleyici devresi için a) kuplaj diyagramı b) kuplaj matrisi gösterimi

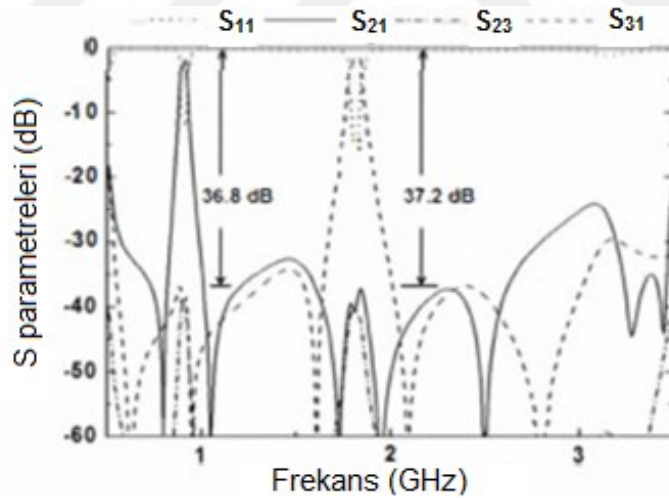
Yang ve arkadaşları tarafından GSM uygulamalarında kullanılabilecek 0.9 ve 1.8 GHz frekanslarında çalışan iki kare açık halka band geçiren filtre kullanarak tasarlanan çiftleyici tasarımı sunulmuştur. Çalışmada basamak tipi empedans rezonatörler kullanılarak devrenin minyatür boyutlarda elde edilmesinin yanı sıra 0.51 GHz’den 4.9GHz’e kadar uzanan geniş bir tutma bandının da oluşması sağlanmıştır.

Basamak tipi empedans rezonatörler arasındaki mesafe kuplaj katsayısının ayarlanmasında kullanılmış ve mesafe arttırıldıkça kuplaj katsayısının düştüğü görülmüştür (Yang ve diğ. 2010).



Şekil 1.9: Yang ve arkadaşları tarafından çiftleyici devresinin boyutlandırılması

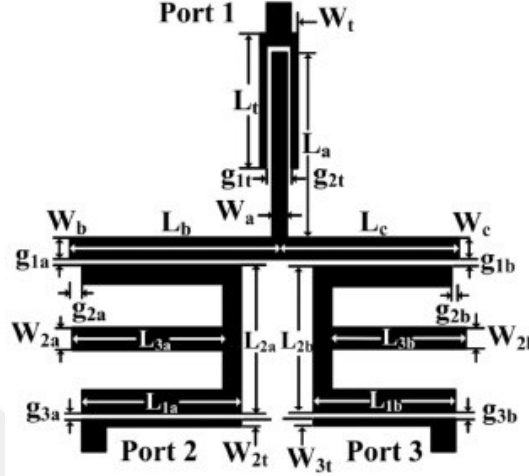
Şematik diyagramı Şekil 1.9’da gösterilmekte olan devrenin toplam boyutu 32 mm x 92 mm’dir. Şekil 1.10’da verilmekte olan frekans cevabından da görüleceği üzere her bir kanalının geçme bandının her iki tarafında da iletim sıfırı yer alması sebebiyle iyi bir izolasyona sahip olduğu görülmektedir.



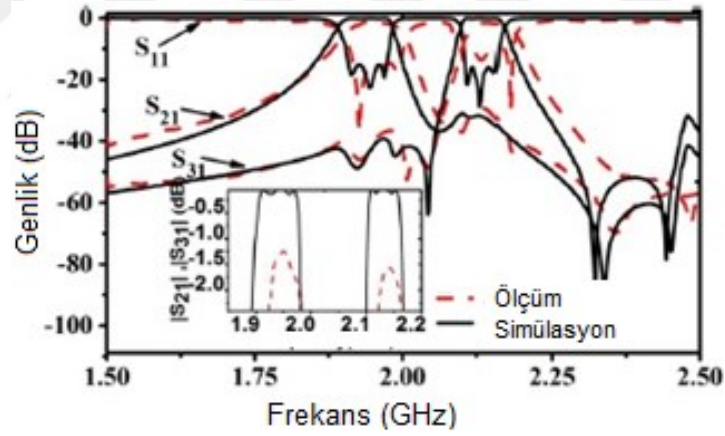
Şekil 1.10: İki kare açık halka band geçiren filtre kullanarak tasarlanan çiftleyici devresinin frekans cevabı

UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) ve WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) sistemleri için önerilen bir başka çalışmada Guan ve arkadaşları tarafından kompakt mikroşerit bir çiftleyici tasarımı Şekil 1.11’de gösterildiği üzere üç çift mod yan hatlı mikroşerit rezonatörler kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Devrede bir rezonans modu ortak rezonatörden gelirken, diğer iki rezonans ise dual mod rezonatörlerden elde edilmektedir ve geçme

bandının alt üst bölgesinde üç iletim sıfırı bulunmaktadır. Üç yan hatlı rezonatörden gelen üç iletim sıfırı düzgün bir şekilde tutma bandının alt, orta ve üst bölgesine yerleşerek kanallar arasındaki izolasyonu arttırmaktadır. Önerilen devrenin ölçüm ve simülasyon sonuçları Şekil 1.12’de karşılaştırılmaktadır. Her iki kanaldaki ölçülen araya girme kaybı seviyesi 1.2 ve 1.5 dB’dir (Guan ve diğ. 2014).



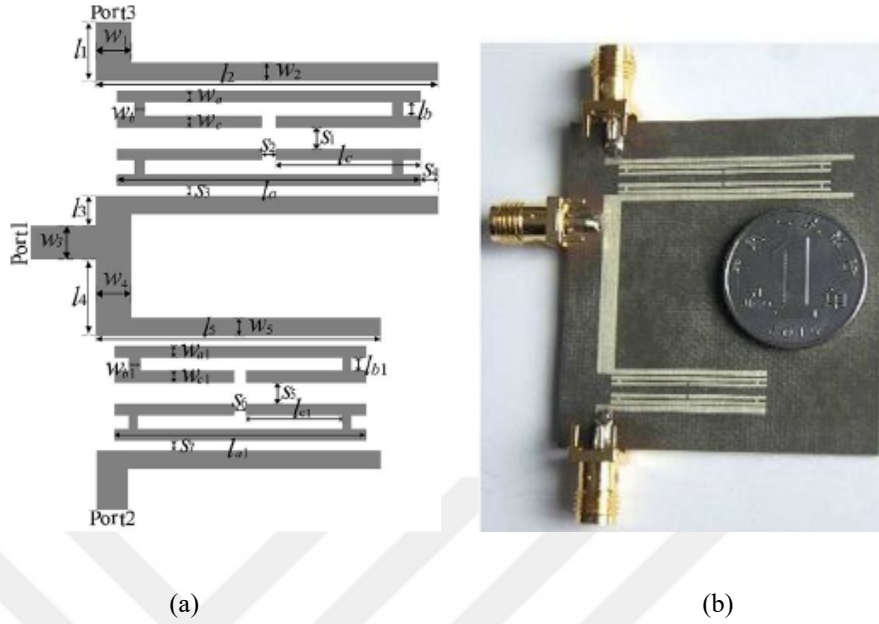
Şekil 1.11: Üç çift mod yan hatlı mikroşerit rezonatör ile tasarlanan çiftleyici devresi



Şekil 1.12: Üç çift mod yan hatlı mikroşerit rezonatör ile tasarlanan çiftleyici devresinin ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

Yüksek seçiciliğe ve izolasyona sahip mikroşerit çiftleyici devresi Xiao ve arkadaşları tarafından çift H şekilli elektromanyetik kuplajlı rezonatörler ile elde edilen 2.4 GHz ve 3.42 GHz merkez frekanslarına sahip band geçiren filtreler kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Çiftleyici tasarımında kullanılan H şekilli rezonatörler ile elde edilen band geçiren filtrelerin iletim sıfırları, elektrik ve manyetik kuplajlarının ayarlanmasıyla, filtrelerin merkez frekansı H şekilli rezonatörler aracılığıyla, kısmi band genişliği ise elektromanyetik kuplaj katsayısı aracılığıyla kontrol edilmektedir. Bahsedilen özelliklere sahip band geçiren filtreler kullanılarak

elde edilen ve boyutlandırması Tablo 1.2’de verilen çiftleyici devre topolojisi ve üretim fotoğrafı sırasıyla Şekil 1.13(a) ve 1.13(b)’de gösterilmektedir.

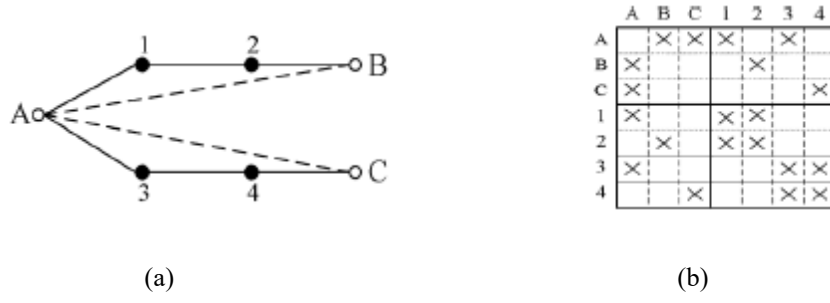


Şekil 1.13: H şekilli elektromanyetik kuplajlı rezonatörler ile gerçekleştirilen çiftleyici devrenin a) topolojisi b) üretim fotoğrafı

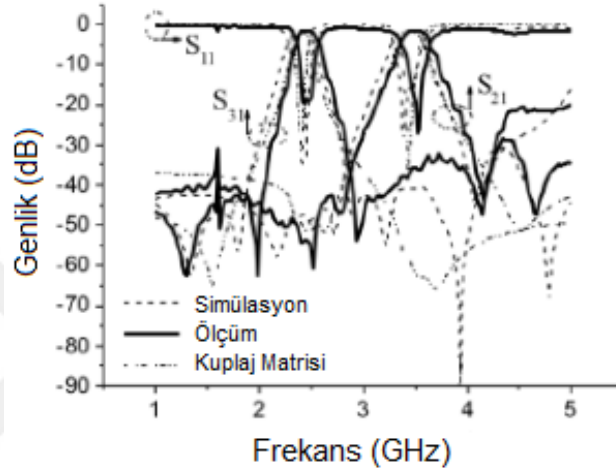
Tablo 1.2: BGF#1 ve BGF#2 için boyutlandırma

Parametre	Boyut (mm)	Parametre	Boyut (mm)	Parametre	Boyut (mm)
l_1	6	l_{c1}	10.4	w_{b1}	0.3
l_2	34	w_1	2.46	w_{c1}	0.5
l_3	2.57	w_2	0.8	s_1	1.15
l_4	19.77	w_3	2.46	s_2	0.2
l_5	23	w_4	2.46	s_3	0.2
l_a	29	w_5	0.8	s_4	2
l_b	0.4	w_a	0.5	s_5	1.15
l_c	14.4	w_b	0.3	s_6	0.2
l_{a1}	21	w_c	0.5	s_7	0.2
l_{b1}	0.3	w_{a1}	0.5		

Ayrıca H şekilli rezonatörler kullanılarak elde edilen devreye ait kuplaj diyagramı ve kuplaj matrisi sırasıyla Şekil 1.14(a) ve 1.14(b)’de gösterilmektedir. Toplam boyutları 44 mm x 53.3 mm olan yüksek seçiciliğe ve izolasyon seviyesine sahip çiftleyici devresine ait frekans cevapları ise Şekil 1.15’de verilmektedir. Şekil 1.15’den görüleceği üzere iki kanal için kayıp seviyeleri -1.43 dB ve -1.59 dB’dir. 1GHz’den 5 GHz’e kadar izolasyon seviyesi -42 dB den düşüktür. (Xiao ve dig. 2015)



Şekil 1.14: H şekilli elektromanyetik kuplajlı rezonatörler ile gerçekleştirilen çiftleyici devresi için a) kuplaj diyagramı b) kuplaj matrisi gösterimi



Şekil 1.15: Xiao ve arkadaşları tarafından önerilen çiftleyici devresi için simülasyon, ölçüm ve kuplaj matrisi sentez metodu ile elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması

Literatürde yapılan araştırmalar sonucunda önerilen çoğullayıcı devrelerin tasarım parametrelerinin hepsini bir arada sağlayamadığı ve ortaya koyulan devrelerin geçerliliğini ispatlamak amacıyla çoğunlukla sadece ölçüm sonuçlarına yer verilirken teorik sentez yöntemlerinden faydalanılarak teorik model elde edilmediği, aynı zamanda çok modlu mikroşerit filtre tasarımları ile herhangi ekstra bir devreye ihtiyaç duyulmaksızın gerçekleştirilebilen minyatür ve kompakt boyutlu yapılara rastlanmadığı gözlemlenmiştir.

2. ÇOK KAPILI MİKRODALGA DEVRELER İÇİN MODERN DEVRE ANALİZİ

Mikrodalga frekanslarında gerilim ve akım bilgilerinin doğrudan voltmetre ve ampermetre ile ölçülmesi mümkün değildir. Bu nedenle devrenin elektriksel uyarım seviyesi ölçüsü olarak gerilim ve akım, mikrodalga frekanslarında birincil rol oynamamaktadır. Diğer taraftan, düşük frekanslı devre konseptlerinin en iyi şekilde kullanılmasını sağlamak amacıyla voltaj, akım ve empedans açısından filtre gibi mikrodalga devrelerin çalışmasını tarif etmek faydalı olacaktır. Bu sebeple bu bölümde çeşitli devre konseptleri tanımlanmış ve filtre ve çoğullayıcı devre analizi için faydalı olabilecek denklemler verilmiştir.

2.1 Devre Değişkenleri

Birçok RF/mikrodalga filtre ve filtre bileşenleri Şekil 2.1.'de gösterildiği gibi iki kapılı devreler ile temsil edilmektedir. Şekil 2.1'de V_1 , V_2 ve I_1 ve I_2 sırasıyla bir ve iki nolu kapılardaki gerilim ve akım değişkenlerini, Z_{01} ve Z_{02} giriş ve sonlandırma empedanslarını ve E_s kaynak gerilimini temsil etmektedir.



Şekil 2.1: Devre değişkenlerini gösteren iki kapılı devre

Mikrodalga frekanslarında gerilim ve akım ölçümünün zor olmasından dolayı, a_1 , b_1 ve a_2 ve b_2 gibi dalga değişkenleri kullanılmaktadır, a gelen dalga ve b ise yansıyan dalgayı temsil etmektedir. Dalga değişkenleri ile akım ve gerilim arasındaki ilişki

$$V_n = \sqrt{Z_0}(a_n + b_n), \quad I_n = \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(a_n - b_n), \quad n = 1, 2 \quad (2.1)$$

şeklinde verilmektedir (Hong ve Lancaster, 2001).

2.2 Saçılma Parametreleri

İki kapılı bir devrede saçılma (S) parametreleri dalga değişkenleri yardımıyla (2.2)'de verildiği gibi tanımlanmaktadır.

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \\ S_{12} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Eşitlik (2.2)'de $a_n = 0$ n. kapıda mükemmel empedans uyumlama olması anlamını taşımaktadır. Bu parametrelerden S_{11} ve S_{22} yansıma parametresi, S_{12} ve S_{21} iletim parametresi olarak adlandırılmaktadır. Bu parametreler aynı zamanda mikrodalga frekanslarında direkt olarak ölçülebilen büyüklüklerdir. S parametreleri genellikle kompleks büyüklükler olduğundan genlik ve faz cinsinden ifade edilmeleri uygun olmaktadır. Genellikle saçılma parametrelerinin genlikleri dB cinsinden ifade edilir ve

$$20\log(|S_{mn}|) \text{ dB} \quad m, n = 1, 2 \quad (2.3)$$

10 taban logaritma ifadesi ile hesaplanır. Filtre karakteristiklerini elde etmek için eşitlik (2.4)'de verilen iki parametre tanımlanabilir.

$$\begin{aligned} L_A &= 20\log(|S_{mn}|) \text{ dB} & m, n &= 1, 2 \text{ (} m \neq n \text{)} \\ L_R &= 20\log(|S_{nn}|) \text{ dB} & n &= 1, 2 \end{aligned} \quad (2.4)$$

Burada L_A n ve m kapıları arasındaki araya girme kaybını, L_R ise n. kapıdaki geri dönüş kaybını temsil etmektedir. Geri dönüş kaybı yerine voltaj duran dalga oranı (VSWR) da kullanılabilir. Duran dalga oranı,

$$VSWR = \frac{1 + |S_{nn}|}{1 - |S_{nn}|} \quad (2.5)$$

ile tanımlıdır. Devre analiz ya da sentezinde yansıma parametresinin karakteristik empedans (Z_0) ve ya giriş empedansı (Z_{in}) cinsinden ifade edilmesi gerekebilmektedir.

$$S_{11} = \frac{Z_{in1} - Z_{01}}{Z_{in1} + Z_{01}} \text{ ve } S_{22} = \frac{Z_{in2} - Z_{02}}{Z_{in2} + Z_{02}} \quad (2.6)$$

Z_{in1} ve Z_{in2} sırasıyla 1 ve 2 nolu kapılardaki giriş empedanslarını temsil etmektedir. S parametreleri devre analizinde kullanılması faydalı olacak birkaç özelliğe sahiptir. Karşılıklılık özelliğine göre $S_{21} = S_{12}$ ve simetriklik özelliğine göre de $S_{11} = S_{22}$ olmaktadır. Bu nedenle simetrik devreler aynı zamanda karşılıklı olmaktadır. Kayıpsız pasif bir devre için iletilen ve yansıyan güç toplamaları gelen güce eşit olmalıdır ve bu durumun matematiksel karşılığı eşitlik (2.7)'de verilmektedir (Hong ve Lancaster, 2001).

$$\begin{aligned} S_{21}S_{21}^* + S_{11}S_{11}^* &= 1 & |S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 &= 1 \\ S_{12}S_{12}^* + S_{22}S_{22}^* &= 1 & |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 &= 1 \end{aligned} \quad (2.7)$$

2.3 Kısa Devre Admitans Parametreleri

İki kapılı bir devre için kısa devre admitans (Y) parametreleri ,

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} & Y_{12} &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \\ Y_{21} &= \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} & Y_{22} &= \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \end{aligned} \quad (2.8)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. $V_n = 0$ olması n. kapının kısa devre edilmesi anlamını taşımaktadır. Karşılıklı ve simetrik bir devre için $Y_{12}=Y_{21}$ ve $Y_{11}=Y_{22}$ olmaktadır. Kayıpsız pasif bir devre için tüm Y parametreleri saf imajiner olarak elde edilmektedir (Hong ve Lancaster, 2001).

2.4 Açık Devre Empedans Parametreleri

İki kapılı bir devre için açık devre empedans (Z) parametreleri,

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} & Z_{12} &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \\ Z_{21} &= \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} & Z_{22} &= \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \end{aligned} \quad (2.9)$$

olarak verilmektedir. $I_n = 0$ olması n. kapının açık devre edilmesi anlamını taşımaktadır. Karşılıklı ve simetrik bir devre için $Z_{12} = Z_{21}$ ve $Z_{11} = Z_{22}$ olmaktadır. Kayıpsız pasif bir devre için tüm Z parametreleri saf imajiner olarak elde edilmektedir (Hong ve Lancaster, 2001).

2.5 ABCD Parametreleri

İki kapılı bir devre için ABCD parametreleri eşitlik (2.10)'da verildiği gibi tanımlanmaktadır.

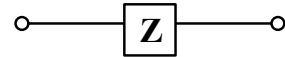
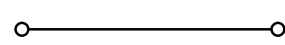
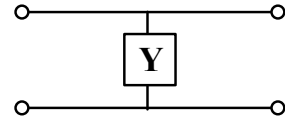
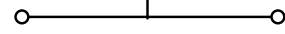
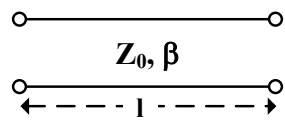
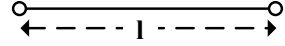
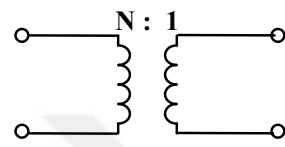
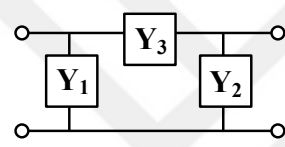
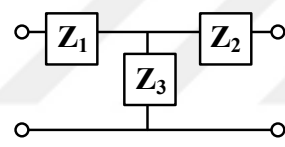
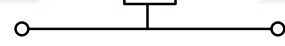
$$\begin{aligned} A &= \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} & B &= \left. \frac{V_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \\ C &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} & D &= \left. \frac{I_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Karşılıklı bir devre için ABCD parametreleri $AD - BC = 1$ şartı, simetrik bir devre içinde buna ek olarak $A = D$ şartı sağlanmalıdır. Kayıpsız devre için A ve D saf reel, C ve B saf imajiner olmalıdır (Hong ve Lancaster, 2001).

2.6 İletim Hattı Devreleri

Şekil 2.1.de verilen iki kapılı bir devre için $V_2 = -I_2 Z_0$ olduğundan giriş empedansı (2.11)'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$Z_{in1} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_0 A + B}{Z_0 C + D} \quad (2.11)$$

	$A = 1$	$B = Z$
	$C = 0$	$D = 1$
	$A = 1$	$B = 0$
	$C = Y$	$D = 1$
	$A = \cos \beta l$	$B = jZ_0 \sin \beta l$
	$C = jY_0 \sin \beta l$	$D = \cos \beta l$
	$A = N$	$B = 0$
	$C = 0$	$D = 1 / N$
	$A = 1 + (Y_2/Y_3)$	$B = 1/Y_3$
	$C = Y_1 + Y_2 + (Y_1 Y_2 / Y_3)$	$D = 1 + (Y_1/Y_3)$
	$A = 1 + (Z_1/Z_3)$	$B = Z_1 + Z_2 + (Z_1 Z_2 / Z_3)$
	$C = 1/Z_3$	$D = 1 + (Z_2/Z_3)$

Şekil 2.2 Bazı iki kapılı devreler ve ABCD parametreleri (Pozar 2005)

Şekil 2.2’de verilen iletim hattı devreleri için verilen ABCD parametrelerinin (2.11)’de yerine yerleştirilmesi ile oldukça kullanışlı olan

$$Z_{in1} = Z_c \frac{Z_{02} + Z_c \tanh \gamma l}{Z_c + Z_{02} \tanh \gamma l} \quad (2.11)$$

empedans formülü elde edilir. Burada Z_c , γ ve l sırasıyla karakteristik empedans, kompleks yayılım sabiti ve iletim hattı uzunluğudur. Kayıpsız bir iletim hattı için, $\gamma = j\beta$ olacağından (2.11)’de yer alan eşitlik

$$Z_{in1} = Z_c \frac{Z_{02} + Z_c \tan \beta l}{Z_c + Z_{02} \tanh \beta l} \quad (2.12)$$

şekline dönüşmektedir (Hong ve Lancaster, 2001).

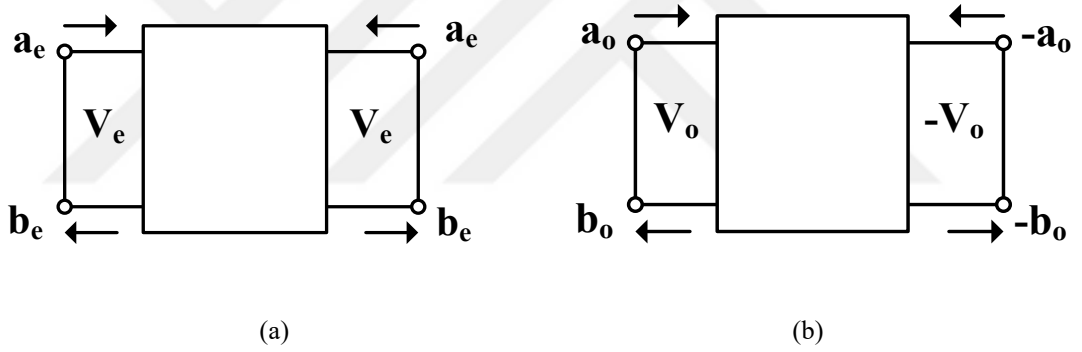
2.7 Devre Parametre Dönüşümü

Devre analizi için farklı tiplerde devre parametrelerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu nedenle bir parametrenin diğerine dönüşümü oldukça fazla önem kazanmaktadır. Y ve Z parametreleri arasındaki dönüşüm en basit olanıdır ve eşitlik (2.13)'de verilmektedir (Hong ve Lancaster, 2001).

$$[Z] = [Y]^{-1} \quad (2.13)$$

Prensip olarak herhangi iki parametre arasındaki ilişki sonlandırma değişkenleri arasındaki ilişkiden çıkartılabilmektedir. Bu dönüşümler $Z_{01} = Z_{02} = Z_0$ ve $Y_0 = 1/Z_0$ karakteristik empedans ve admitanslar için Tablo 2.1'de özetlenmektedir.

2.8 Simetrik Devre Analizi



Şekil 2.3: Simetrik iki kapılı devre a) çift mod b) tek mod uyarımı

Eğer devre simetrik ise, simetri yüzeyinden iki eşit parçaya ayrılarak analizi gerçekleştirilebilmektedir. Şekil 2.3(a)'dan görüldüğü üzere devre çift mod için uyarıldığında, simetrik ara yüzey açık devre olarak sonlanır ve iki özdeş açık devre sonlandırılmış tek kapılı devre meydana gelir. Benzer şekilde Şekil 2.3(b)'de verildiği üzere devre tek mod için uyarıldığında, simetrik ara yüzey kısa devre olarak sonlanır ve iki özdeş kısa devre sonlandırılmış tek kapılı devre meydana gelir. Tek ve çift mod uyarımının lineer kombinasyonu ile iki kapılı simetrik devrenin herhangi bir uyarımı elde edilebileceğinden, tek ve çift mod için ayrı ayrı tek kapılı devre analizi aracılığıyla basitçe elde edilecektir. Daha sonra tek ve çift mod devre parametreleri kullanılarak iki kapılı devre parametreleri belirlenebilmektedir.

Tablo 2.1: Devre parametreleri dönüşüm tablosu (Pozar 2005)

	ABCD	Y	Z
S_{11}	$\frac{A+B/Z_0 - CZ_0 - D}{A+B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
S_{12}	$\frac{2(AD-BC)}{A+B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{-2Y_{12}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{2Z_{12}Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
S_{21}	$\frac{2}{A+B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{-2Y_{21}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{2Z_{21}Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
S_{22}	$\frac{-A+B/Z_0 - CZ_0 + D}{A+B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
	S	Y	Z
A	$\frac{(1+S_{11})(1-S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{-Y_{22}}{Y_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$
B	$Z_0 \frac{(1+S_{11})(1+S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{-1}{Y_{21}}$	$\frac{(Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21})}{Z_{21}}$
C	$\frac{1}{Z_0} \frac{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{-(Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21})}{Y_{21}}$	$\frac{1}{Z_{21}}$
D	$\frac{(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{-Y_{11}}{Y_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$
	S	ABCD	Z
Y_{11}	$Y_0 \frac{(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{D}{B}$	$\frac{Z_{22}}{(Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21})}$
Y_{12}	$Y_0 \frac{-2S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{-(AD-BC)}{B}$	$\frac{-Z_{12}}{(Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21})}$
Y_{21}	$Y_0 \frac{-2S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{-1}{B}$	$\frac{-Z_{21}}{(Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21})}$
Y_{22}	$Y_0 \frac{(1+S_{11})(1-S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{A}{B}$	$\frac{Z_{11}}{(Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21})}$
	S	ABCD	Y
Z_{11}	$Z_0 \frac{(1+S_{11})(1-S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{A}{C}$	$\frac{Y_{22}}{(Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21})}$
Z_{12}	$Z_0 \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{AD-BC}{C}$	$\frac{-Y_{12}}{(Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21})}$
Z_{21}	$Z_0 \frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{1}{C}$	$\frac{-Y_{21}}{(Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21})}$
Z_{22}	$Z_0 \frac{(1+S_{11})(1+S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{D}{C}$	$\frac{Y_{11}}{(Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21})}$

Z_{ino} ve Z_{ine} , tek kapılı tek ve çift mod devrelerinin giriş empedanslarının belirtmek üzere tek ve çift mod devreleri için yansıma katsayıları eşitlik (2.14) ile hesaplanır ve bu eşitliklerin (2.2)'de yerine koyulması ile

$$S_{11e} = \frac{Z_{ine} - Z_{01}}{Z_{ine} + Z_{01}} \quad S_{11o} = \frac{Z_{ino} - Z_{01}}{Z_{ino} + Z_{01}} \quad (2.14)$$

$$S_{11} = S_{22} = \frac{Z_{ine}Z_{ino} - Z_{01}^2}{(Z_{ine} + Z_{01})(Z_{ino} + Z_{01})} = \frac{Y_{01}^2 - Y_{ine}Y_{ino}}{(Y_{01} + Y_{ine})(Y_{01} + Y_{ino})}$$

$$S_{21} = S_{12} = \frac{Z_{ine}Z_{01} - Z_{ino}Z_{01}}{(Z_{ine} + Z_{01})(Z_{ino} + Z_{01})} = \frac{Y_{ino}Y_{01} - Y_{ine}Y_{01}}{(Y_{01} + Y_{ine})(Y_{01} + Y_{ino})} \quad (2.15)$$

saçılma parametreleri tek ve çift mod devre parametreleri cinsinden elde edilir. (Hong ve Lancaster, 2001).

2.9 Çok Kapılı Devreler

Üç ve daha fazla kapılı devreler çok kapılı devreler olarak bilinmektedir ve çok kapılı devreler için saçılma, admitans ve admitans parametreleri, önceki bölümlerde iki kapılı devrelerde tanımlanan yöntemlere benzer formüller ile elde edilmektedir. Genel olarak M kapılı bir devre için saçılma parametreleri (2.16)'da verilen matris formunda elde edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & \cdots \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & \cdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{M1} & S_{M2} & \cdots & \cdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_M \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

(2.16)'da a ve b sırasıyla gelen ve giden dalga büyüklüklerini temsil ederken, S matrisi ise M x M tipinde ve her bir elemanı,

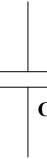
$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0 \text{ (} k \neq j \text{ ve } k=1,2,\dots,M)} \quad i, j=1, 2, \dots, M \quad (2.17)$$

şeklinde belirlenen, $S_{ij} = S_{ji}$ ve $[S]^T = [S]$ özelliklerine sahip karşılıklı ve simetrik bir matristir. (Hong ve Lancaster, 2001).

3. ÇOK KAPILI MİKRODALGA DEVRELER İÇİN MODERN DEVRE SENTEZİ

Devre sentezi, tasarlanan devrenin elektriksel özelliklerine bağlı devre topolojisinin yanı sıra elektriksel davranışı bilinen devrede kullanılan eleman toleransları ve parazitik etkileri minimize edebilmek amacıyla, tasarlan devreye en uygun yaklaşımın belirlenmesini sağlamaktadır. Öngörülen elektriksel parametrelere sahip olacak şekilde tasarlanan devrelerin sentezleme işlemi Tablo 3.1’de verilen dağılmış parametrelili devre elemanları ve onların kompleks frekanslardaki admitans ve empedans değerleri kullanılarak gerçekleştirilmektedir. Devrenin giriş admitans veya empedans fonksiyonlarından basit polinom bölmesi kullanılarak elemanların belirlenmesi ve kaldırılması işlemine eleman çıkarımı denilmektedir (Medley 1992). Devre sentezi filtre, çoğullayıcı ve empedans uygunlama devre tasarımları gibi bir çok uygulamada kullanılabilmektedir. Her bir tasarım kendi özelliklerine göre farklı yaklaşımlar gerektirebilmektedir. Ancak bu yaklaşımlar genellikle giriş admitans ya da empedansının belirlenmesinde değişmektedirler. Bu sebeple giriş admitans veya empedans fonksiyonlarının bulunmasının ardından eleman çıkarım işlemi ortak olmaktadır.

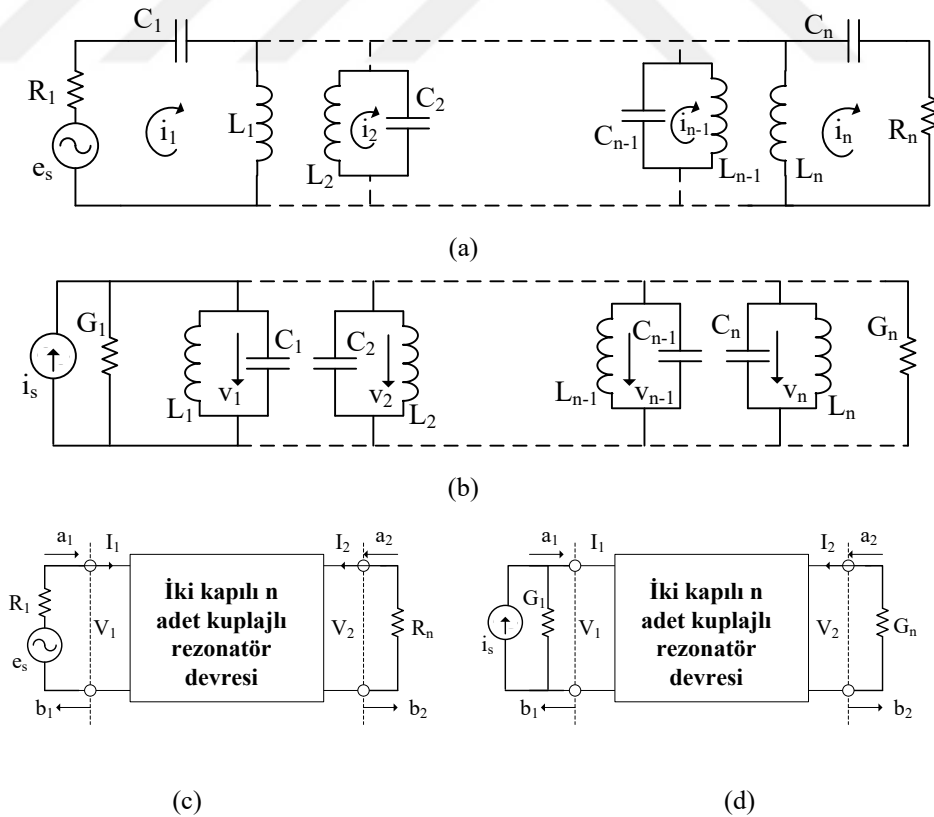
Tablo 3.1: Eleman çıkarımı test ve değerleri

Eleman	$Z(s) / Y(s)$	Kutup	Test $Z(s)$	Değer
	$Z(s) = sL$	$Z(s) _{s \rightarrow \infty}$	$n > m$	$L = \frac{p_n}{q_m}$
	$Y(s) = \frac{1}{sL}$	$Y(s) _{s \rightarrow 0}$	$p_0 = 0$ $q_0 > 0$	$L = \frac{p_1}{q_0}$
	$Z(s) = \frac{1}{sC}$	$Z(s) _{s \rightarrow 0}$	$p_0 > 0$ $q_0 = 0$	$C = \frac{q_1}{p}$
	$Y(s) = sC$	$Y(s) _{s \rightarrow \infty}$	$m > n$	$C = \frac{q_m}{p_n}$
$Z(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{p_n s^n + \dots + p_1 s^1 + p_0}{q_m s^m + \dots + q_1 s^1 + q_0}$				

3.1 Genel Kuplaj Matrisi Sentez Yöntemi

Genel kuplaj matrisi kuplajlı rezonatör filtre topolojilerini temsil etmek için oldukça önemlidir. Kuplajlı rezonatör devreleri RF/mikrodalga filtre tasarımında, özellikle pek çok uygulamada önemli rol oynayan dar band band geçiren filtre tasarımlarında sıkça kullanılmaktadır. Fiziksel yapıları farklı olmasına rağmen herhangi bir tip rezonatör kullanılmasıyla elde edilebilen kuplajlı rezonatör filtre devre tasarımları için kullanılan genel bir teknik bulunmaktadır. Bu teknik dalga kılavuzları (Atia ve Williams 1972), dielektrik rezonatörler (Wang ve diğ. 1995), mikroşerit yapılar (Hong ve Lancaster 1996, Hong ve Lancaster 1997), süper iletken yapılar (Hong ve diğ. 1999) ile gerçekleştirilecek olan filtre tasarımlarına uygulanabilmektedir. Bahsedilen tasarım yöntemi birbirine kuplajlı rezonatörler arasındaki kuplaj katsayısı ve giriş/çıkış rezonatörlerinin harici kalite faktörlerine dayanmaktadır (Hong ve Lancaster 2001).

3.1.1 Çevrim ve Düğüm Denklemler Formülasyonları



Şekil 3.1: a) Çevrim b) Düğüm formülasyonu için kullanılan n adet kuplajlı rezonatör eşdeğer devresi c) Çevrim d) Düğüm formülasyonu için n adet kuplajlı rezonatör devresinin blok gösterimi

Şekil 3.1(a) ve (b)'de n adet kuplajlı rezonatör devresi için eşdeğer devre modeli verilmektedir. Rezonatörler arasında manyetik kuplaj olması durumunda Şekil 3.1(a)'da verilen eşdeğer devre modeli kullanılırken, elektrik kuplajın olması durumunda ise Şekil 3.1(b)'de verilen eşdeğer devre modelinin kullanılması söz konusu olmaktadır. Şekil 3.1(a) ve (b)'de L,C,R ve G sırasıyla indüktans, kapasite, direnç ve kondüktansı temsil ederken, i çevrim akımını, v düğüm gerilimini, e_s gerilim ve i_s ise akım kaynağını simgelemektedir. Kirchhoff gerilim kanunu kullanılarak Şekil 3.1(a)'da verilen eşdeğer devre için (3.1a)'da verilen çevrim denklemleri, Şekil 3.1(b)'de verilen eşdeğer devre için (3.1b)'de verilen düğüm denklemleri yazılabilmektedir.

$$\begin{aligned}
 (R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}) i_1 - j\omega L_{12} i_2 \cdots \quad \quad \quad i_n &= e_s \\
 -j\omega L_{21} i_1 + (j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}) i_2 \cdots \quad \quad \quad i_n &= 0 \\
 \vdots & \\
 -j\omega L_{n1} i_1 - j\omega L_{n2} i_2 \cdots \quad \quad \quad j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} i_n &= 0
 \end{aligned} \tag{3.1a}$$

$$\begin{aligned}
 (G_1 + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1}) v_1 - j\omega C_{12} v_2 \cdots \quad \quad \quad v_n &= i_s \\
 -j\omega C_{21} v_1 + (j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2}) v_2 \cdots \quad \quad \quad v_n &= 0 \\
 \vdots & \\
 -j\omega C_{n1} v_1 - j\omega C_{n2} v_2 \cdots \quad \quad \quad j\omega C_n + \frac{1}{j\omega L_n} v_n &= 0
 \end{aligned} \tag{3.1b}$$

Denklem (3.1a) ve (3.1b)'de $L_{ij} = L_{ji}$ ve $C_{ij} = C_{ji}$ sırasıyla i. ve j. rezonatör arasındaki karşılıklı indüktans ve kapasitedir. Bütün çevrim akımlarının ve referans noktaya göre düğüm gerilimlerinin yönü Şekil 3.1(a) ve 3.1(b)'de görüldüğü üzere

aynı yönde olacak şekilde alınmaktadır. Bu denklem takımı (3.2a) ve (3.2b)'de görüldüğü üzere matris formunda yazılabilmektedir (Hong ve Lancaster 2001).

$$\begin{bmatrix} R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & -j\omega L_{12} & \cdots & -j\omega L_{1n} \\ -j\omega L_{21} & j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} & \cdots & -j\omega L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j\omega L_{n1} & -j\omega L_{n2} & \cdots & j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

veya

(3.2a)

$$[Z][i] = [e]$$

$$\begin{bmatrix} G_1 + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1} & -j\omega C_{12} & \cdots & -j\omega C_{1n} \\ -j\omega C_{21} & j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2} & \cdots & -j\omega C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j\omega C_{n1} & -j\omega C_{n2} & \cdots & j\omega C_n + \frac{1}{j\omega L_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

veya

(3.2b)

$$[Y][v] = [i]$$

Çalışmanın bu bölümünde kolaylık açısından senkron olarak ayarlanabilir filtreler incelenmektedir. Bu durumda tüm rezonatörler aynı rezonans frekansına sahiptir ve merkez frekansları $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ile tanımlıdır, $L = L_1 = L_2 = \cdots$ ve $C = C_1 = C_2 = \cdots$ olarak alınmalıdır. (3.2a) ve (3.2b)'de verilen empedans ve admitans matrisleri aynı zamanda (3.3a) ve (3.3b)'de verilen normalize değerler cinsinden de tanımlanabilir.

$$[Z] = \omega_0 L \cdot \text{KBG} \cdot [\bar{Z}] \quad (3.3a)$$

$$[Y] = w_0 L \cdot KBG \cdot [\bar{Y}] \quad (3.3b)$$

Burada $KBG = \Delta w / w_0$ ile tanımlıdır ve filtrenin kısmi band genişliği olarak adlandırılmaktadır. $[\bar{Z}]$ ve $[\bar{Y}]$ normalize edilmiş empedans ve admitans matrisi senkron olarak ayarlanabilen filtreler için,

$$\begin{bmatrix} \frac{R_1}{w_0 L \cdot KBG} + p & -j \frac{w L_{12}}{w_0 L \cdot KBG} & \dots & \frac{w I'_{1n}}{w_0 L \cdot KBG} \\ -j \frac{w L_{21}}{w_0 L \cdot KBG} & p & \dots & \frac{w I'_{2n}}{w_0 L \cdot KBG} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -j \frac{w L_{n1}}{w_0 L \cdot KBG} & -j \frac{w L_{n2}}{w_0 L \cdot KBG} & \dots & \frac{R_n}{w_0 L \cdot KBG} + p \end{bmatrix} \quad (3.4a)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{G_1}{w_0 C \cdot KBG} + p & -j \frac{w C_{12}}{w_0 C \cdot KBG} & \dots & \frac{w C'_{1n}}{w_0 C \cdot KBG} \\ -j \frac{w C_{21}}{w_0 C \cdot KBG} & p & \dots & \frac{w C'_{2n}}{w_0 C \cdot KBG} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -j \frac{w C_{n1}}{w_0 C \cdot KBG} & -j \frac{w C_{n2}}{w_0 C \cdot KBG} & \dots & \frac{G_n}{w_0 C \cdot KBG} + p \end{bmatrix} \quad (3.4b)$$

ile tanımlıdır. (3.4a) ve (3.4b)'de verilen normalize edilmiş empedans ve admitans matrisinde $p = j \frac{1}{KBG} \left(\frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right)$ kompleks alçak geçiren frekans değişkeni olarak bilinmektedir. Normalize edilmiş empedans matrisinde,

$$\frac{R_i}{w_0 L} = \frac{1}{Q_{ei}} \quad i = 1, n \quad (3.5a)$$

admitans matrisinde ise,

$$\frac{G_i}{w_0 C} = \frac{1}{Q_{ei}} \quad i = 1, n \quad (3.5b)$$

olarak formülize edilmektedir.

Eşitlik (3.5a) ve (3.5b)'de verilen oranda Q_{e1} ve Q_{en} sırasıyla giriş ve çıkış rezonatörlerinin harici kalite faktörü olarak adlandırılır. Kuplaj katsayısı ise,

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{L} \quad \text{veya} \quad M_{ij} = \frac{C_{ij}}{C} \quad (3.6)$$

ile tanımlıdır ve dar band yaklaşımında $w/w_0 \approx 1$ şeklinde yapılan kabul ile (3.4a) ve (3.4b)'de verilen normalize empedans ve admitans matrisi (3.7)'de verildiği şekilde sadeleştirilebilir. (3.7)'de $q_{ei} = Q_{ei} \cdot KGB$ ve $i = 1, n$ ölçeklenmiş harici kalite faktörü ve $m_{ij} = \frac{M_{ij}}{FBW}$ ile tanımlı normalize edilmiş kuplaj katsayısıdır.

$$[\bar{Z}] = [\bar{Y}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{12} & \cdots & \cdots & \cdots \\ -jm_{21} & p & \cdots & \cdots & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & 1 & p \\ & & & q_{en} & \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Şekil 3.1(c) ve 3.1(d)'de verilen eşdeğer devrenin blok diyagramında V_1, V_2, I_1 ve I_2 filtrenin giriş ve çıkış kapılarındaki gerilim ve akım değerlerini, $a_1, a_2, b_1, ve b_2$ gelen ve yansıyan dalga değerlerini temsil etmektedir. Şekil 3.1(a) ve 3.1(c) karşılaştırıldığında $I_1 = i_1, I_2 = -i_n$ ve $V_1 = e_s - i_1 R_1$ benzer şekilde Şekil 3.1(b) ve 3.1(d)'den ise de $V_1 = v_1, V_2 = v_n$ ve $I_1 = i_s - v_1 G_1$ olduğu açıkça görülmektedir. Bu durumda;

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{e_s}{2\sqrt{R_1}} & b_1 &= \frac{e_s - 2i_1 R_1}{2\sqrt{R_1}} \\ a_2 &= 0 & b_2 &= i_n \sqrt{R_n} \end{aligned} \quad (3.8a)$$

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{i_s}{2\sqrt{G_1}} & b_1 &= \frac{2v_1 G_1 - i_s}{2\sqrt{G_1}} \\ a_2 &= 0 & b_2 &= v_n \sqrt{G_n} \end{aligned} \quad (3.8b)$$

olarak elde edilir ve

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{2\sqrt{R_1 R_n} i_n}{e_s}, \quad S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = 1 - \frac{2R_1 i_1}{e_s} \quad (3.9a)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{2\sqrt{G_1 G_n} v_n}{i_s}, \quad S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{2G_1 v_1}{i_s} - 1 \quad (3.9b)$$

(3.2a) ve (3.2b)'de verilen denklemlerin çözümünden çevrim akımları (3.10a) ve düğüm gerilimleri de (3.10b)'de verildiği şekilde elde edilmektedir.

$$i_1 = \frac{e_s}{w_0 L \cdot KGB} [\bar{Z}]_{11}^{-1}, \quad i_n = \frac{e_s}{w_0 L \cdot KGB} [\bar{Z}]_{n1}^{-1} \quad (3.10a)$$

$$v_1 = \frac{i_s}{w_0 C \cdot KGB} [\bar{Y}]_{11}^{-1}, \quad v_n = \frac{i_s}{w_0 C \cdot KGB} [\bar{Y}]_{n1}^{-1} \quad (3.10b)$$

(3.10)'da verilen eşitliklerin (3.9)'da yerine koyulması ile saçılma parametreleri,

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{R_1 R_n}}{w_0 L \cdot KGB} [\bar{Z}]_{n1}^{-1}, \quad S_{11} = 1 - \frac{2R_1}{w_0 L \cdot KGB} [\bar{Z}]_{11}^{-1} \quad (3.11a)$$

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{G_1 G_n}}{w_0 C \cdot KGB} [\bar{Y}]_{n1}^{-1}, \quad S_{11} = \frac{2G_1}{w_0 C \cdot KGB} [\bar{Y}]_{11}^{-1} - 1 \quad (3.11b)$$

bulunur. Verilen saçılma parametreleri ifadelerinin kalite faktörleri cinsinden tekrar yazılması halinde (3.12a) ve (3.12b)'de verilen eşitlikler elde edilmektedir.

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} q_{e2}}} [\bar{Z}]_{n1}^{-1}, \quad S_{11} = 1 - \frac{2}{q_{e1}} [\bar{Z}]_{11}^{-1} \quad (3.12a)$$

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} q_{e2}}} [\bar{Y}]_{n1}^{-1}, \quad S_{11} = \frac{2}{q_{e1}} [\bar{Y}]_{11}^{-1} - 1 \quad (3.12b)$$

Şekil 3.1(a) ve 3.1(b)'de verilen kuplajlı rezonatör devresinin asenkron olarak ayarlanabilir olması durumunda herbir rezonatörün rezonans frekansı farklı olması nedeniyle $w_{oi} = 1/\sqrt{L_i C_i}$ olacak şekilde hesaplanır ve kuplaj katsayısı

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{\sqrt{L_i L_j}}, \quad M_{ij} = \frac{C_{ij}}{\sqrt{C_i C_j}} \quad i \neq j \quad (3.13)$$

olarak tanımlanabilir. Bu durumda normalize empedans ve admitans matrisleri (3.14)'de verildiği şekliyle hesaplanacaktır. (Hong ve Lancaster 2001)

$$[\bar{Z}] = [\bar{Y}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p - jm_{11} & -jm_{12} & \cdots & m_{1n} \\ -jm_{21} & p - jm_{22} & \cdots & m_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & 1 \\ & & & q_{en} & p - jm_{nn} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

3.1.2 Genel Kuplaj Matrisi

Bölüm 3.1.1'de verilen Kirchhoff gerilim kanunu kullanılarak elde edilen normalize empedans matrisi $[\bar{Z}]$, düğüm denklem metodu kullanılarak elde edilen admitans matrisi $[\bar{Y}]$ ile özdeş olmaktadır. Bu durum rezonatörler arasındaki kuplajın elektrik veya manyetik olduğuna bakılmaksızın Eşitlik (3.15)'de verildiği üzere genel bir formülasyonun kullanılabileceğini gösterdiğinden oldukça önemlidir.

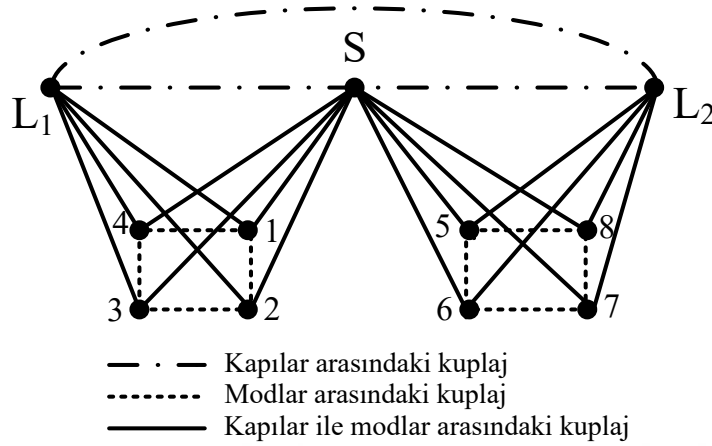
$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} q_{e2}}} [A]_{n1}^{-1}, \quad S_{11} = 1 - \frac{2}{q_{e1}} [A]_{11}^{-1} \quad (3.15)$$

Burada $[A] = [q] + p[U] - j[m]$ olarak alınmaktadır. $[U]$, nxn formatında birim matris, $[q]$ q_{11} ve q_{nn} dışında bütün elemanları sıfır olan matris, $[m]$ nxn tipinde simetrik kuplaj matrisi olarak tanımlanmaktadır (Hong ve Lancaster 2001).

3.1.3 Çok Kapılı Devreler için Genel Kuplaj Matrisi

n adet modu bulunan ve p ($p \geq 3$) adet kapıya sahip Şekil 3.2'de bir örneği gösterilen çok kapılı bir devre için tanımlanabilecek bir kuplaj matrisi blok gösterimi eşitlik (3.16)'da verilmektedir.

$$M = \begin{bmatrix} M_p & M_{pn} \\ M_{pn}^T & M_n \end{bmatrix} \quad (3.16)$$



Şekil 3.2: Herbir kanalında dört mod olmak üzere sekiz moda sahip üç kapılı bir devre

M matrisinde M_p kapılar arasındaki direk kuplajı, M_n rezonatörler arasındaki kuplajı, M_{pn} ise kapılar ile rezonatörler arasındaki kuplajı temsil etmektedir. Bir önceki bölümde iki kapılı devreler için verilen çevrim akımları çözümüne benzer şekilde çok kapılı devreler için de çevrim denklemleri eşitlik (3.17)'de gösterildiği şekilde matris formunda yazılabilmektedir (Lamperez ve diğ. 2004).

$$[sI + M - jR] \cdot [i] = [A] \cdot [i] = -j[E] \quad (3.17)$$

Verilen eşitlikte s kompleks frekans değişkenini temsil eder ve merkez frekans ile band genişliğine bağlı olarak band geçiren filtre frekans dönüşümü ile elde edilmektedir. $[i]$ çevrim akımlarından oluşan vektör iken, E birim uyarım vektörüdür ve yalnızca ilk elemanı bire eşittir. $[I]$ birim matrisi ve R ise her bir rezonatördeki kaybı temsil eden rezistans değerlerinden (kayıp yok ise sıfır alınmalıdır) oluşan ve

$$[I] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & I_n \end{bmatrix} \quad \text{ve} \quad [I] = \begin{bmatrix} U_p & 0 \\ 0 & R_n \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

şeklinde belirlenen diyagonal matrislerdir. İki kapılı devrelere benzer şekilde Eşitlik (3.17)'de verilen denklem sisteminin çözümünü elde edilen çevrim akımları kullanılarak yansıma ve iletim katsayılarının yazılması mümkün olmaktadır. Geri

kalan saçılma parametreleri ise ilgili çevrim akımlarının belirlenmesi ile elde edilmektedir.

$$S_{k1} = 2i_k = -2j[A]_{k1}^{-1}, \quad S_{11} = 1 - 2i_1 = 1 + 2j[A]_{11}^{-1} \quad k = 2, \dots, p \quad (3.19)$$

4. KARE HALKA REZONATÖRLER KULLANILARAK DÜZLEMSEL MİKRODALGA ÇOĞULLAYICI TASARIMI

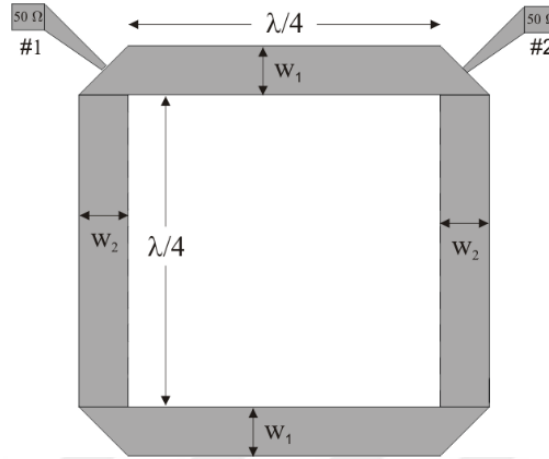
Kablosuz iletişim sistemlerinin giderek daha çok fonksiyonlu hale gelmesi sebebiyle çoklu banda sahip işlemlerin önemi giderek artmaktadır. Bu durum çok fonksiyonlu sistemlerin temel elemanlarından biri olan çoğullayıcı devrelerinin ve böyle çok fonksiyonlu sistemlerin hem boyut hem de maliyetinin optimize edilmesi için öngörülen çözümlerden bir tanesi olan çok bandlı filtre devrelerinin yaygın olarak kullanılması anlamını taşımaktadır. Çok bandlı band geçiren filtre üretimi için çok modlu rezonatör (Xu ve diğ. 2015), yan hat yüklü rezonatör (Jiang ve diğ. 2016) ve basamak tipi empedans rezonatör (Xia ve Liu 2013) kullanmak gibi pek çok yöntem mevcuttur. Son zamanlarda mikrodalga çoğullayıcı yapılarında kullanılan filtrelerde rezonatör boyutlarını küçültmek ve rezonans frekansını kontrol etmek amacıyla basamak tipi empedans rezonatörler kullanılarak elde edilen çok bandlı filtreler yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Bu çalışmada ise geleneksel kare halka rezonatörler üzerine yerleştirilen indüktif ve kapasitif yükleme elemanları ile yavaş dalga karakteristiği elde edilmekte ve böylece arzu edilen bir boyut indirgeme sağlanmaktadır. Oluşturulan bu yapılar ile basamak tipi empedans rezonatör etkisi sağlanmaktadır. Çalışmada yükleme elemanlarının kullanılmasının bir diğer avantajı ise herhangi bir boyut değişimi yapılmaksızın rezonans frekansının hassas bir şekilde ayarlanabilmesidir.

Tez çalışmasında yer alan teorik, simülasyon ve deneysel çalışmaları bir bütün halinde ele alınmakta, tasarlanan filtre ve çoğullayıcıların başlangıçtan nihai haline kadar tüm aşamalarına yer verilmektedir

4.1 İndüktif Yüklemeli Kare Halka Rezonatörler ile Düzlemsel Mikrodalga Çoğullayıcı Tasarımı

Mikrodalga çoğullayıcı yapılarının iyi bir izolasyon ve düşük araya girme kaybı sağlaması gerekmektedir. Birçok kablosuz iletişim sistemi uygulamalarında çoğullayıcılar merkez frekansları farklı eliptik ya da lineer faz filtreler kullanılarak elde edilmektedir (Karpuz ve diğ. 2006).

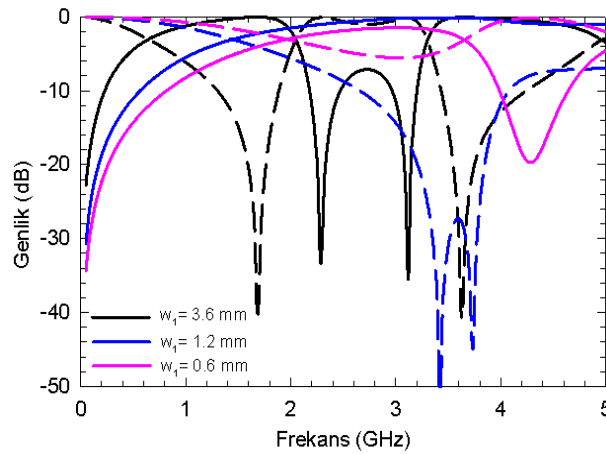
Çalışmanın bu bölümünde geliştirilen yaklaşım direk bağlı kare halka rezonatörlerin kullanılması ile gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.1’de gösterilen rezonatör devresinde her bir iletim hattı ilgili frekansta çeyrek dalga boyundadır ve her bir hattın ortalama uzunlukları birbirine eşittir.



Şekil 4.1: Mikroşerit kare halka rezonatörün üstten görünüşü

Tablo 4.1: Halka rezonatör için iletim hattının farklı şerit genişliğindeki (w_1) karakteristik empedansları (Z_{01}) ($\epsilon_r=10.2$, $h=1.27$ mm)

w_1 (mm)	Z_{01} (Ω)
0.6	66.51
1.2	49.63
3.6	26.29

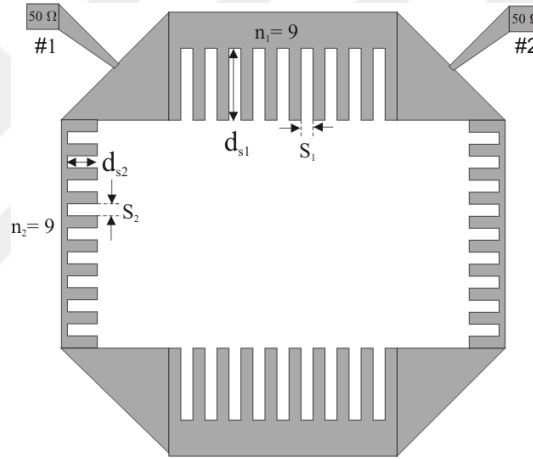


Şekil 4.2: Mikroşerit kare halka rezonatörün farklı w değerleri için frekans cevabı

Rezonatörün w_2 genişliği, iletim hatlarının karakteristik empedansı $\sim 50 \Omega$ olacak şekilde 1.2 mm olarak belirlenmiş ve w_1 genişliğindeki iletim hatlarının karakteristik empedansı ise Tablo 4.1’de verilen farklı karakteristik empedans

değerlerine ayarlanmış ve frekans cevapları Şekil 4.2’de verildiği gibi elde edilmiştir. Bu durumda w_2 genişliğinin 3.6 mm olduğu durumda rezonatörün frekans cevabının iki kutuplu ve iki transmisyon sıfırlı olduğu gözlemlenmiştir (bkz Şekil 4.2).

Şekil 4.1’de verilen kare halka rezonatör üzerinde indüktif yarıklar açmak suretiyle yavaş dalga karakteristiği elde edilmekte ve hatların birim uzunluklarındaki indüktif etki artırılarak, toplam yüzey alanı değiştirilmeksizin minyatürizasyon sağlanabilmektedir. Yavaş dalgalı yapılar mikrodalga bileşenlerin boyutlarını minyatürize etmek için kullanılan yöntemlerden bir tanesidir. Çalışmanın bu bölümünde yavaş dalga karakteristiği, w_1 ve w_2 genişliğindeki hatlar üzerine Şekil 4.3’de görüldüğü üzere s genişliği ve d_s uzunluğundaki indüktif yarıkların belirli aralıklarla periyodik olarak yerleştirilmesi ile elde edilmektedir.



Şekil 4.3: İndüktif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatörün üstten görünüşü.

Herhangi bir konvansiyonel transmisyon hattının propagasyon hızı,

$$v_0 = \frac{1}{\sqrt{L'_0 C'_0}} \quad (4.1)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada L'_0 ve C'_0 sırasıyla birim uzunluktaki hattın indüktans ve kapasitans değerleridir ve hattın genişliğine bağlı olarak değişmektedir. Transmisyon hattına indüktif yarıkların eklenmesi ile hattın birim uzunluğundaki kapasitans değeri hemen hemen aynı kalırken, indüktans değeri artmaktadır. Bu durumda efektif indüktans olarak adlandırılan hattın birim uzunluğundaki toplam indüktans değeri,

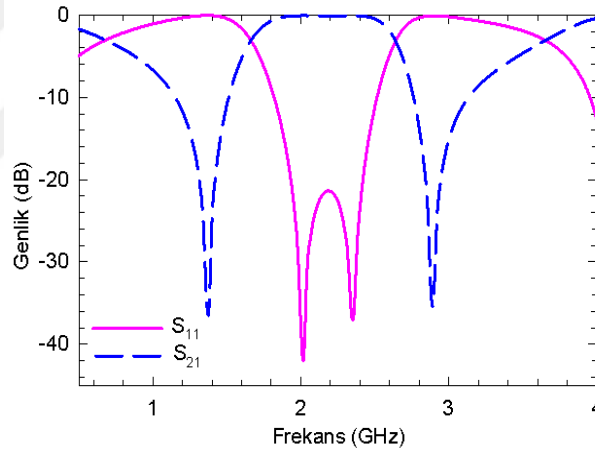
$$L'_{\text{eff}} = L'_0 + L'_{\text{ind}} \quad (4.2)$$

şeklinde elde edilebilir ve ilgili hattın propagasyon hızı,

$$v = \frac{1}{\sqrt{L'_{\text{eff}} C'_0}} \quad (4.3)$$

olarak hesaplanır. $L'_{\text{eff}} > L'_0$ olduğundan $v < v_0$ olur. Bu nedenle indüktif yüklemeli bu yapılar yavaş dalgalı yapılar olarak da adlandırılmaktadır (Karpuz ve Öztürk 2013).

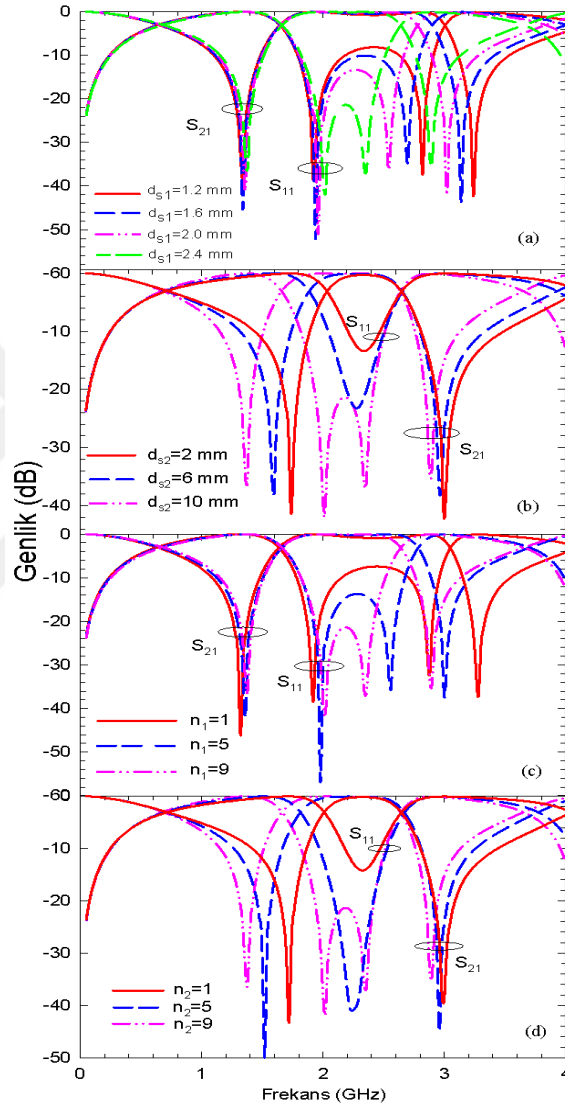
İndüktif yükleme etkisini arttırmak amacıyla iletim hatları üzerine eklenen indüktif yarıkların derinliği (d_s) ve sayısı (n) mümkün olduğunca arttırılmıştır. Her bir iletim hattında $n_1 = n_2 = 9$ yarık açılarak ve yarık derinlikleri $d_{s1} = 2.4$ mm ve $d_{s2} = 1.0$ mm, yarık genişlikleri $s_1 = s_2 = 0.4$ mm olacak şekilde indüktif olarak yüklenerek elde edilen kare halka rezonatörün frekans cevabı Şekil 4.4'de görülmektedir.



Şekil 4.4: İndüktif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatörün frekans cevabı.

Kare halka rezonatör üzerinde açılan indüktif yarıkların derinliği ve sayısının değişmesiyle tahmin edildiği üzere frekans cevabında kaymalar oluşacaktır. Şekil 4.5'de verilen frekans cevaplarından da görüleceği üzere iletim hatları üzerine açılan indüktif yarıkların sayısı ve derinliği arttırıldıkça rezonans frekansı değeri azalmıştır. Bu azalma hatların elektriksel uzunluğunun artması sonucu gerçekleşmiştir. Bu durumda aynı yüzey alanına sahip indüktif yüklü devre, konvasiyonel kare halka rezonatöre göre daha düşük frekansa sahip olur ve minyatürizasyon sağlanmış olur. Bu aşamada dikkat edilmesi gereken nokta, d_{s1} derinliği ve n_1 indüktif yarık sayısının

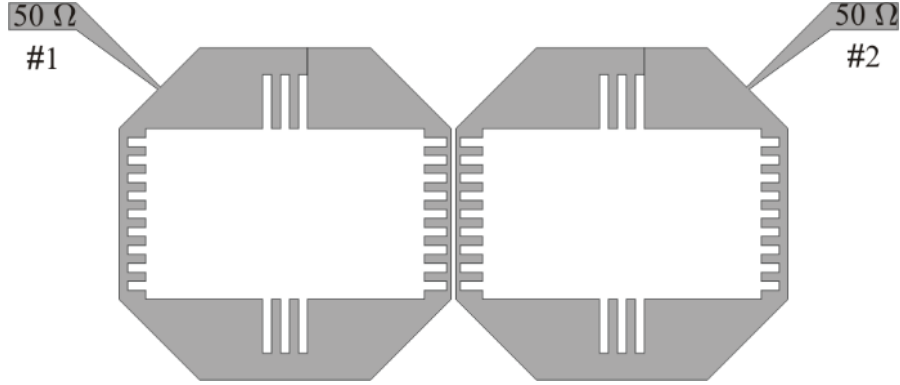
değiştirilmesi durumunda geçme bandının sol tarafındaki yansıma sıfır ve kutupları hemen hemen sabit kalırken, bandın sağ tarafında bulunanlar değişim göstermiş, benzer şekilde d_{s2} derinliğinin ve n_2 indüktif yarık sayısının değiştirilmesi durumunda da geçme bandının sağ tarafında bulunan yansıma sıfır ve kutupları hemen hemen sabit kalmış, bandın sol tarafında bulunanlar ise değişmiştir. Bu durum yansıma sıfırları ve kutuplarının ayrı ayrı kontrollerinin sağlanması açısından oldukça önem taşımaktadır.



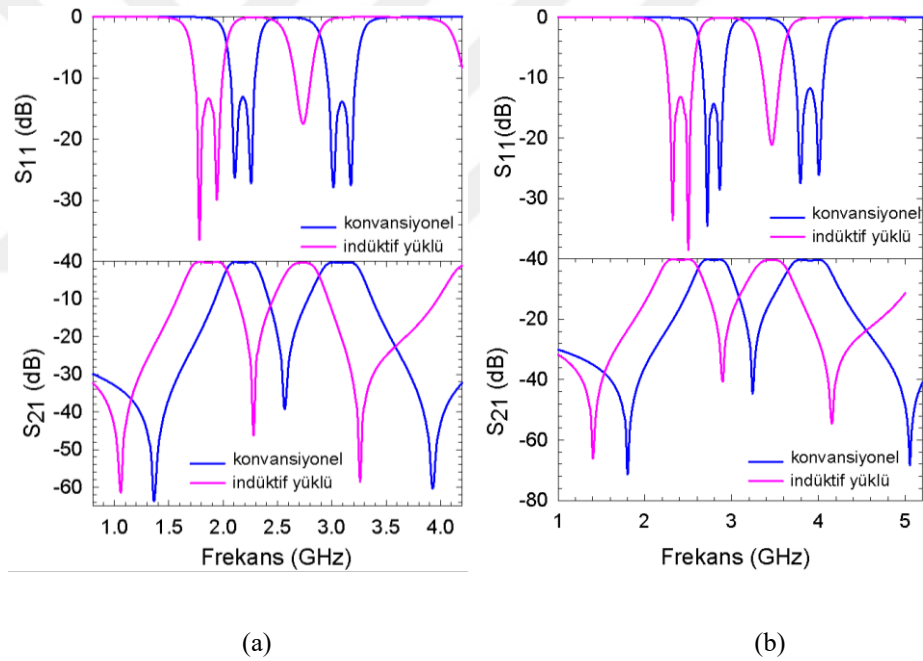
Şekil 4.5: İndüktif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatörlerde yarık derinliğinin ve sayısının frekans cevabı üzerindeki etkileri: a) d_{s1} değişimi b) d_{s2} değişimi c) n_1 değişimi d) n_2 değişimi.

Literatürde çok bandlı band geçiren filtre üretimi için pek çok yöntem mevcuttur. Son zamanlarda çoğullayıcı tasarımlarında kullanılan filtrelerde rezonatör boyutlarını küçültmek ve rezonans frekansını kontrol etmek amacıyla basamak tipi empedans rezonatörler kullanılarak elde edilen **Çok Bandlı Filtreler (ÇBF)** yaygın

olarak kullanılmaya başlanmıştır (Prigen ve Vu 2013). Çalışmada önerilen yapıda ise bu duruma alternatif olarak indüktif yüklemeli basamak tipi empedans rezonatörler kullanılarak minyatürizasyon gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.6: İndüktif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatörlerin çift band filtre uygulaması (ÇBF#1)



Şekil 4.7: Çift Bandlı Filtrelerin frekans cevabı a) ÇBF#1, b) ÇBF#2.

Önerilen çift bandlı filtreler indüktif yüklü iki özdeş rezonatörün birbirine kuplajlanmasıyla elde edilmektedir. Şekil 4.6'da verilen çift bandlı filtre (ÇBF#1) için indüktif yarıkların derinlikleri $ds_1 = 2.4$ mm, $ds_2 = 0.8$ mm, $ds_3 = 1.0$ mm olarak alınmıştır ve indüktif yarıklar arası mesafe 0.4 mm'dir. Üst ve alt kollara üç, yan kollara dokuz adet indüktif yarık eklenen ÇBF#1'in toplam yüzey alanı 14.8 mm x 14.8 mm'dir. Benzer şekilde toplam yüzey alanı 12.4 mm x 12.4 mm olan ve yine yarık derinlikleri $ds_1 = 2.4$ mm, $ds_2 = 0.8$ mm, $ds_3 = 1.0$ mm ve indüktif yarıklar arası

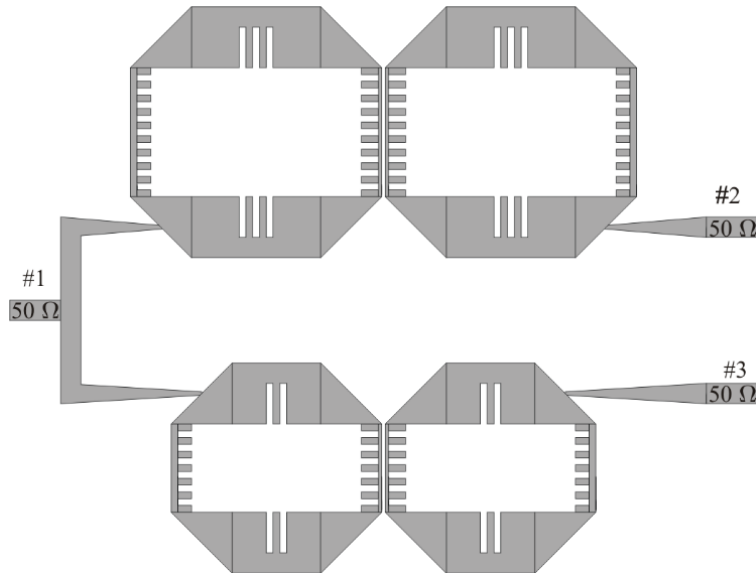
mesafe 0.4 mm olacak şekilde üst ve alt kollara iki ve yan kollara dokuz adet indüktif yarık eklemek suretiyle bir çift bandlı filtre daha (ÇBF#2) üretilmiştir. Filtreler bağlı dielektrik sabiti 10.2 ve kalınlığı 1.27 mm olan RT/Duroid taban üzerinde simüle edilmiştir.

ÇBF#1 ve ÇBF#2 için konvansiyonel yapılar ile karşılaştırılmalı olarak verilen frekans cevapları Şekil 4.7’de gösterilmektedir. İndüktif yarıklar eklenmesi ile meydana gelen merkez frekansı değişimleri ise Tablo 4.2’de verilmiştir

Tablo 4.2: ÇBF#1ve ÇBF#2 için merkez frekansı değişimleri

Konvansiyonel filtre		
	f_{01} (GHz)	f_{02} (GHz)
ÇBF#1	2.1	3.1
ÇBF#2	2.8	3.9
İndüktif yüklü filtre		
	f_{01} (GHz)	f_{02} (GHz)
ÇBF#1	1.8	2.7
ÇBF#2	2.4	3.45

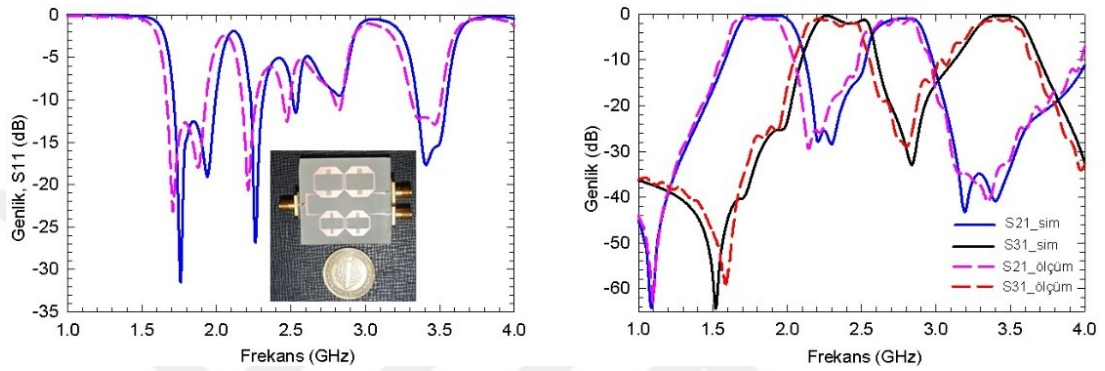
Çift band filtre konfigürasyonlarının belirlenmesinin ardından filtrelerin belirli aralıklarla uygun biçimde yerleştirilmesi sonucunda mikrodalga çoğullayıcı devresi Şekil 4.8’de görüldüğü gibi oluşturulabilmektedir.



Şekil 4.8: İndüktif yüklemeli kare halka rezonatörler ile tasarlanan çoğullayıcı devresi

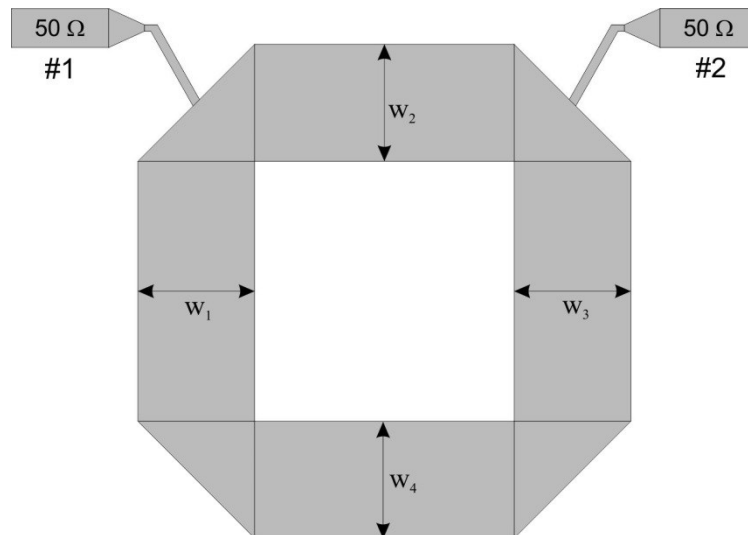
Önerilen mikrodalga çoğullayıcı devresi tam dalga EM simülatör kullanılarak tasarlanmıştır ve ölçümleri Agilent E5071C network analizör kullanılarak

gerçekleştirilmiştir. Çoğullayıcı devresi 10.2 bağıl dielektrik katsayısı ve 1.27 mm taban kalınlığına sahip RT/Duroid taban üzerinde imal edilmiştir. Mikroşerit besleme hatlarına sahip olan devre 50 Ω 'luk konnektörler tarafından beslenmektedir. Böyle bir topolojiye sahip çoğullayıcı devresinin ölçüm ve simülasyon sonuçları Şekil 4.9'dan da görüldüğü üzere oldukça iyi bir uyum yakalamıştır. Mikrodalga çoğullayıcı tasarımı için önemli parametrelerden biri olan izolasyon seviyesinin de 20 dB'in altında olduğu gözlenmiştir (Özdemir ve diğ. 2014).



Şekil 4.9: İndüktif yüklemeli çoğullayıcının simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması

4.2 İndüktif ve Kapasitif Yüklemeli Mikroşerit Kare Halka Rezonatör ile Mikrodalga Çoğullayıcı Tasarımı



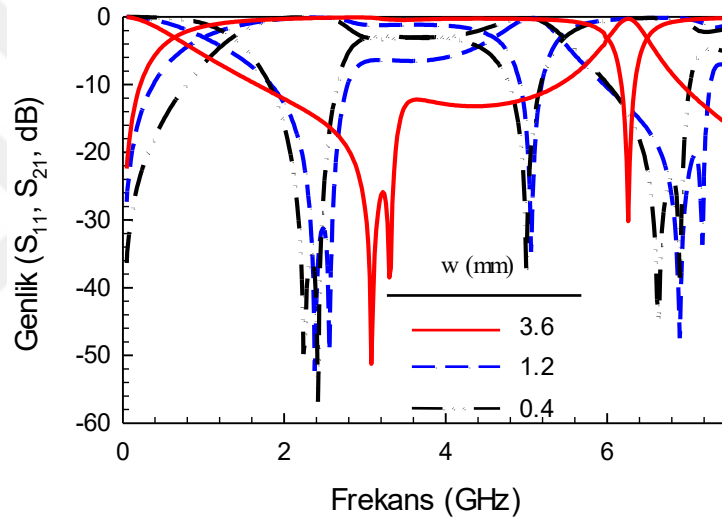
Şekil 4.10: Geleneksel mikroşerit kare halka rezonatör

Bu bölümde geliştirilen yaklaşım direk bağlı kare halka rezonatörlerin kullanılması ile gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.10'da gösterilen rezonatör devresinde her

bir iletim hattı ilgili frekansta çeyrek dalga boyundadır ve her bir hattın ortalama uzunlukları birbirine eşittir. Rezonatörün giriş ve çıkış portlarının karakteristik empedansı 50Ω olacak şekilde ayarlanmış ve iletim hatlarının karakteristik empedansı ise Tablo 4.3’de verilen farklı karakteristik empedanslara ayarlanmış ve frekans cevapları Şekil 4.11’de verildiği gibi elde edilmiştir.

Tablo 4.3: Halka rezonatör için iletim hatlarının farklı şerit genişliğindeki karakteristik empedansları ($\epsilon_r=10.2$, $h=1.27$ mm)

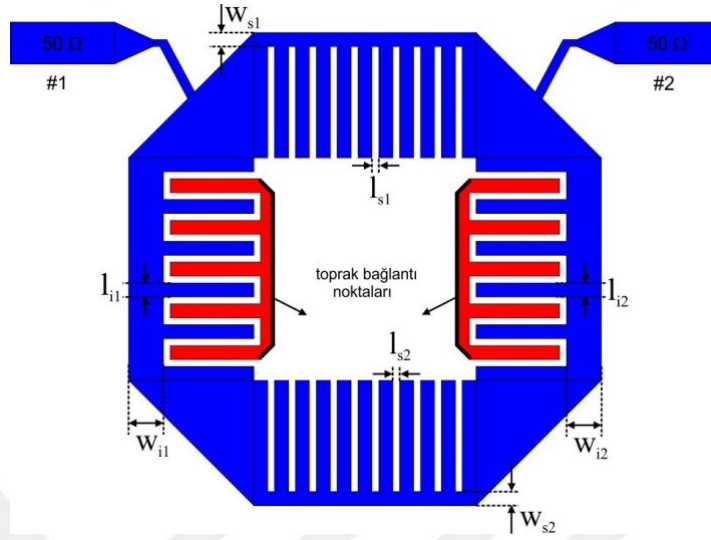
$w_1 = w_2 = w_3 = w_4$ (mm)	Z_0 (Ω)
0.4	76.66
1.2	49.63
3.6	26.29



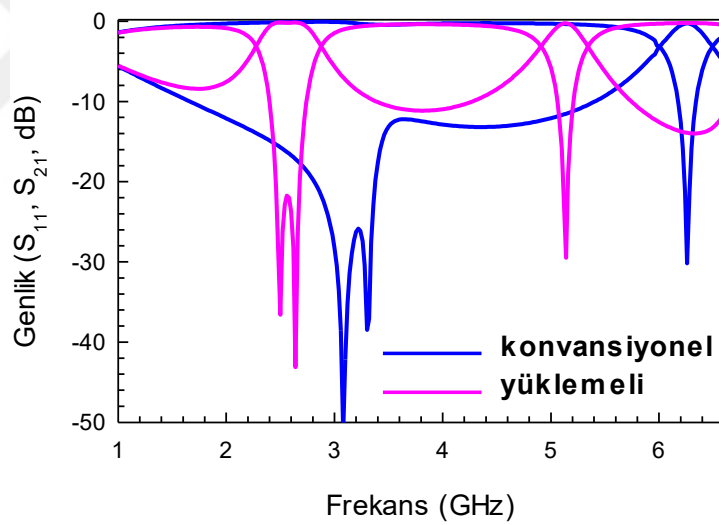
Şekil 4.11: İndüktif ve kapasitif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatör

Şekil 4.12’de görüldüğü üzere mikroşerit kare halka rezonatör üzerine indüktif ve kapasitif elemanlar yerleştirilerek yükleme elemanlarının rezonans frekansı üzerindeki etkileri incelenmiştir. Rezonatörde alt ve üst iletim hatlarında $n_{s1} = n_{s2} = 12$ adet indüktif yarık açılarak her bir yarık derinliği $w_{s1} = w_{s2} = 1.2$ mm, yan iletim hatlarında ise $n_{i1} = n_{i2} = 5$ interdigital birim hücre eklenip, derinlikleri $w_{i1} = w_{i2} = 2.2$ mm alınarak yüklenen kare halka rezonatör devresinin frekans cevabı konvansiyonel kare halka rezonatör devresine ait frekans cevabı ile karşılaştırmalı olarak Şekil 4.13’de verilmiştir. Yükleme işlemi gerçekleştirilen mikroşerit kare halka rezonatörün her bir iletim hattının karakterisitk empedansı $Z_0 = 26.29 \Omega$ efektif dielektrik katsayısı $\epsilon_{eff0} = 7.61$, alt ve üst iletim hattında bulunan indüktif yarıkların karakterisitk empedansı $Z_{0s} = 49.63 \Omega$ efektif dielektrik katsayısı $\epsilon_{effs} = 6.84$ iken yan iletim

hatlarında bulunan interdigital kapasite elemanlarının ise karakterisitk empedansı $Z_{0i} = 110.04 \Omega$ efektif dielektrik katsayısı $\epsilon_{\text{eff}} = 3.73$ 'tür.



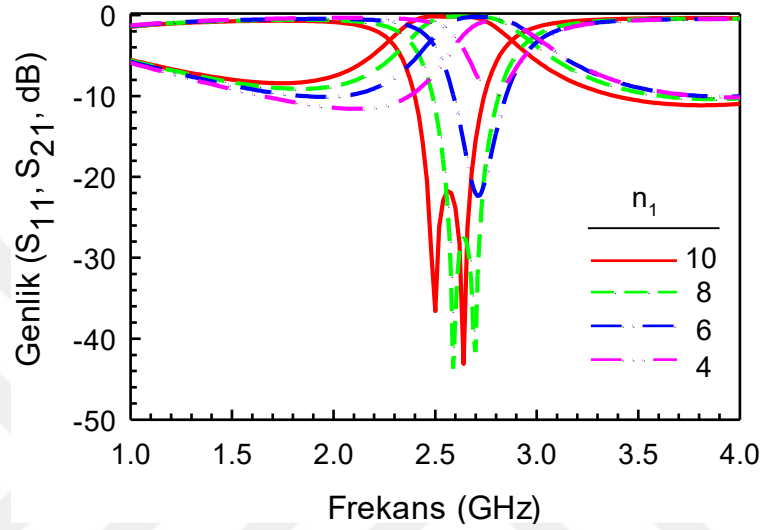
Şekil 4.12: İndüktif ve kapasitif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatör



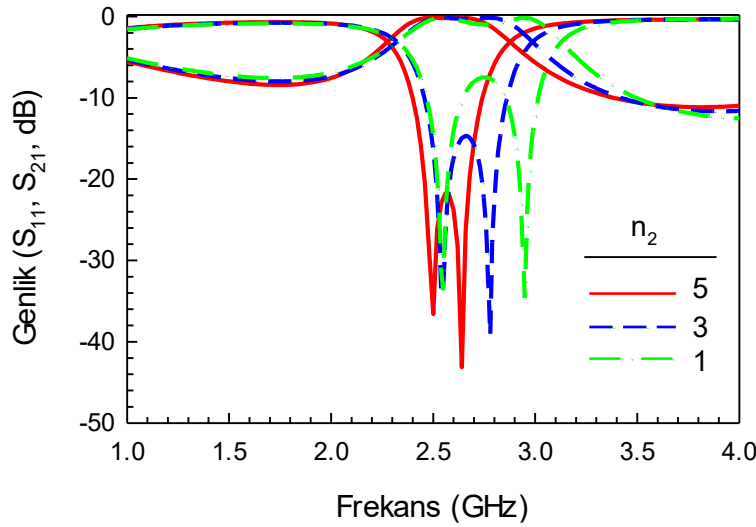
Şekil 4.13: İndüktif ve kapasitif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatör

Yükleme elemanlarının her bir iletim hattının merkezinden kenarlarına doğru arttırılması ile ayarlanabilir bir yavaş dalga etkisi sağlanmakta ve Şekil 4.13'den de görüldüğü üzere yüklem elemanlarının sayısı arttırıldıkça rezonans frekansında azalmalar meydana gelmektedir. Bu aşamada dikkat edilmesi gereken nokta rezonatörün alt ve üst iletim hatlarında bulunan indüktif yarı sayısının değiştirilmesi durumunda Şekil 4.14(a)'da verilen frekans cevabında geçme bandının sağ tarafındaki yansıma sıfır ve kutupları hemen hemen sabit kalırken, bandın sol tarafında bulunanlar

değişim göstermiş, benzer şekilde yan iletim hatlarındaki interdigital birim hücrelerin sayısının değiştirilmesi durumunda ise Şekil 4.14(b)'de verilen frekans cevabında geçme bandının sol tarafındaki yansıma sıfır ve kutupları hemen hemen sabit kalırken, bandın sağ tarafında bulunanlar daha hızlı bir değişim yakalamıştır. Bu durum mikrodalga filtre tasarımıda önemli özelliklerden biri olan yansıma sıfır ve kutuplarının ayrı ayrı kontrol edilebilmesi açısından oldukça önemlidir.



(a)



(b)

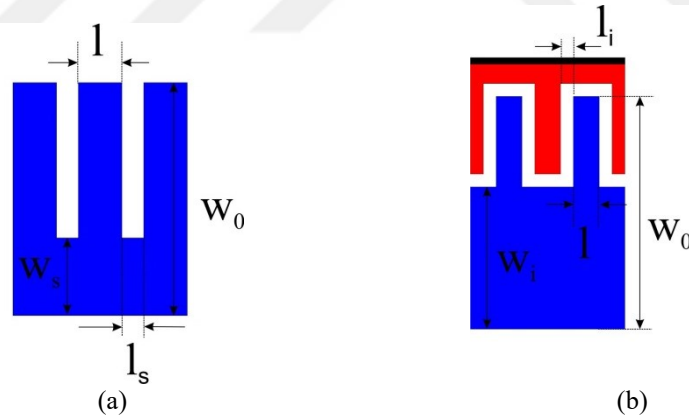
Şekil 4.14: İndüktif ve kapasitif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatörde yükleme elemanı sayısının frekans cevabı üzerindeki etkileri a) indüktif yarık sayısı değişimi b) interdigital birim hücre sayısı değişimi

Rezonans frekansında yükleme elemanlarının sayısına bağlı olarak meydana gelen bu değişimi,

$$f(n) = \frac{f_0}{\sqrt{1+\alpha_m n}}, \quad m = i, k \quad (4.4a)$$

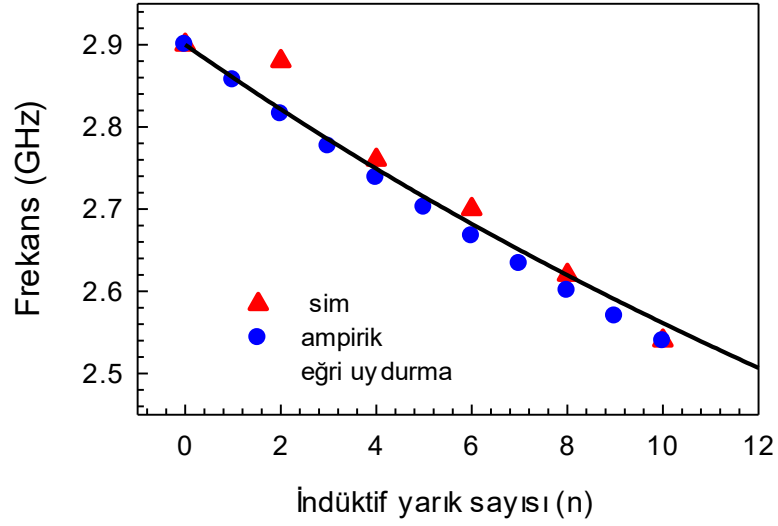
$$\alpha_i = \frac{l_i}{l_0} \frac{Z0_s}{Z0} \sqrt{\frac{\epsilon_{effi}}{\epsilon_{eff0}}}, \quad \alpha_k = \frac{l_k}{l_0} \frac{Z0_k}{Z0} \sqrt{\frac{\epsilon_{effk}}{\epsilon_{eff0}}} \quad (4.4b)$$

şeklinde verilen ampirik denklem ile kolayca hesaplamak mümkündür. Denklemde f_0 ilgili iletim hattında yükleme elemanı bulunmadığı durumdaki merkez frekansı n ilgili iletim hattında bulunan yükleme elemanı sayısını, α_m rezonatörün elektriksel parametreleri ile ilgili sabit katsayıyı temsil etmekte ve Eşitlik (4.4b)'de verildiği şekilde hesaplanmaktadır. İndüktif yükleme elemanı için (α_i) ve kapasitif yükleme elemanı için (α_k) katsayılarını elde etmek için sırasıyla Şekil 4.15a'da verilen indüktif ve Şekil 4.15b'de verilen kapasitif yükleme elemanlarına ait parametreler kullanılarak hat uzunlukları, karakteristik empedans ve efektif dielektrik katsayı değerlerinin belirlenmesi gereklidir. İndüktif ve kapasitif yükleme elemanlarının karakteristik empedans ve efektif dielektrik katsayıları literatürde verilen genel formüller kullanılarak hesaplanabilir (Nguyen 2000 ,Simons 2001).

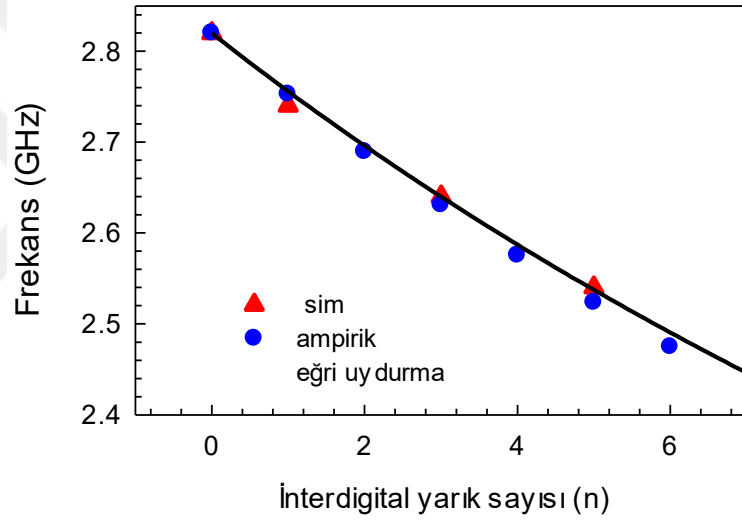


Şekil 4.15: Yükleme elemanlarının birim hücreleri a) indüktif b) kapasitif

Tez çalışmasının bu bölümünde önerilen ve kullanılan konfigürasyon özelliğine göre yeni formülasyonların gerçekleştirilmesi ve ampirik denklemlerin türetilmesi yoluna gidilmiştir. Bu kapsamda Şekil 4.16'da yükleme elemanı sayısına bağlı frekans değişiminin eğri uydurma ($\alpha_i = 0.470116$, $\alpha_s = 0.02819361$), ampirik denklem ($\alpha_i = 0.4978083$, $\alpha_s = 0.03041774$) ve simülasyondan elde edilen karşılaştırılması verilmektedir (Karpuz ve Öztürk 2013). Şekilden de görüldüğü üzere sonuçların birbiri ile iyi bir uyum içerisinde olduğu gözlemlenmektedir.



(a)



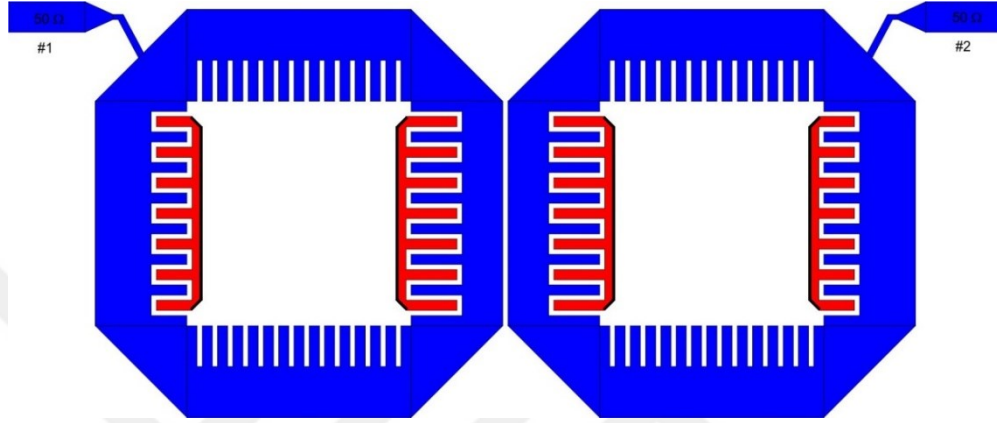
(b)

Şekil 4.16: Yükleme elemanı sayısına bağlı yavaş dalga etkisi a) indüktif yükleme b) kapasitif yükleme

Tez çalışmasının bu bölümünde kullanılan mikroşerit geleneksel kare halka rezonatörler üzerine yükleme elemanları yerleştirmek suretiyle oluşturulan yavaş dalga karakteristiğine sahip rezonatörler ile boyut indirgeme ve rezonans frekansının kontrolü sağlanabildiğinden dolayı önerilen rezonatörler çok bandlı filtre tasarımlarında **Basamak** tipi **Empedans Rezonatörler (BER)** yerine kullanılabilecek bir alternatif olarak sunulmaktadır.

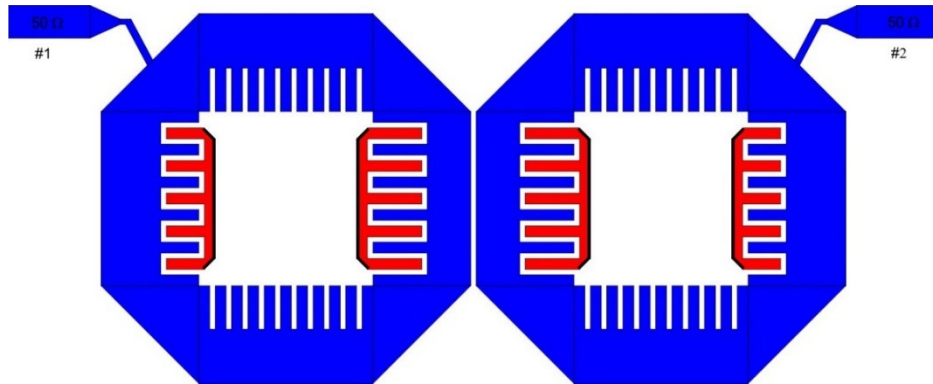
Çift bandlı filtreler indüktif ve kapasitif yüklemeli iki özdeş rezonatörün birbirine kuplajlanmasıyla elde edilebilmektedirler. Şekil 4.17’de görülen çift bandlı filtre (ÇBF#1) için alt ve üst iletim hatlarına eklenen indüktif yarıkların genişlikleri

$w_{s1} = w_{s2} = 2.0$ mm, indüktif yarıklar arası uzunluk $l_s = 0.2$ mm, yan iletim hatları üzerine eklenen interdigital birim hücrelerin genişlikleri $w_{i1} = 2.2$ mm, $w_{i2} = 1.6$ mm interdigital parmaklar arası mesafe $l_i = 0.2$ mm olarak alınmıştır. Alt ve üst iletim hatlarına $n_{s1} = n_{s2} = 14$ adet indüktif yükleme elemanı, yan iletim hatlarına ise $n_{i1} = n_{i2} = 6$ adet kapasitif yükleme elemanı eklenen rezonatörün toplam yüzey alanı 16.0×16.0 mm²'dir.

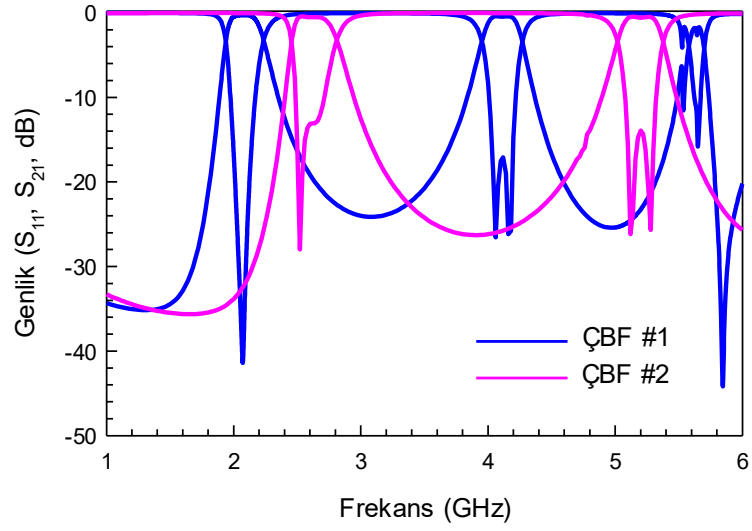


Şekil 4.17: İndüktif ve kapasitif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatörlerin çift band filtre uygulaması (ÇBF#1)

Özdeş yükleme elemanları kullanılarak alt ve üst iletim hatlarına $n_{s1} = n_{s2} = 10$ adet indüktif yükleme elemanı, yan iletim hatlarına ise $n_{i1} = n_{i2} = 5$ adet kapasitif yükleme elemanı yüklenerek elde edilen ÇBF#2'nin ise toplam yüzey alanı 13.6×13.6 mm²'dir. ÇBF#2 Şekil 4.18'de gösterilmektedir. Filtrelerin bağıl dielektrik sabiti 10.2 ve taban kalınlığı 1.27 mm olan RT/Duroid taban üzerinde simüle edilerek elde edilen frekans cevapları Şekil 4.19'da verilmektedir

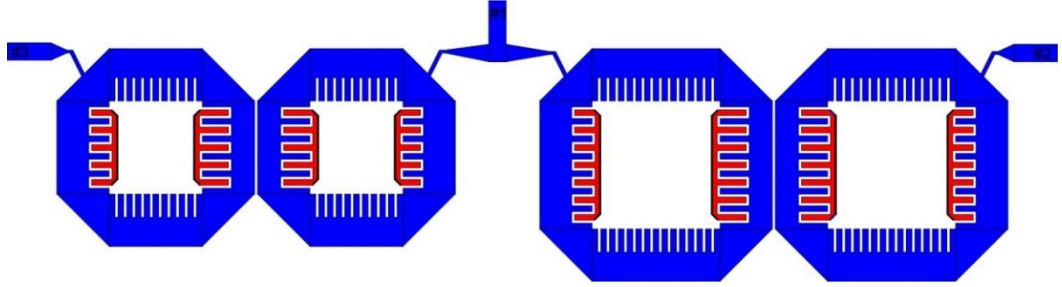


Şekil 4.18: İndüktif ve kapasitif yüklemeli mikroşerit kare halka rezonatörlerin çift band filtre uygulaması (ÇBF#2)

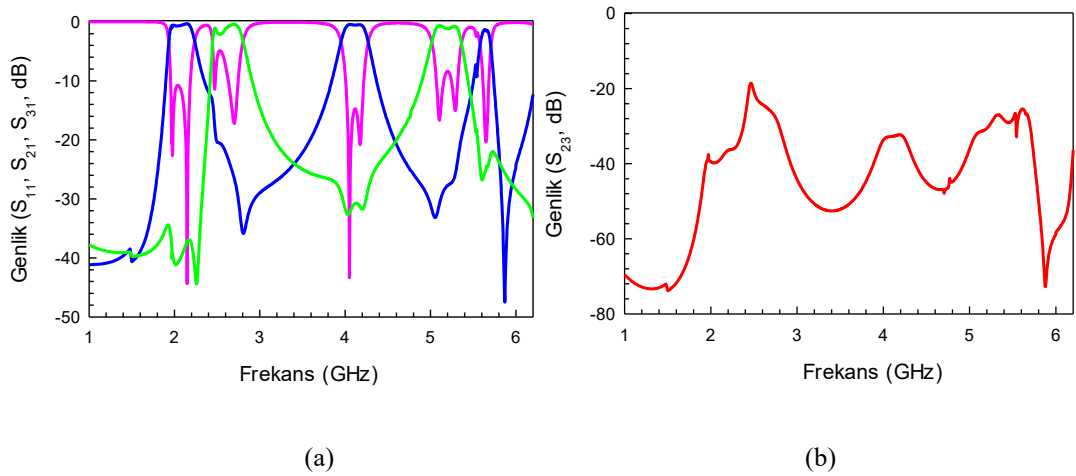


Şekil 4.19: ÇBF#1 ve ÇBF#2 frekans cevaplarının karşılaştırılması

Çift band filtre konfigürasyonlarının belirlenmesinin ardından filtrelerin belirli aralıklarla uygun biçimde yerleştirilmesi sonucunda mikrodalga çoğullayıcı devresi Şekil 4.20’de görüldüğü gibi oluşturulabilmektedir.



Şekil 4.20: İndüktif ve kapasitif yüklemeli kare halka rezonatörler kullanılarak elde edilen mikrodalga frekans çiftleyici devresi

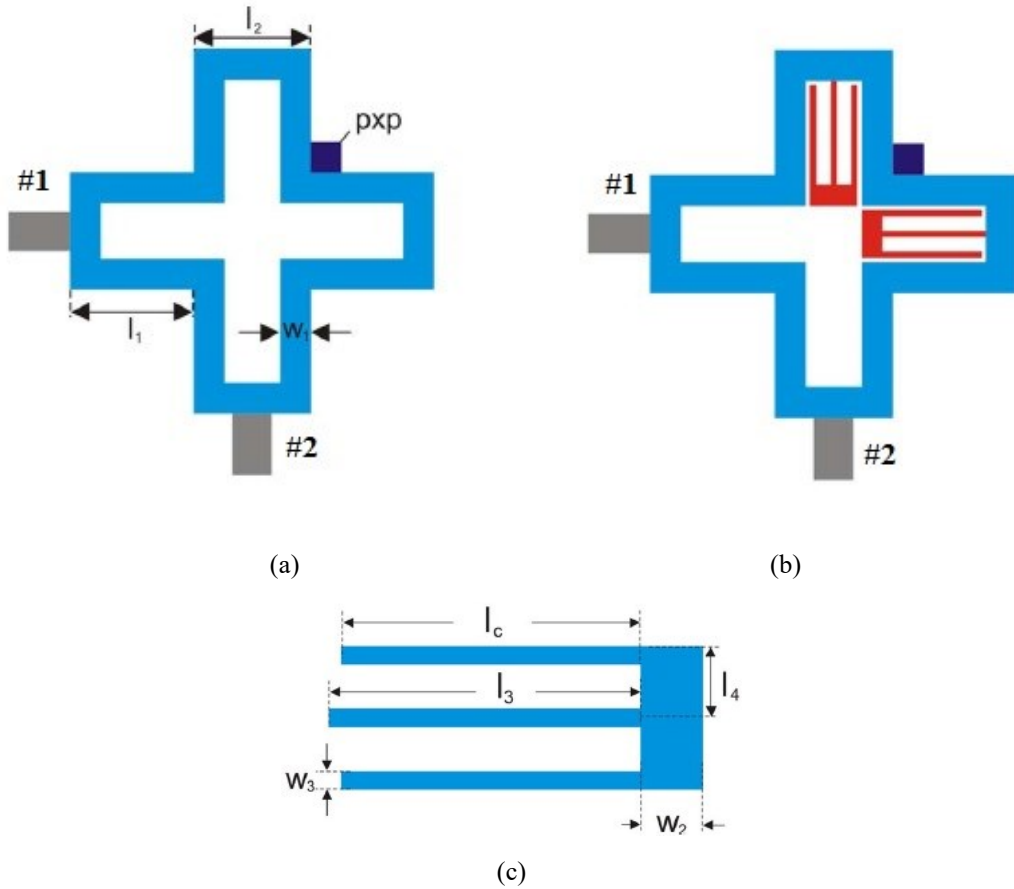


Şekil 4.21 İndüktif ve kapasitif yüklemeli mikrodalga frekans çiftleyici devresinin simülasyon sonuçları a) S_{11} , S_{21} , S_{31} b) S_{23}

Sonuç olarak çift modlu iki rezonatörün birbirine kuplajlanması ile oluşturulan çift bandlı filtre devreleri kullanılarak elde edilen çiftleyici devresinin frekans cevabı şekil 4.21’de gösterilmektedir. Önerilen yapının mikrodalga çiftleyici devreleri için iki önemli parametre olan kanal seçiciliği ve yüksek izolasyon seviyesine (genel olarak 20 dB seviyesinden daha düşük) sahip olduğu ve kanallar arası izolasyonun oldukça iyi olduğu gözlemlenmektedir.

4.3 İndüktif Yükleme Elemanına Sahip Kare Halka Rezonatör ile Düzlemsel Mikrodalga Çoğullayıcı Tasarımı

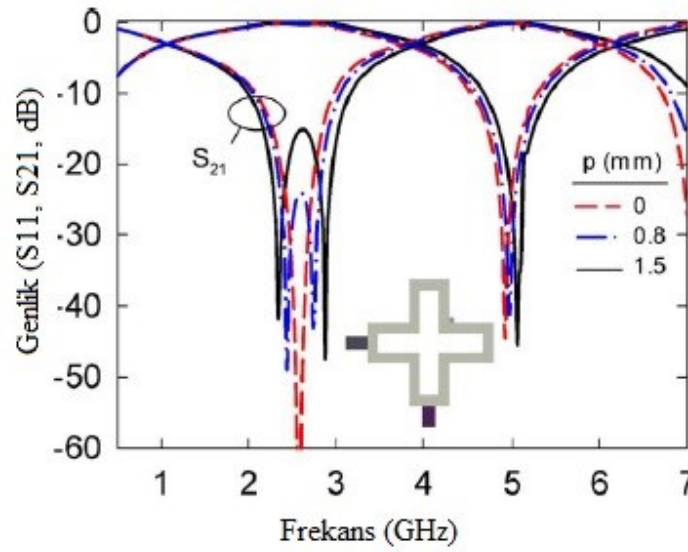
Çift modlu mikroşerit rezonatörler küçük boyut, düşük maliyet, kolay uygulanabilirlik ve yüksek seçicilik gibi özellikleri sebebiyle band geçiren ve band tutan filtre devrelerinde fazlaca kullanılmaktadır. Çalışmanın bu bölümünde ayarlanabilir yan hatlar ve perturbasyon elemanı kullanılarak geniş band mikroşerit Band Geçiren Filtre (BGF) tasarımı sunulmuştur.



Şekil 4.22: a) Kıvrımlı band tutan filtre devresi b) yan hatlı geniş band band geçiren filtre devresi c) indüktif yan hat boyutlandırması

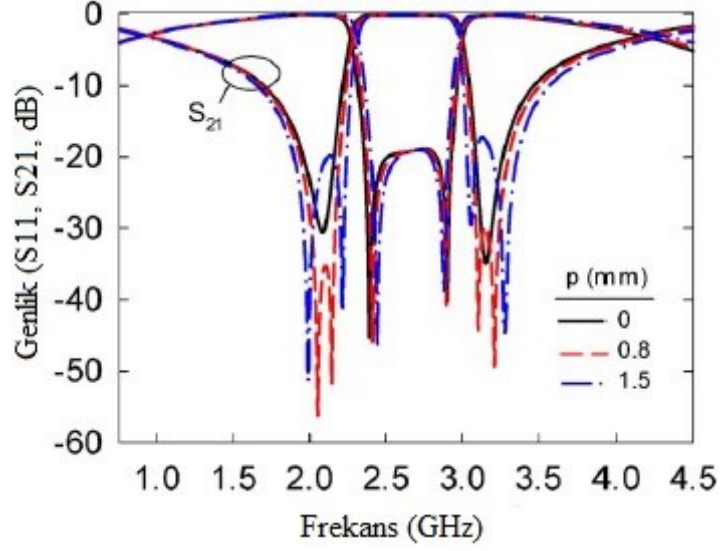
Önerilen devre Şekil 4.22(a)'da gösterildiği üzere direk bağlı besleme hattına sahip çift modlu band tutan filtre karakteristiği ile yapılandırılmıştır. Konfigürasyonu Şekil 4.22(c)'de verilen yan hatların rezonatör içine yerleştirilmiş olması sebebiyle Şekil 4. 22(b)'den görüleceği üzere ekstra bir alana ihtiyaç duyulmaksızın kompakt boyutlu devre elde edilmiş ve ayarlanabilir yan hatların kullanılması ile hem geçme bandı oluşturulmuş hem de rezonans frekansının da kontrol edilmesi sağlanmıştır. Ayrıca rezonatörün simetri eksenine yerleştirilen perturbasyon elemanı ile kenar tutma bandlarında mod uyarımı sağlanmış ve geçme bandının her iki tarafından da iletim sıfırı yer alması sebebiyle seçiciliğin de artması sağlanmıştır (Görür ve diğ. 2014).

Tasarlanan 2.58 GHz merkez frekansına sahip filtre için Şekil 4.22(a) ve 4.22(c)'de gösterilen tüm boyutlar $l_1 = 6.0$ mm, $l_2 = 5.7$ mm, $l_3 = 5.0$ mm, $l_4 = 1.15$ mm, $w_1 = 1.5$ mm, $w_2 = 1.0$ mm, ve $w_3 = 0.3$ mm olarak alınmıştır. Devre kalınlığı 1.27 mm ve bağıl dielektrik sabiti 6.15 olan RT/Duroid taban üzerinde imal edilmiştir.



Şekil 4.23: Band tutan filtre devresi için farklı perturbasyon boyutlarına bağlı frekans cevabı

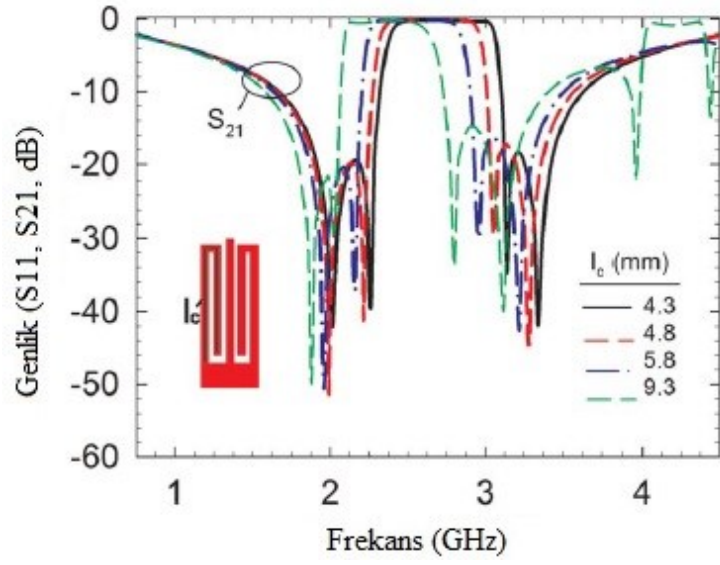
Tasarlanan filtrenin farklı perturbasyon boyutları için simüle edilmiş frekans cevapları Şekil 4.23'de verilmektedir. Frekans cevabından da görüleceği üzere devre 1.04 GHz ile 3.9 GHz aralığında geniş bir tutma bandına ve 6.2 GHz' e kadar olan geçirme bandına sahiptir. Rezonatör boyutu 17.7 mm x 17.7 mm olan devrede perturbasyon elemanı yalnızca dejenere modların oluşmasını değil aynı zamanda geniş bir tutma bandı oluşmasını da sağlamaktadır.



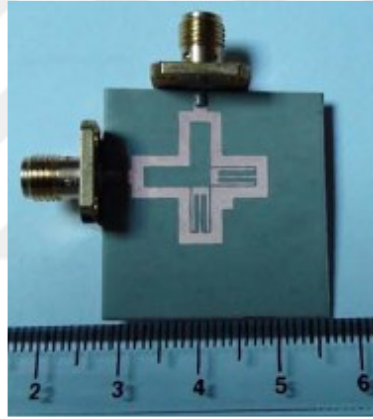
Şekil 4.24: Geniş band band geçiren filtre devresi için farklı perturbasyon boyutlarına bağlı frekans cevabı

Şekil 4.22(b)'de verildiği gibi rezonatör içerisine kıvrımlı yan hatlar eklemek suretiyle geniş band band geçiren filtre devresi elde edilebilmektedir. Tasarlanan filtre 2.66 GHz rezonans frekansına sahiptir ve devrede perturbasyon olmaksızın iki geniş tutma bandı bulunmaktadır. Diğer taraftan tutma bandının dejenere modları geçme bandının iletim sıfırları olduğundan geçme bandının seçiciliği perturbasyon elemanı boyutunun değişimi ile kontrol edilmektedir. Farklı perturbasyon boyutları için devrenin frekans cevabı incelenmiş ve devrede perturbasyon olmadığı durumda dejenere modların aynı frekanslarda olduğu görülmüştür. Şekil 4.24'de verilen frekans cevabından görüldüğü üzere perturbasyon boyutunun değişimi geçme bandının her iki kenarını da etkilemektedir.

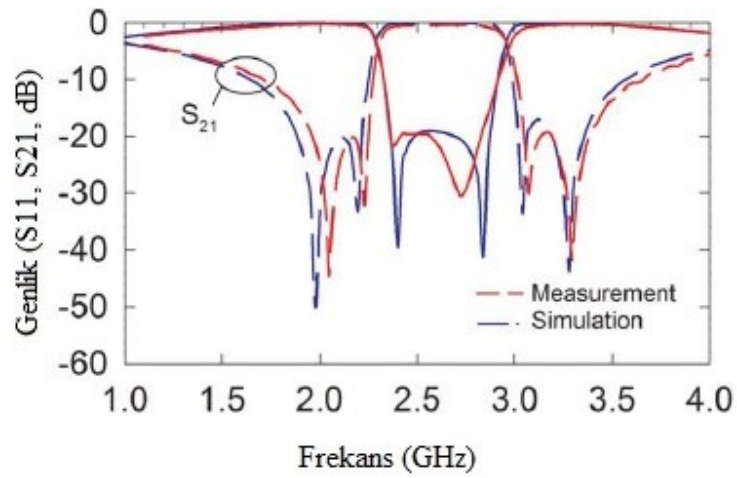
Ayarlanabilir yan hatlar aynı zamanda Şekil 4.25'de gösterildiği gibi geçme bandının merkez frekansının ayarlanmasında da kullanılmaktadır. Şekilden görüldüğü üzere açık devre sonlandırılmış yan hat uzunluğunun arttırılmasıyla geçme bandının merkez frekansı azalmaktadır. Tasarlanan çift mod band geçiren filtre simülasyon sonuçlarını doğrulamak amacıyla Şekil 4.26(a)'da gösterildiği şekilde imal edilmiştir. İmal edilen devrede perturbasyon boyutu $p = 1.5$ mm ve yan hat uzunluğu $l_c = 4.8$ mm olarak alınmıştır. Simülasyon ve Agilent E5071C network analizör ile gerçekleştirilen ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması Şekil 4.26(b)'de gösterilmektedir. Şekilden görüleceği üzere sonuçlar birbiriyle iyi bir uyum yakalamıştır (Görür ve diğ. 2014).



Şekil 4.25: Yan hat uzunluğunun geniş band band geçiren filtre devresinin rezonans frekansı üzerindeki etkisi



(a)

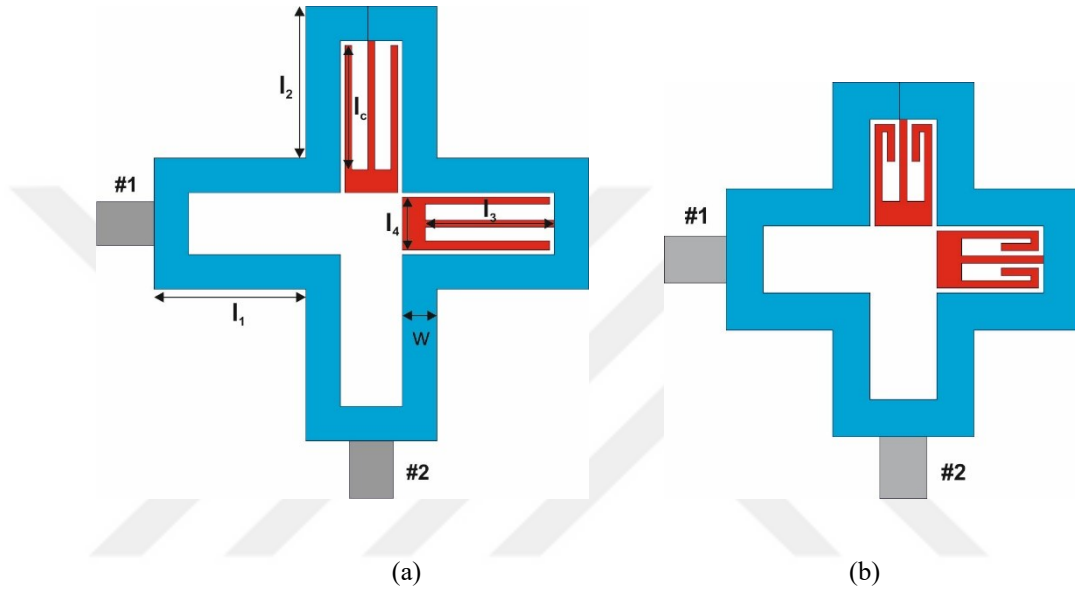


(b)

Şekil 4.26: Geniş band filtre devresinin a) üretim fotoğrafı b) simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması

Tablo 4.4: BDF#1 ve BDF#2 için boyutlandırma

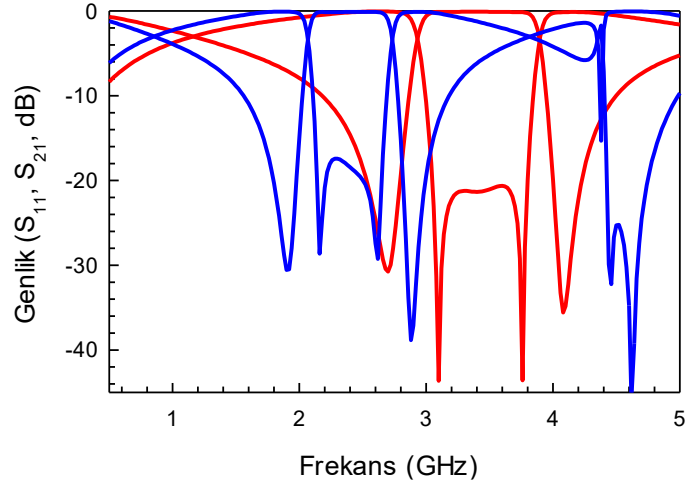
Parametre (mm)	BDF#1	BDF#2
w	1.5	1.5
l_1	5.7	5.7
l_2	6.6	4.3
l_3	5.6	3.3
l_4	2.3	2.3
l_c	5.4	4.9



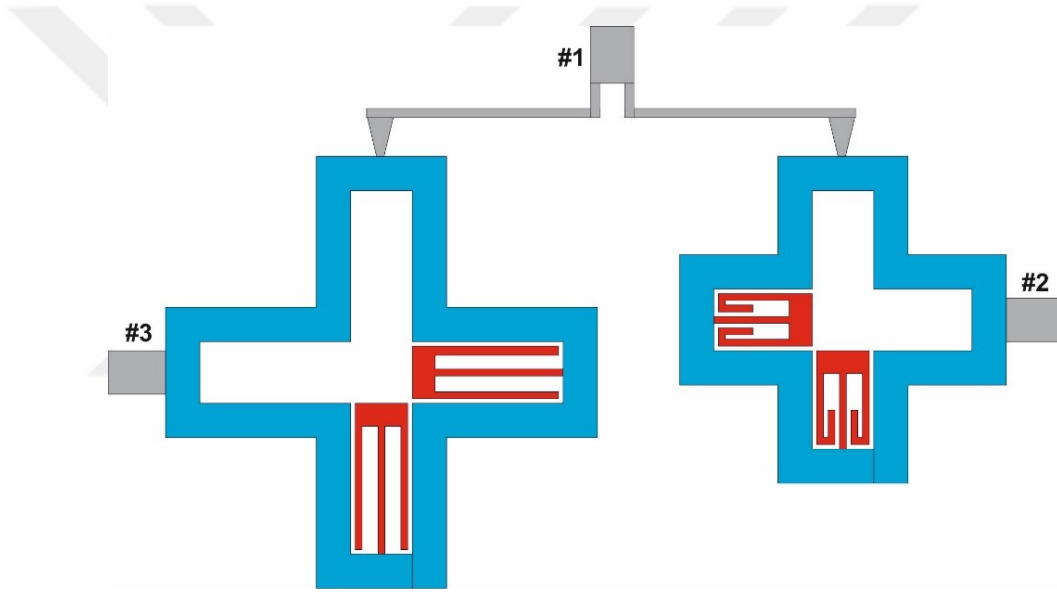
Şekil 4.27: Geniş band band geçiren filtre devreleri a) BGF#1 b) BGF#2

Kare halka rezonatörlerde yan hat uzunlukları ve perturbasyon elemanı boyutu değişiminin frekans cevabına etkilerinin incelenmesinin ardından önerilen çiftleyici tasarımında kullanılmak üzere Şekil 4.27’de gösterildiği üzere farklı rezonans frekanslarına sahip farklı boyutlarda iki geniş band band geçiren filtre konfigüre edilmiştir. Filtrelerde kullanılan tüm boyutlar Tablo 4.4’de verilmiştir.

Çiftleyici tasarımında kullanılmak üzere farklı boyutlarda kare halka rezonatörler kullanılması ile elde edilen geniş band band geçiren filtre devrelerinin frekans cevapları Şekil 4.28’de verilmektedir. 2.4 GHz merkez frekansına sahip BGF#1 için toplam yüzey alanı 18.9 mm x 18.9 mm, 3.45 GHz merkez frekansına sahip BGF#2 için toplam yüzey alanı ise 14.3 x 14.3 mm’dir. Frekans bölgelerine bakıldığında tasarlanan filtrelerin Wİ-Fİ ve WİMAX uygulamalarında kullanılmaya uygun olduğu görülmektedir.

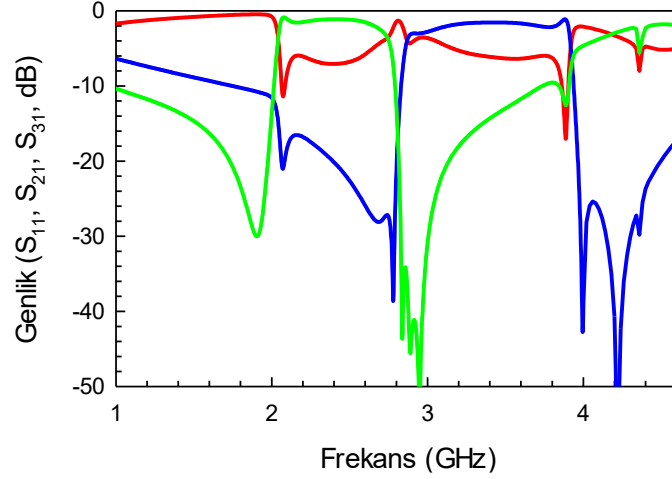


Şekil 4.28: Geniş band band geçiren filtre devrelerinin (BGF#1 ve BGF#2) frekans cevapları



Şekil 4.29: Geniş band çiftleyici devresi

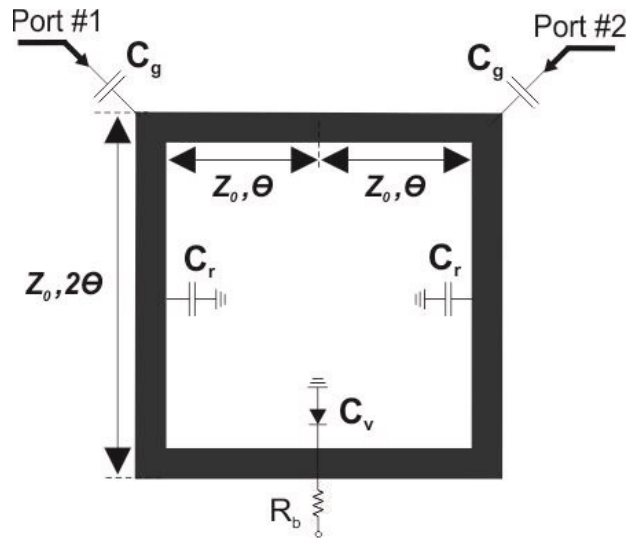
BGF #1 ve BGF #2 kullanılarak mikrodalga çiftleyici devresi Şekil 4.29’da verildiği gibi tasarlanabilir. Önerilen devrenin toplam boyutu 41.8 mm x 24.6 mm’dir. Devrede kullanılan filtrelerin boyutlandırılmaları Tablo 4.4’de verilen boyutlar ile aynıdır. Önerilen çiftleyici devresi Şekil 4.30’da verilen frekans cevabından da anlaşılacağı üzere geniş bandlı iki kanaldan oluşmaktadır. Ancak her bir kanalın geçme bandının her iki yanında iletim sıfırları yer alması, kanalların iyi bir seçiciliğe sahip olması ve kanallar arası izolasyonun iyi olmasına karşın geri dönüş kaybı seviyeleri oldukça düşüktür.



Şekil 4.30: Geniş band çiftleyici devresi için frekans cevabı

4.4 Kapasitif Yükleme Elemanına Sahip Kare Halka Rezonatör ile Ayarlanabilir Düzlemsel Mikrodalga Çoğullayıcı Tasarımı

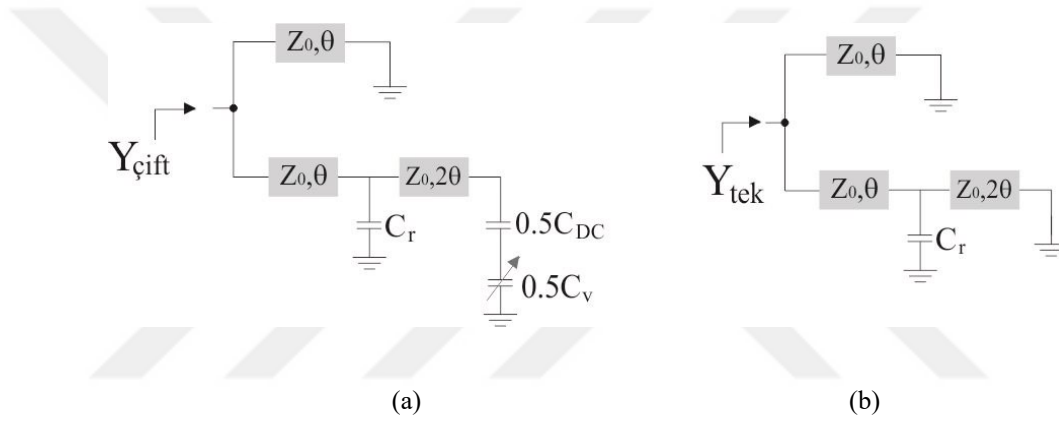
Son yıllarda uydu haberleşme sistemlerindeki hızlı gelişmelere bağlı olarak mikrodalga çoğullayıcılar, farklı çıkışlarda birden fazla frekans bandı sağlayabildikleri için büyük bir önem kazanmıştır. Bu nedenle Wi-Fi, WLAN, WiMAX, 3G, 4G, 4.5G and 5G frekanslarında çalışabilen mikrodalga çoğullayıcılar kablosuz iletişim sistemlerinde oldukça fazla kullanılmaktadır. Çalışmanın bu bölümünde de 4.5G uygulamalarında kullanılmak üzere ayarlanabilir band genişliğine sahip ve anahtarlanabilir mikroşerit çiftleyici tasarımı önerilmektedir (Görür ve diğ. 2017).



Şekil 4.31: Ayarlanabilir çiftleyici tasarımı için önerilen rezonatör devresi

Önerilen mikroşerit çiftleyici, peturbasyon elemanı olarak çalışan varaktör diyotlara sahip çift mod kare halka rezonatörler kullanılarak tasarlanmaktadır. Çiftleyici için farklı elektriksel uzunluklara sahip iki çift mod rezonatör kullanılarak 1.8 ve 2.6 GHz frekanslarında çalışan iki kanal filtre elde edilmektedir. Önerilen rezonatör konfigürasyonu Şekil 4.31’de verilmektedir. Şekil 4.31’den görüldüğü üzere, çift modlu rezonatör giriş ve çıkış portlarına C_g kapasitesi aracılığıyla kuplajlanmaktadır.

Çift modlu rezonatörde ayarlama elemanı olarak varaktör diyot ve iki referans yama eleman kullanılmıştır. Şekil 4.31’de gösterilen rezonatör devresinde kare yama eleman etkisi C_r kapasitesi ile temsil edilmektedir



Şekil 4.32: Ayarlanabilir rezonatör devresinin a) çift mod b) tek mod uyarımı için eşdeğer devre gösterimi

. Önerilen rezonatörün çift ve tek mod uyarımları için eşdeğer devre gösterimleri Şekil 4.32(a) ve 4.32(b)’de sırasıyla verilmektedir. Çift mod analizi için giriş çıkış portlarına göre simetri ekseninden iki eşit parçaya ayrılan devre açık devre olarak sonlandırıldığından çift mod rezonans şartı için verilen Eşitlik (4.5) referans yama eleman ve varaktör diyot kapasite değerlerini içermektedir.

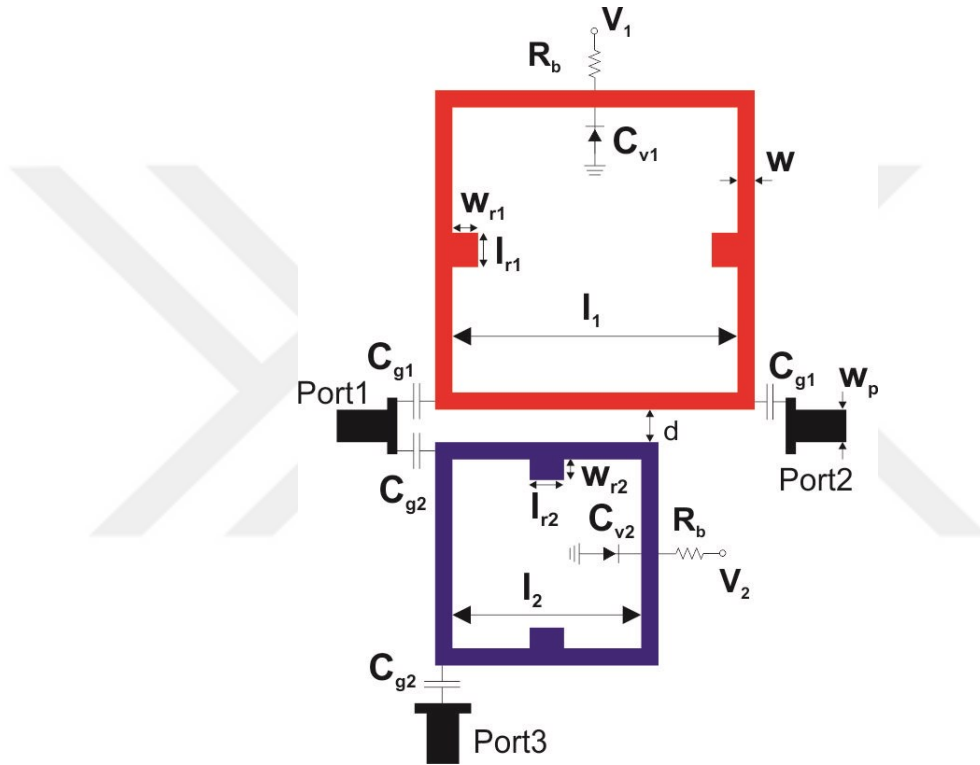
$$b_r \cot(2\theta) + 2b_p \cot(4\theta) + 2Y_0 - \frac{b_r b_p}{Y_0} = 0 \quad (4.5)$$

Eşitlik (4.5)’de Y_0 rezonatörün iletim hatlarının karakteristik empedansını, $b_p = \omega C_p$ ve $b_r = \omega C_r$ peturbasyon ve referans kapasitelerin suseptans değerleridir. θ ilgili iletim hattının elektriksel uzunluğudur. Şekil 4.32(b)’de görüldüğü üzere eşdeğer devrenin kısa devre olarak sonlandırılması durumunda, tek mod analizi

gerçekleştirilmiş olur. Bu durumda tek mod rezonans şartının belirlendiği Eşitlik 4.6'da varaktör diyodun C_p kapasite değeri bulunmamaktadır.

$$Z_0 b_r = 2 \cot(2\theta) \quad (4.6)$$

Eşitlik (4.5) ve (4.6) nın nümerik çözümlerinden çift ve tek mod rezonans frekansları bulunur. Bu durumda önerilen rezonatörün merkez frekansı, çift ve tek mod rezonans frekanslarının aritmetik ortalamasıyla elde edilebilmektedir.



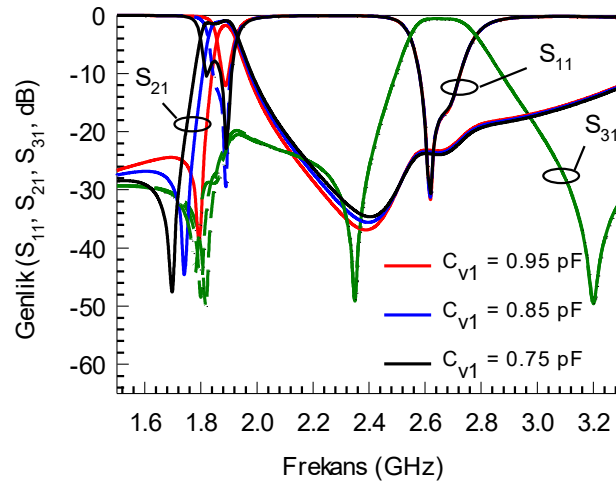
Şekil 4.33: Ayarlanabilir mikroşerit çiftleyici devresi

Farklı elektriksel uzunluklara sahip iki rezonatörün C_{g1} ve C_{g2} kapasiteleri aracılığıyla giriş ve çıkış portlarına kuplajlanmasıyla Şekil 4.33'de verilmekte olan mikroşerit çiftleyici devresi tasarlanmaktadır. Önerilen çiftleyici devrelerinde referans eleman olarak kare yama elemanlar kullanılırken, perturbasyon elemanı olarak varaktör diyotlar kullanılmaktadır. Tüm tasarım aşamalarında 1.27 mm taban kalınlığına, 6.15 bağıl dielektrik sabitine, 0.0027 dielektrik tan kaybına sahip bir RT / Duroid alt tabaka (Rogers RT6006) kullanılmaktadır. Referans kapasitörler l_r ve w_r boyutlarına sahip yama elemanları ile temsil edilir. Tasarlanan çiftleyici devresinin boyutları Tablo 4.5'de verilmektedir. Önerilen devre boyutları, 4.5G uygulamalarında

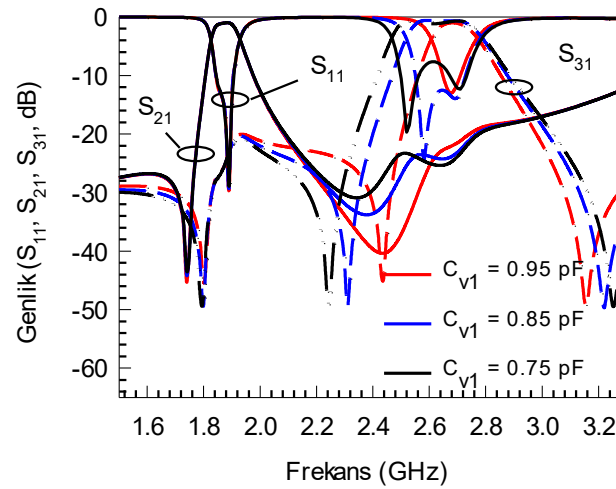
kullanılmak üzere kanal filtrelerin merkez frekanslarının 1.8 GHz ve 2.6 GHz olmasını sağlayacak şekilde belirlenmiştir. Ayrıca elektriksel uzunluk θ sırasıyla birinci ve ikinci kanallar için $l_1/2$ veya $l_2/2$ 'ye karşılık gelmektedir. Yama referans elemanlarının uzunlukları l_{r1} ve l_{r2} , bu elemanların kapasitelerini sadece w_{r1} ve w_{r2} genişliklerini değiştirerek ayarlamak için eşit olarak seçilir. Rezonatörlerin komşu iletim hatları arasında yeterli bir boşluk olduğu için ($d = 1.9$ mm), iki rezonatör arasındaki karşılıklı kuplaj önemsizdir.

Tablo 4.5: Ayarlanabilir çiftleyici devresi için boyutlandırma

w_p (mm)	w (mm)	l_1 (mm)	l_2 (mm)	w_{r1} (mm)	l_{r1} (mm)	w_{r2} (m)	l_{r2} (mm)	d (mm)
1.9	1.0	16.6	11.0	1.8	2.2	1.4	2.2	1.9



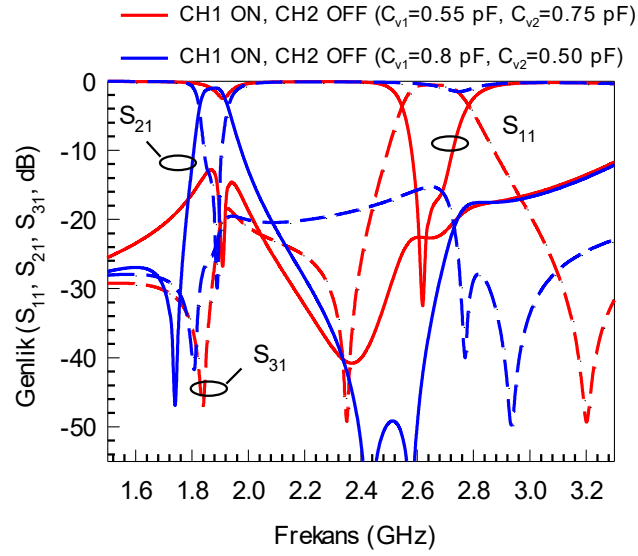
(a)



(b)

Şekil 4.34: Ayarlanabilir çiftleyici devresinin a) C_{v1} b) C_{v2} değerlerine bağlı band genişliği değişimi

Her iki kanal için bant genişliğini ayarlama işlemleri ve anahtarlama işlemleri Şekil 4.34’de gösterilmektedir. Şekil 4.34(a) ve 4.34(b)’den görülebileceği gibi, birinci ve ikinci kanalın bant genişliği C_{v1} ve C_{v2} ’deki değişim ile ayarlanabilir.



Şekil 4.35: Ayarlanabilir çiftleyici devresinin C_{v1} ve C_{v2} değerlerine bağlı anahtarlama özelliği

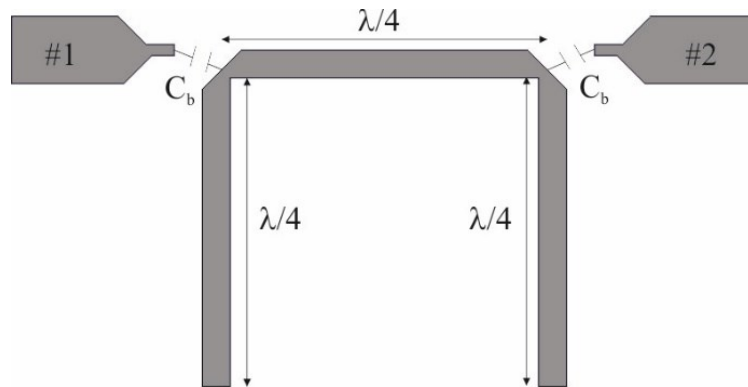
Şekil 4.35 her iki kanal için anahtarlama işlemini göstermektedir. Varaktör diyodun kapasitesine göre her iki kanal da kapatılabilir. C_{v1} 0.55 pF iken ilk kanal kapatılmaktayken, C_{v2} 0.5 pF iken de ikinci kanal da kapatılmaktadır.

5. AÇIK HALKA REZONATÖRLER KULLANILARAK DÜZLEMSEL MİKRODALGA ÇOĞULLAYICI TASARIMI

Bu bölümde mikroşerit açık halka rezonatörler kullanılarak mikrodalga çoğullayıcı tasarımları için sentezleme işlemleri ve kuplaj matrisi sentezleme yöntemi ile teorik model elde edilmekte aynı zamanda sentezlenen devreler tam dalga elektromanyetik simülasyon programı ile gerçekleştirilip baskı devre sistemleri ile imal edilerek doğruluğunu kanıtlamak amacıyla karşılaştırılmaktadır. Bu sebeple bu bölümde mikroşerit çift modlu rezonatörler kullanılarak yüksek seçiciliğe sahip, minyatür mikroşerit çoğullayıcı tasarımını gerçekleştirebilmek için öncelikle mikroşerit rezonatörlerin terih edilme sebepleri açıklanmakta ve indüktif / kapasitif yükleme elemanına sahip açık halka rezonatörler detaylı olarak incelenmektedir. Sonraki aşamada bahsedilen açık halka rezonatörler ile tasarlanan mikroşerit filtre devreleri için teorik, simülasyon ve deney çalışmaları yapılarak mikrodalga çoğullayıcı tasarımında kullanılacak olan filtre devreleri tasarlanmaktadır. En son aşamada ise farklı boyutlarda tasarlanan filtre devreleri uygun konfigürasyonlar ile bir araya getirilerek çok modlu çiftleyici tasarımı çalışmaları tamamlanmaktadır.

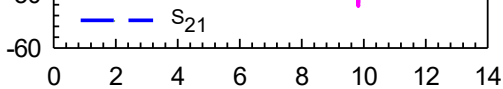
5.1 Yan Hatlı Filtreler

Band geçiren veya band durduran filtre tasarımlarının gerçekleştirilmesi için paralel ya da seri rezonans devrelerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu tip tasarımlarda çeyrek dalgaboyu uzunlukta açık ya da kısa devre sonlandırılmış yan hatlı devreler en sık kullanılan devreler arasında yer almaktadır.



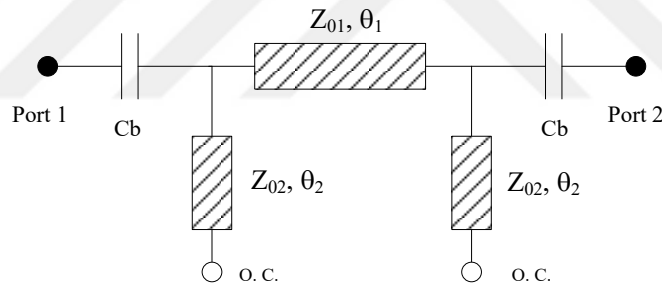
Şekil 5.1: Yan Hatlı Filtre (YHF #1)

Şekil 5.2: Yan hatlı filtre (YHF #1) için frekans cevabı



The graph displays the transmission coefficient S_{21} in dB versus frequency in GHz. The response is a low-pass filter characteristic, with a passband from 0 to 4 GHz and a stopband starting at 6 GHz. A red dot is located at approximately 10 GHz and -60 dB.

Şekil 5.2: Yan hatlı filtre (YHF #1) için frekans cevabı

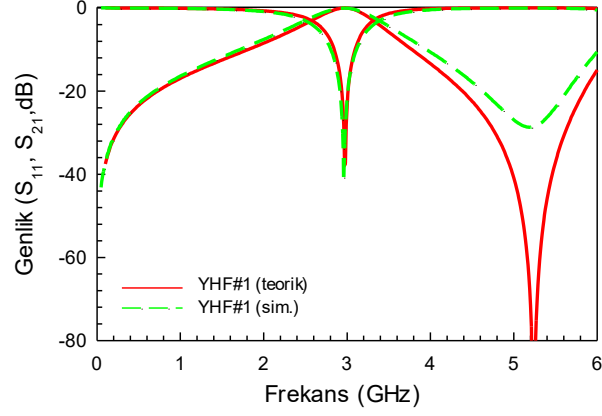


Şekil 5.3: Yan Hatlı Filtre (YHF #1) için eşdeğer devre modeli

Eşdeğer devre modeli Şekil 5.3’de verilen konvansiyonel yan hatlı devre ABCD matrisleri yardımıyla kolayca sentezlenebilir. Bu durumda devrenin genel ABCD matrisi herbir bölmenin ABCD matrislerinin çarpımı şeklinde yazılabilir. Böylece ABCD matrisi,

$$ABCD(f) = \begin{pmatrix} 1 & Zb(f) \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Yy1(f) & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos\theta1(f) & iZ_{o1}\sin\theta1(f) \\ iY_{o1}\sin\theta1(f) & \cos\theta1(f) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Yy1(f) & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & Zb(f) \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

olarak elde edilir ve Tablo 2.1’de verilen dönüşüm formülleri yardımıyla ABCD matrisinden saçılma parametrelerine geçiş yapılır ve frekans cevabı Şekil 5.4’de gösterildiği gibi elde edilir.

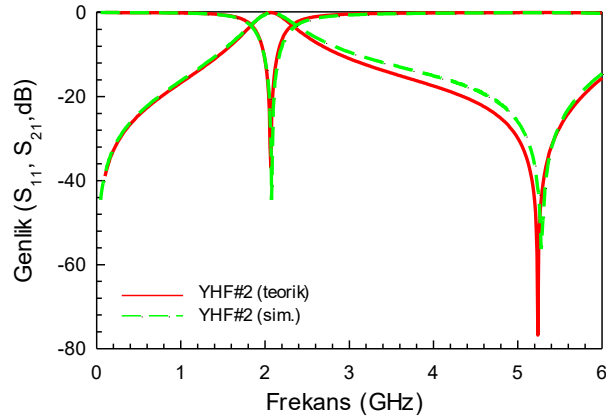


Şekil 5.4: YHF #1 için teorik ve simülasyon cevaplarının karşılaştırılması

Konvansiyonel yan hatlı filtrelerde yan hatları birbirine bağlayan transmisyon hattının uzunluğunun Şekil 5.5’de verildiği üzere yarım dalgaboyu olacak şekilde değiştirilmesi ile band genişliğinin değiştiği gözlemlenmektedir (bkz Şekil 5.6). Bu durumda teorik modelleme işleminde trasmisyon hattının elektriksel uzunluğunun (θ_2) iki katına çıkarılması gereklidir.

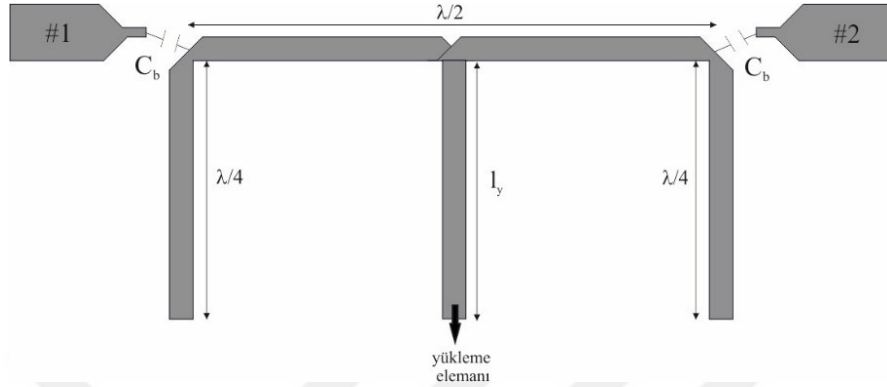


Şekil 5.5: Yan hatlı filtre (YHF #2)

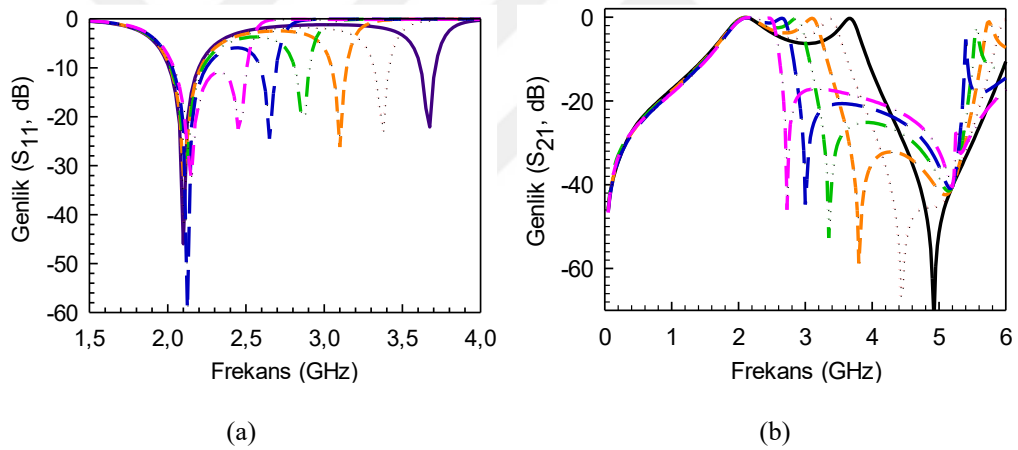


Şekil 5.6: Yan Hatlı Filtre (YHF #2) için teorik ve simülasyon cevaplarının karşılaştırılması

Yan hatlı filtre tasarımında yan hatların sayısını arttırmak suretiyle filtre derecelerini arttırmak mümkündür (Pozar 2005). Şekil 5.7’de gösterildiği üzere üç adet yan hattın kullanıldığı filtre devresinde l_y uzunluğuna arttırılması ile ilk geçme bandında oluşan ikinci modun frekans değişimi Şekil 5.8’de gözlemlenmektedir.



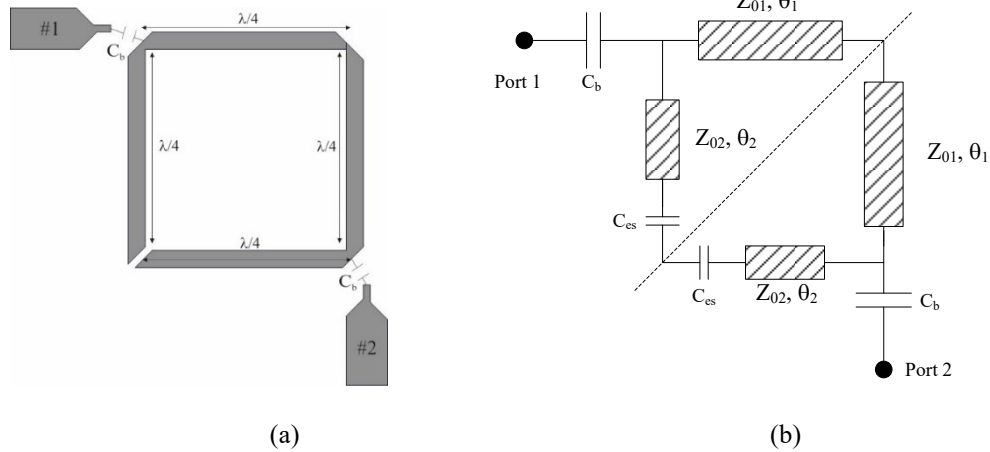
Şekil 5.7: Yan Hatlı Filtre (YHF #3)



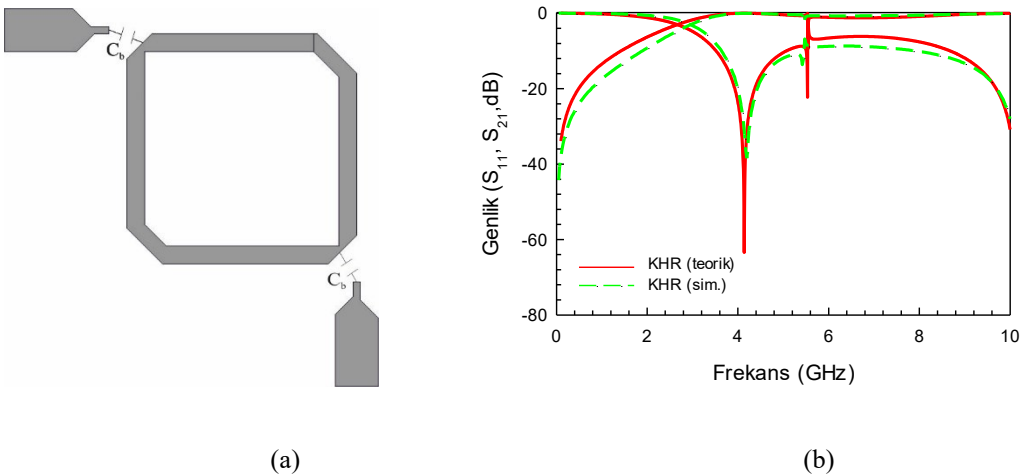
Şekil 5.8: Frekans cevaplarının karşılaştırılması a) S_{11} b) S_{21}

5.2 Diyagonal Besleme Hattına Sahip Kapasitif Yüklemeli Açık Halka Rezonatörler ile Mikrodalga Çoğullayıcı Tasarımı

Günümüzde boyut indirgeme çalışmalarının oldukça önem kazanmış olması sebebiyle YHF kombinasyonlarını daha minyatür hale getirebilmek amacıyla Şekil 5.9’da gösterilen Açık Halka Rezonatör’ün (AHR) kullanılmasıyla toplam boyutun yaklaşık %50 oranında azaltılması sağlanmıştır. YHF #2 nin kapladığı toplam alan 12 mm x 6 mm iken AHR kullanılmasıyla bu alan 6.4 mm x 6.4 mm’ ye düşürülmektedir.

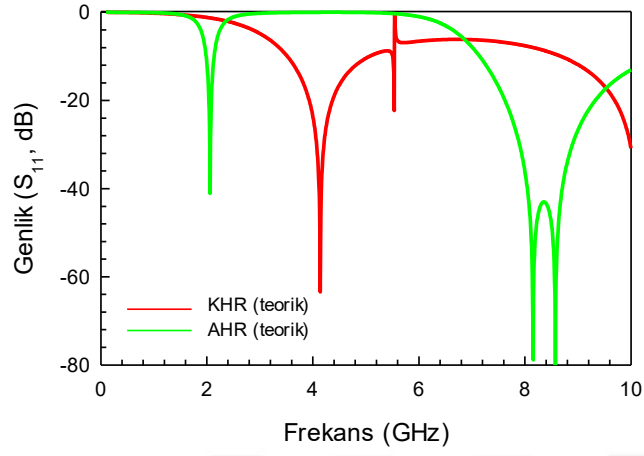


Sırasıyla Şekil 5.9a ve 5.10a'da verilen aynı yüzey alanına sahip mikroşerit Açık Halka Rezonatör (AHR) ile mikroşerit Kare Halka Rezonatör (KHR) karşılaştırıldığında; kare halka rezonatörün toplam elektriksel uzunluğu λ ya karşılık gelirken, açık halka rezonatörün ise $\lambda / 2$ karşılık gelmesi sebebiyle açık halka rezonatörün rezonans frekansı kare halka rezonatörün rezonans frekansının yaklaşık olarak yarısına denk gelmektedir (bkz Şekil 5.11) Bu durum boyut indirgeme açısından oldukça önemlidir.

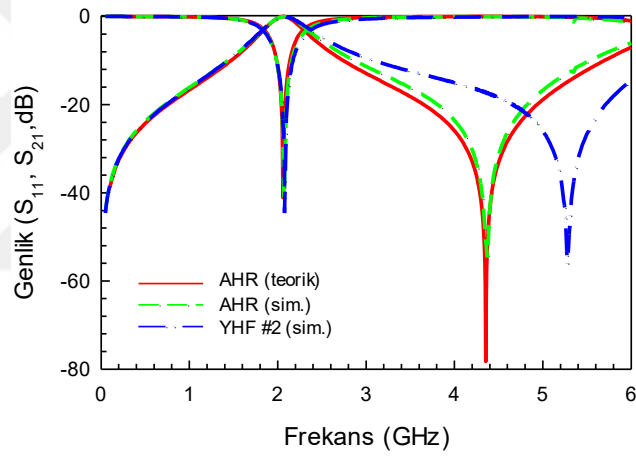


Şekil 5.12’de verilen frekans cevabından da görüleceği üzere YHF #2 ve AHR rezonans frekansları aynıdır. YHF #3’de ikinci yan hattın uzunluğunun etkisi AHR’de yükleme elemanı etkisiyle açıklanabilir. Bu durumda YHF #3’de l_y uzunluğunun değişimi ile sağlanan etki açık halka rezoantörde yükleme elemanı boyutunun değişimi

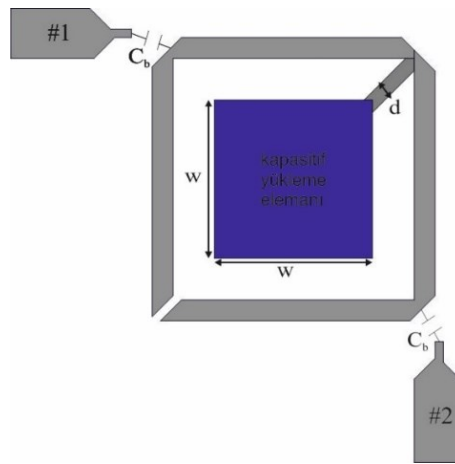
(w) ile denk gelmektedir. Kapasitif yükleme elemanına sahip bir AHR örneği Şekil 5.13’de verilmektedir.



Şekil 5.11: KHR ve AHR için yansıma kaybı değerleri

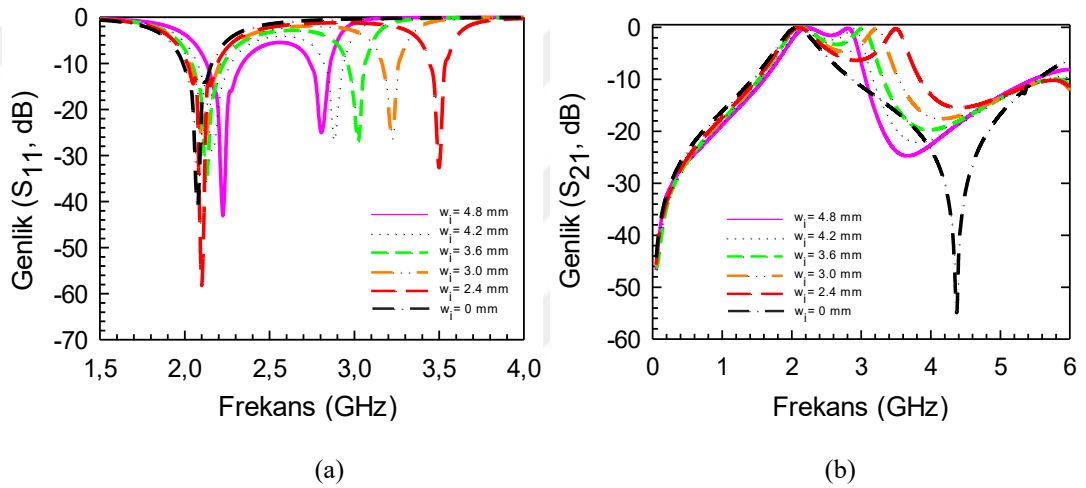


Şekil 5.12: Açık halka rezonatör ile YHF#2 devrelerinin frekans cevaplarının karşılaştırılması

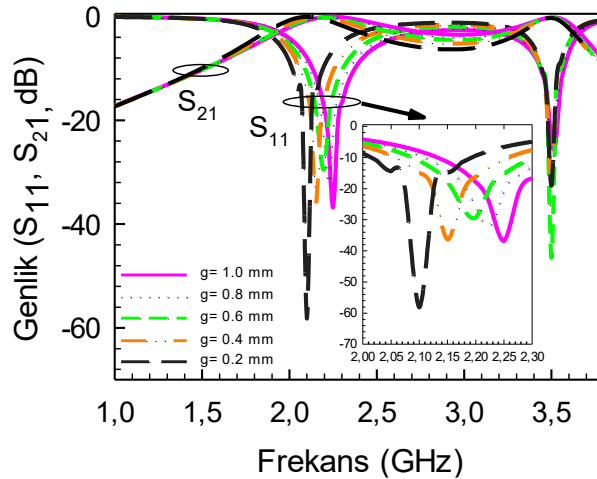


Şekil 5.13: Kapasitif yükleme elemanına sahip mikroşerit açık halka rezonatör

Şekil 5.14’de görüleceği üzere yükleme elemanı boyutunun (w) değişimi rezonans karakteristiğini etkilemektedir. Açık halka rezonatör devresine bir yükleme elemanı eklenmesiyle bir mod daha ortaya çıktığı ve w değerinin giderek artırılması ile de ikinci modun giderek sol tarafa kaydırıldığı görülmektedir. Bu esnada rezonatörün toplam boyutundan kaynaklı oluşan ilk modun (tek mod) çok fazla değişim göstermediği ancak ikinci modun (çift mod) ve transmisyon sıfırının daha yüksek oranda değiştiği gözlemlenmiştir. Yükleme elemanına sahip açık halka rezonatörlerde diğer önemli parametreler ise rezonatör boşluğu (g) ve yükleme elemanını rezonatöre bağlandığı hattın genişliğidir (d). Bu parametrelerin frekans cevabına etkisi Şekil 5.15 ve 5.16’da verilmektedir.



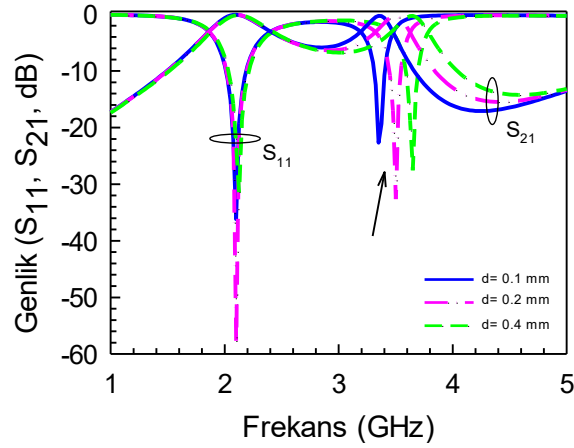
Şekil 5.14: Yükleme elemanı boyut değişiminin frekans cevabına etkisi a) S_{11} b) S_{21}



Şekil 5.15: $w = 2.4$ mm iken açık halka rezonatörde g değişiminin frekans cevabına etkisi

Şekil 5.15’den de anlaşılacağı üzere g boşluğunun azaltılması rezonatörün toplam boyutunun artırılması anlamını taşıdığından dolayı tek mod frekansı sola

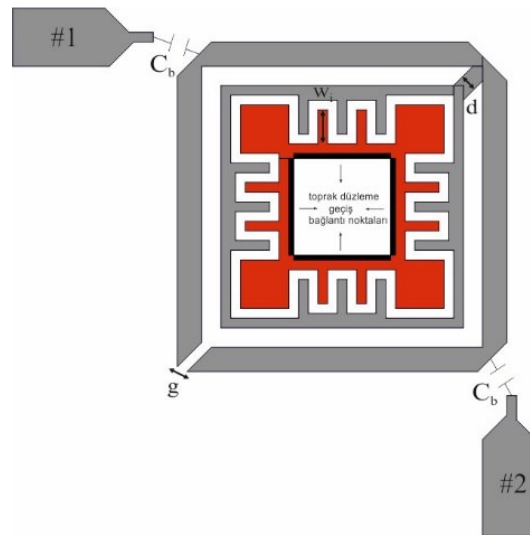
doğru kaymaktadır. Bu esnada çift mod frekansında ise herhangi bir değişiklik olmamaktadır.



Şekil 5.16: $w = 2.4$ mm iken açık halka rezonatörde d değişiminin frekans cevabına etkisi

Şekil 5.16'dan görüleceği üzere yükleme elemanının rezonatöre bağlandığı hat parçasının genişliğinin (d) azaltılması yani daha indüktif hale getirilmesi ile sadece çift mod frekansında değişim olduğu gözlemlenmiştir.

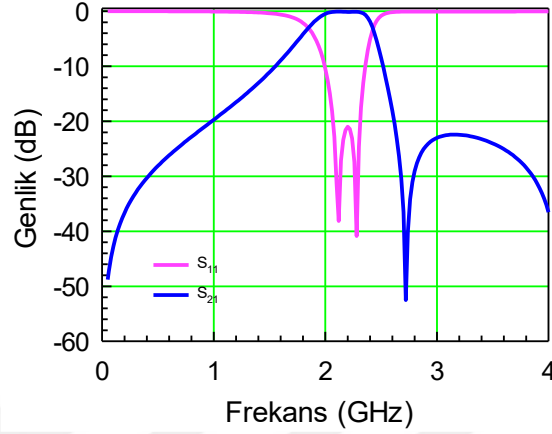
Yukarıda anlatılmakta olan tüm bu parametre değişimleri aynı zamanda filtrelerin band genişliklerinin de kontrol edilebileceği anlamını taşır çünkü band genişliği temel rezonans frekanslarının ayrışımı ile orantılıdır.



Şekil 5.17: Yükleme elemanına sahip mikroşerit açık halka rezonatör

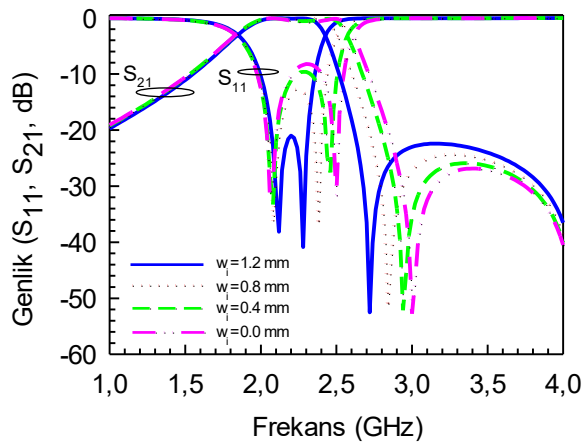
Önerilen çalışmada kullanılan kapasitif yükleme elemanına sahip açık halka rezonatör Şekil 5.17'de verilmektedir. Açık halka rezonatörde kullanılan yükleme

elemanının uygun seviyelerde cevap verebilmesini sağlayabilmek amacıyla kullanılan yükleme elemanının kapasitif özelliğini arttırmak için yükleme elemanı interdigital parmaklar ile yüklenmiştir. Bu durumda çift mod frekansının tek mod frekansından daha yüksek olması sebebiyle geçme bandının sağ tarafında bir transmisyon sıfırı bulunan çift mod filtre cevabı Şekil 5.18’de verilmektedir.



Şekil 5.18: İnterdigital yüklemeye sahip çift modlu filtre cevabı

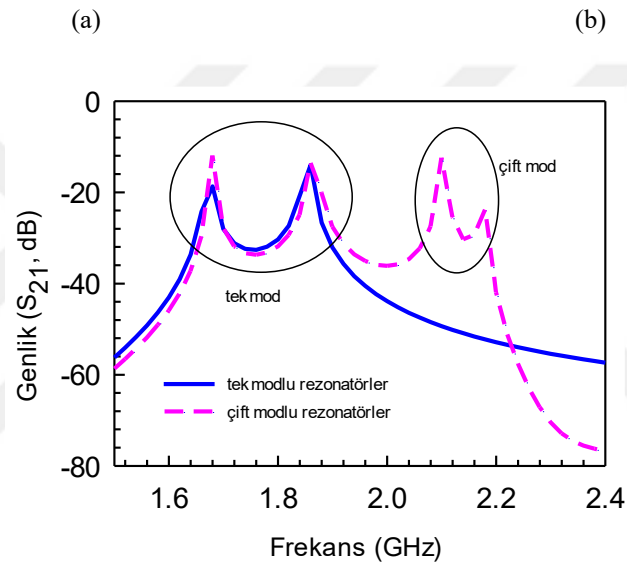
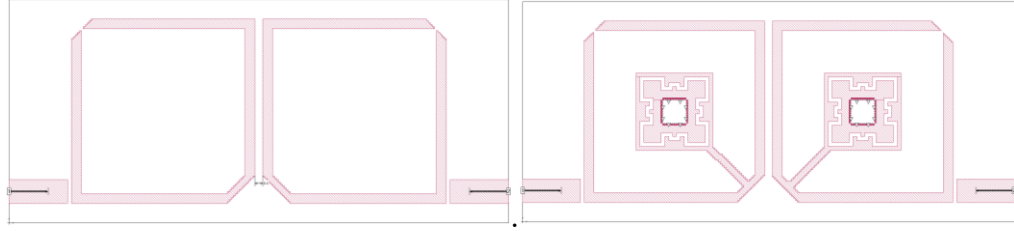
Konvansiyonel yüklemeye sahip açık halka rezonatörde transmisyon sıfırının kontrolü yüklemeye elemanının genişliğine bağlı olurken önerilen rezonatörde ise bu kontrol interdigital parmak uzunluklarının (w_i) değişimi ile sağlanmaktadır. Şekil 5.19’den da görüleceği üzere w_i değerinin artırılması durumunda yüklemeye elemanı daha kapasitif hale gelmekte aynen konvansiyonel yüklemeye elemanına sahip devrede davranışında olduğu gibi frekansı sola doğru kaydırmaktadır.



Şekil 5.19: İnterdigital parmaklarının boyunun (w_i) değişiminin frekans cevabına etkisi

Çalışmanın bu aşamasında özellikleri yukarıda ayrıntılı bir şekilde incelenen özdeş çift modlu rezonatörlerin uygun aralıklarla kuplajlanması ile dört modlu filtre

devresi elde edilmesi planlanmıştır. Bu sebeple interdigital yükleme elemanına sahip rezonatörlerin aynı modları arasında kuplaj söz konusu olması nedeniyle iki özdeş rezonatör belirli g aralıkları (Şekil 5.20(a) ve 5.20(b)) ile yerleştirilerek zayıf kuplaj altında simüle edilmiş ve sonuçlar Şekil 5.20(c)'de verildiği gibi elde edilmiştir

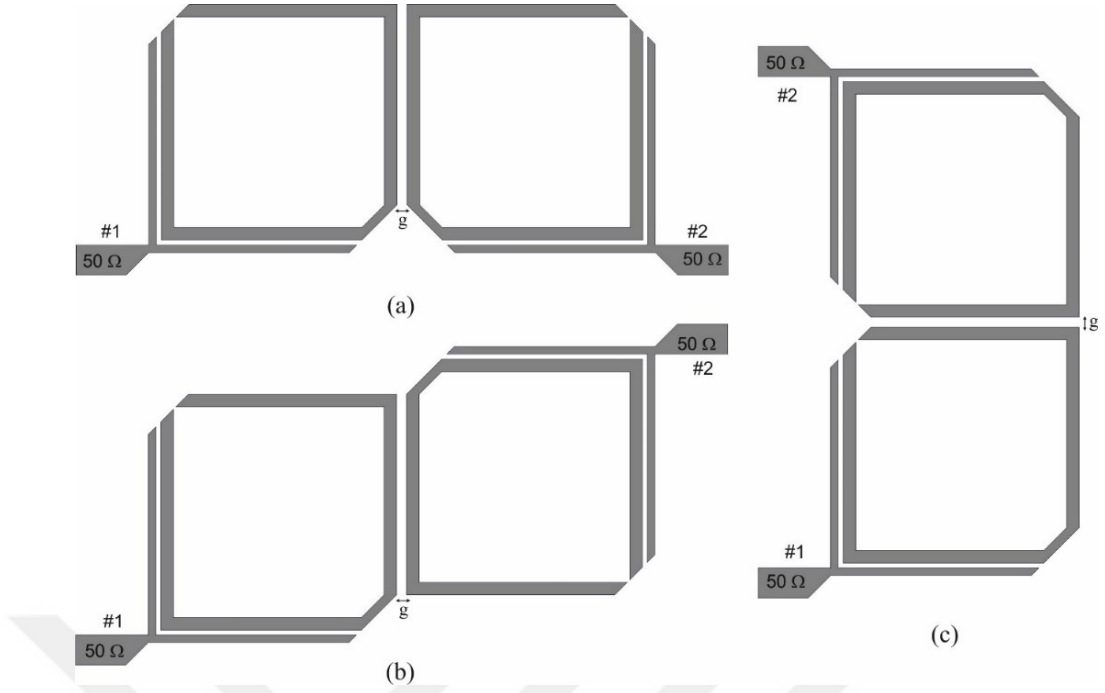


(c)

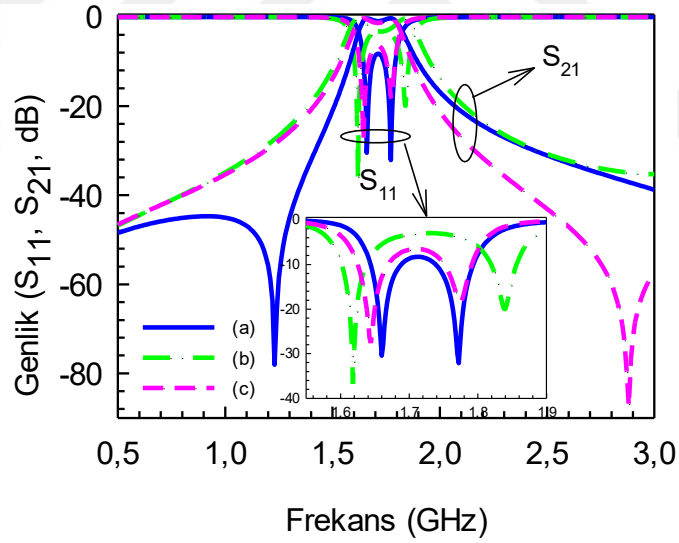
Şekil 5.20: a) Kuplajlı tek modlu AHR b) Kuplajlı çift modlu AHR c) Kuplajlı AHR devrelerinin frekans cevabı

Şekil 5.20(c)'de ilk frekans bandında oluşan mod ayrışımı tek modların ayrışımı sebebiyle oluşmakta iken ikinci frekans bandındaki ayrışım ise çift modların birbirini kuplajlaması sonucunda elde edilmiştir.

Yapılan bu incelemeler sonucunda çok kutuplu filtreler elde edebilmek amacıyla özellikleri incelenen kapasitif yükleme elemanına sahip çift modlu filtreler kullanılmıştır. Bu sebeple çalışmalara öncelikle iki özdeş tek modlu rezonatörün Şekil 5.21'de gösterildiği gibi belirli aralıklarla ve çeşitli konfigürasyonlarda yerleştirilmesi aracılığıyla çeşitli kuplajlama tekniklerinin frekans cevabı üzerindeki etkileri gözlemlenerek başlanmıştır.



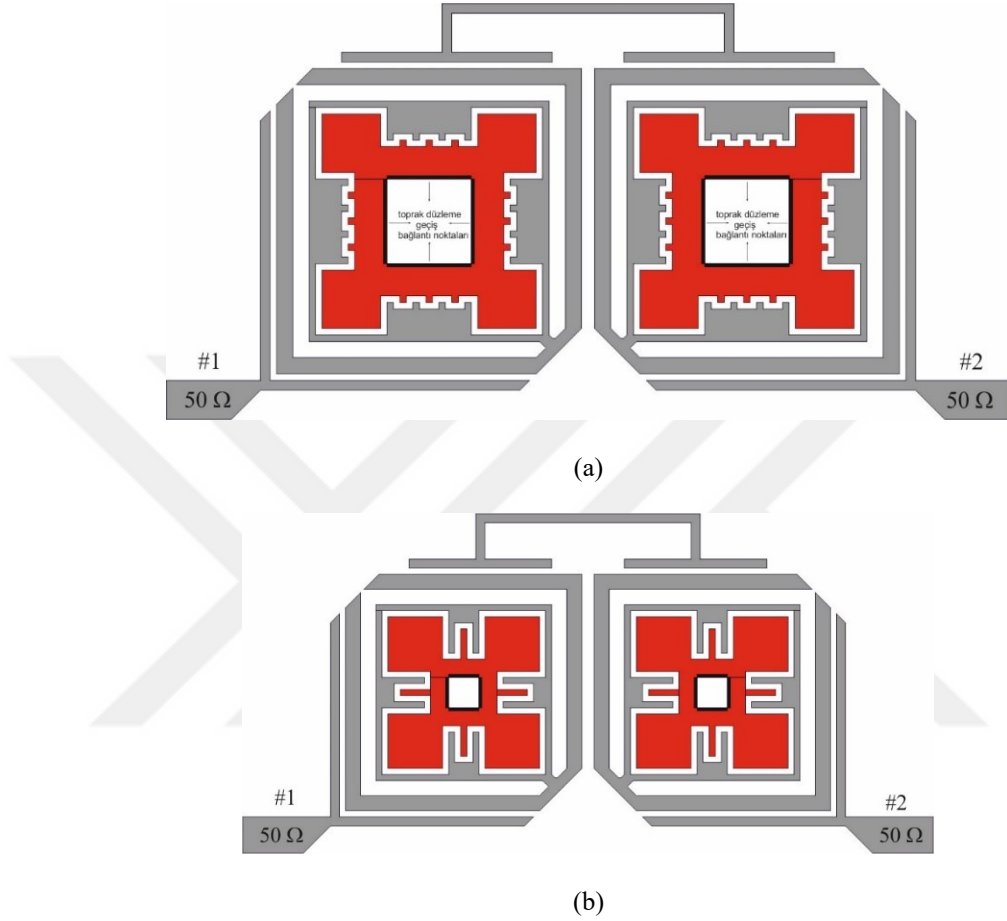
Şekil 5.21: Tek modlu rezonatörlerin kuplajlanması a) manyetik kuplaj b) karışık kuplaj c) elektrik kuplaj



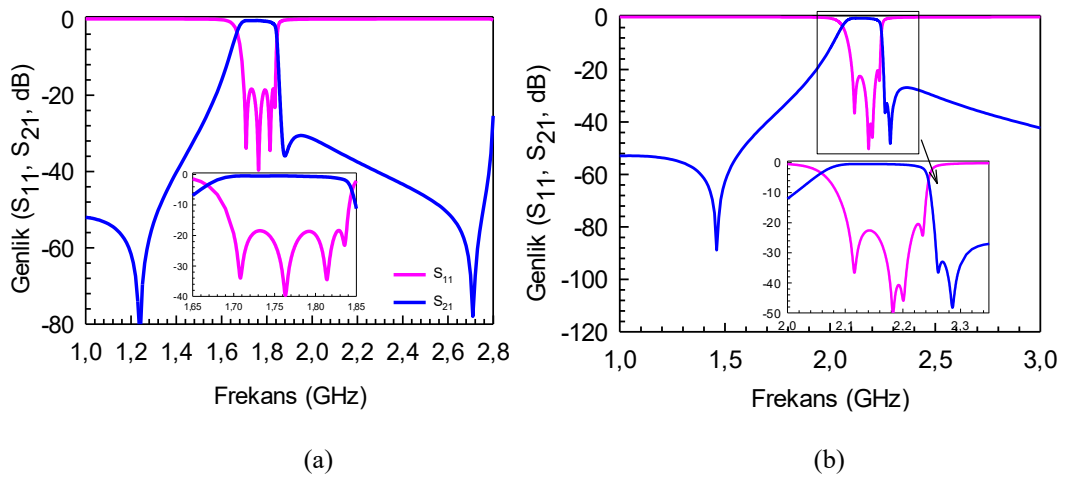
Şekil 5.22: Kuplajlı tek modlu rezonatörlerin frekans cevaplarının karşılaştırılması

Tek modlu rezonatörlerin kuplanmasıyla beklendiği gibi, Şekil 5.22'den de görüldüğü üzere mod ayrışımı gerçekleşmektedir. Kuplajlanma yöntemine bağlı olarak iletim sıfırının konumu da değiştirilebilmektedir. Şekilden görüleceği üzere devrenin manyetik ya da elektriksel olarak kuplanması durumunda sırasıyla geçme bandının sol ya da sağ tarafında bir iletim sıfırı oluşurken karışık kuplaj da bandın her iki tarafında da iletim sıfırı bulunmamaktadır. Bu durumda yükleme elemanların kullanılmasıyla bir rezonatörün çift modlu hale gelmesi sebebiyle, yükleme elemanına

sahip açık halka rezonatörlerin birbiri ile kuplajlanması ile dört modlu filtrelerin elde edilmesi mümkündür. Bu filtrelerin birer örneği Şekil 5.23’de verilmektedir. Her iki devrede de görüldüğü üzere yükleme elemanından kaynaklanan çift modların kuplajını arttırmak amacıyla yükleme elemanları arasında bağlantı elemanı kullanılmaktadır.

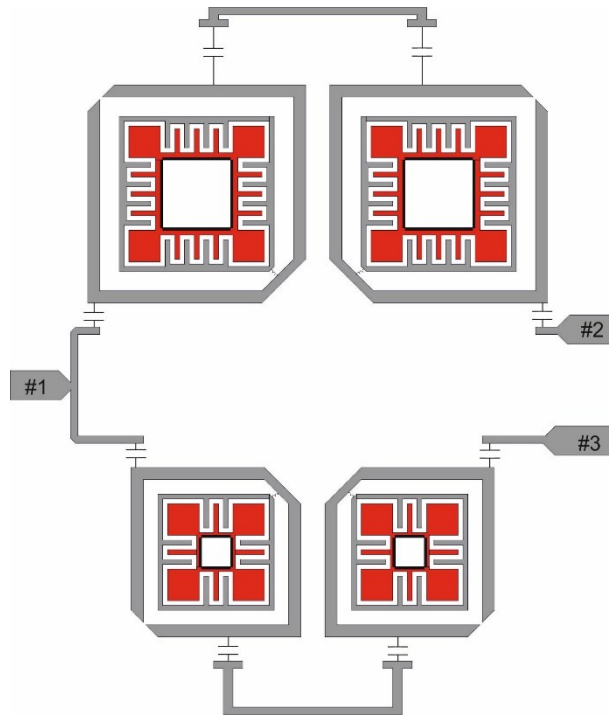


Şekil 5.23: Çok Modlu Filtre a) ÇMF #1 b) ÇMF #2



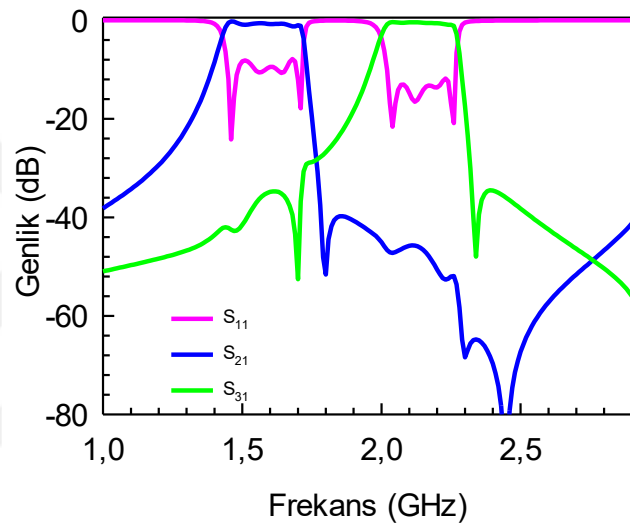
Şekil 5.24: Frekans cevabı a) ÇMF #1 b) ÇMF #2

Şekil 5.24(a)'dan görüleceği gibi 1.27 mm taban kalınlığına sahip bağıl dielektrik sabiti 10.2 olan RT Duroid taban malzemesi kullanılarak gerçekleştirilen ÇMF#1, biri rezonatörlerin manyetik olarak kuplajlanması ile elde edilen ve geçme bandının sol tarafında bulunan diğer ikisi yükleme elemanından oluşan mod frekansının tek mod frekansından daha yüksek olması sebebiyle geçme bandının sağ tarafında bulunan üzere üç adet iletim sıfırına sahip dört modlu filtre cevabı vermektedir. Toplam devre boyutları 26 x 12.8 mm²'dir. Mikrodalga çoğullayıcı tasarımına gidebilmek maksadıyla farklı boyutlarda tasarlanan ÇMF#2'de benzer şekilde yine biri geçme bandının sol diğer ikisi sağ tarafında olmak üzere üç adet iletim sıfırına sahip dört modlu filtre cevabı oluşturmaktadır. Şekil 5.4(b)'de gösterilen ÇMF#2 1.27 mm taban kalınlığına sahip bağıl dielektrik sabiti 10.2 olan RT Duroid taban malzemesi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Toplam devre boyutları 22.8 x 11.2 mm²'dir. ÇMF#1 ve ÇMF#2 tasarımlarında seçiciliği arttırmak amacıyla rezonatörlerin manyetik kuplajlanması sebebiyle geçme bandının sol tarafında bir iletim sıfırı elde edileceğinin gözlemlenmesi sonucunda yükleme elemanının boyutları ve interdigital yükleme etkisi çift mod frekansı tek mod frekansından daha yüksek olacak şekilde ayarlanarak yükleme elemanından oluşacak iletim sıfırlarının geçme bandının sağ tarafında konumlandırılmıştır. Bu durumda geçme bandının her iki tarafında da iletim sıfırının bulunması sağlanmıştır.

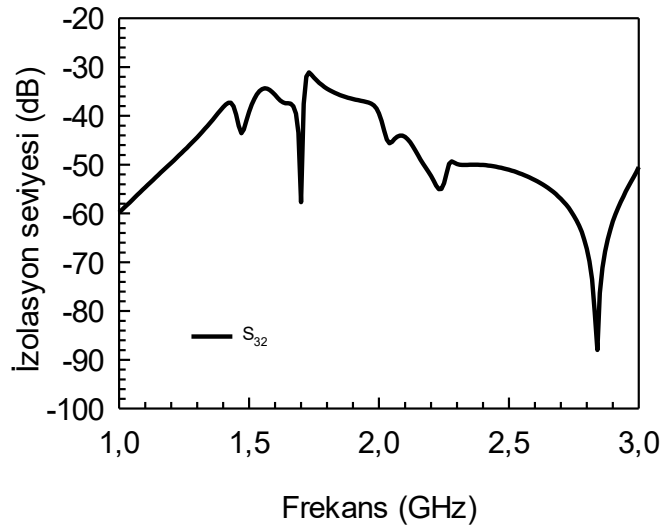


Şekil 5.25: Kapasitif yükleme elemanına sahip rezonatörler ile tasarlanan çoğullayıcı devresi

ÇMF #1 ve ÇMF #2 kullanılarak mikrodalga çiftleyici devresi Şekil 5.25’de verildiği şekilde tasarlanabilir. Önerilen devrenin toplam boyutu 25 x 29.2 mm²’dir. Önerilen çiftleyici devresi Şekil 5.26’den verilen frekans cevabından da anlaşılacağı üzere dört modlu iki kanaldan oluşmaktadır ve kanallların çok modlu olması ve her iki kanalın da geçme bandının her iki tarafında iletim sıfırlarının bulunması, kanalların iyi bir seçiciliğe sahip olduğunun bir göstergesidir. Çiftleyici devreleri için önemli parametrelerden bir diğeri olan izolasyon seviyesi Şekil 5.26(b)’de verilmektedir. Görüldüğü üzere izolasyon genlik seviyesi 30 dB’den daha düşük seviyelerde seyretmektedir.



(a)

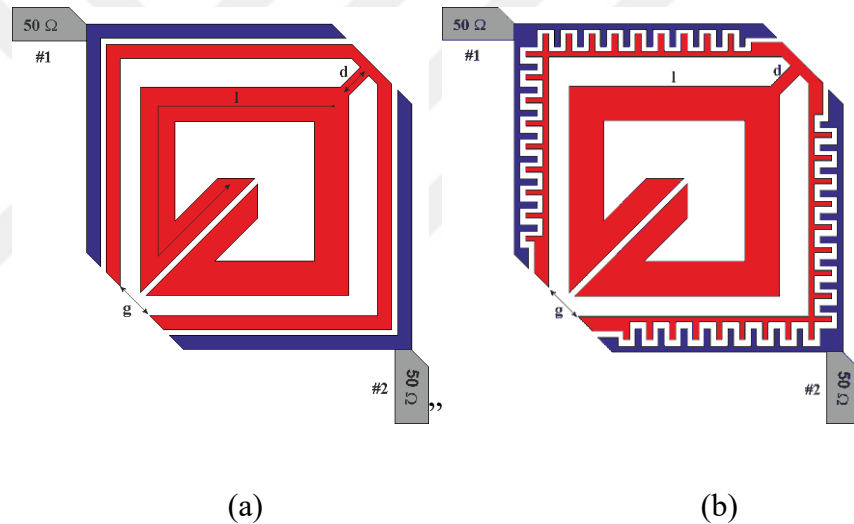


(b)

Şekil 5.26: Kapasitif yükleme elemanına sahip rezonatörler ile tasarlanan mikrodalga çoğullayıcı devresinin frekans cevabı a) S_{11} , S_{21} , S_{31} , b) S_{23}

5.3 Diyagonal Besleme Hattına Sahip İndüktif Yüklemeli Açık Halka Rezonatörler ile Mikrodalga Çoğullayıcı Tasarımı

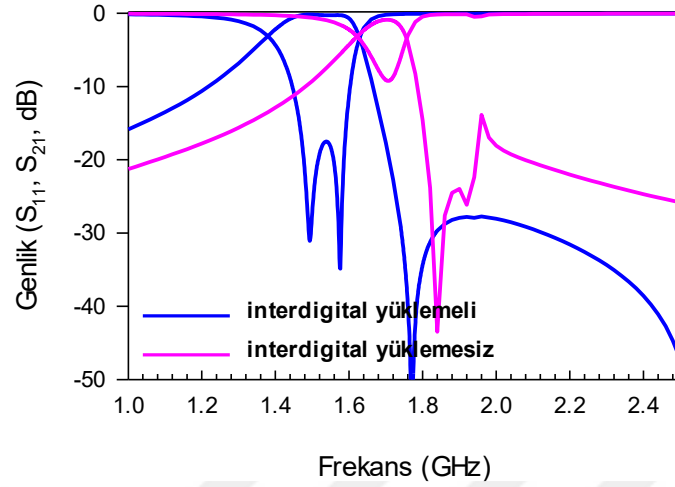
Tez çalışmasının bu bölümünde açık halka mikroşerit rezonatörler kullanılarak arzu edilen bir boyut indirgeme, yüksek dereceli filtrelerin kullanılması ile yüksek kanal seçiciliği, filtrelerin uygun konfigürasyonu ile yüksek izolasyon seviyesi ayarlama, indüktif yükleme elemanları ile hassas genlik ve frekans ayarı yapabilme ve kuplaj kollarına interdigital birim hücreler eklemek suretiyle giriş ve çıkış kapılarındaki seri kapasite etkisinin arttırılması gibi özelliklere sahip bir çoğullayıcı tasarımı gerçekleştirilmektedir. Bu sebeple Şekil 5.27(a)'da verildiği üzere açık halka rezonatörlerin toplam yüzey alanında herhangi bir değişiklik yapılmaksızın indüktif yükleme elemanı kullanılmasıyla aynı rezonatörden çift mod elde edilmesi sağlanmaktadır.



Şekil 5.27:İnterdigital birim hücre a) yüklemesiz b) yüklemeli açık halka rezonatör

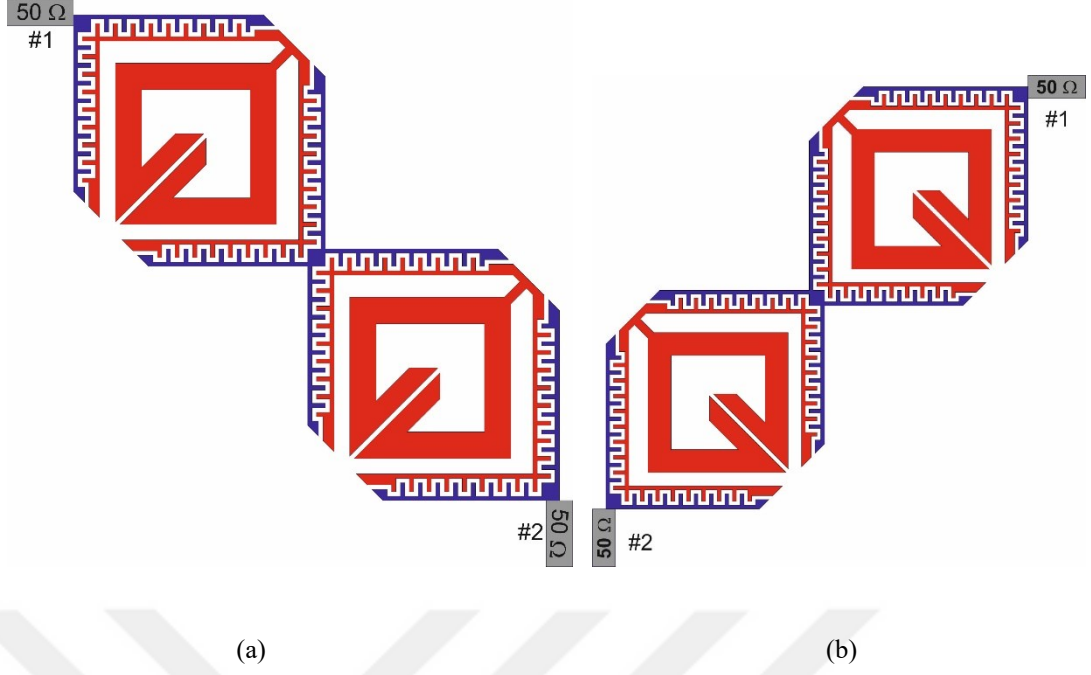
Nihai hedefin çiftleyici tasarımı olması sebebiyle çiftleyicinin çalışma frekans sahası için elverişli ve temiz bir frekans bandının elde edilebilmesidir. Bu sebeple l , d , w parametrelerinin değişimine ek olarak kuplajı arttırabilmek amacıyla rezonatörün kuplaj kollarında, Şekil 5.27(b)'de gösterildiği üzere interdigital birim hücrelere yer verilmiştir. Kuplaj kollarında yer alan interdigital birim hücreler seri kapasite etkisini arttırmak amacıyla kullanılmaktadır. Şekil 5.28'de her iki devre için verilen frekans cevabı karşılaştırılmış ve kuplaj kolları birim hücreler ile yüklenen devrede üst tutma bölgesindeki zayıflama genliğinin diğer devreye göre daha iyi olduğu ve seviyenin -30 dB'nin altında kaldığı aynı zamanda giriş ve çıkış kollarındaki seri kapasite

etkisiyle geçme bandı içerisindeki geri dönüş kaybı seviyesinin oldukça iyi olduğu gözlemlenmiştir.

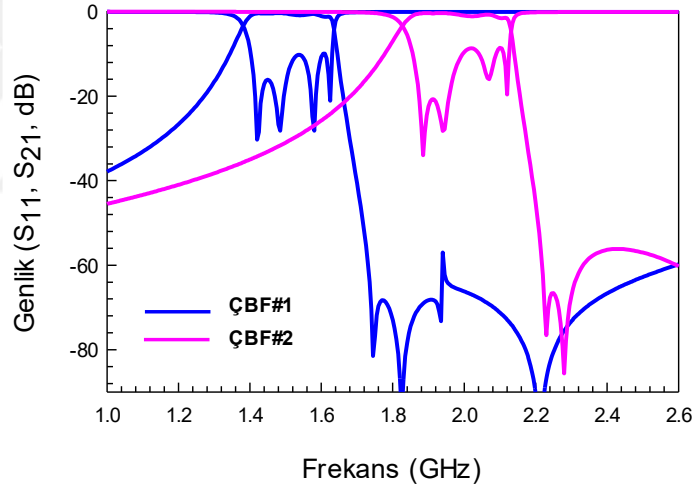


Şekil 5.28: İnterdigital birim hücre yüklemesiz ve yüklemeli açık halka rezonatör için frekans cevaplarının karşılaştırılması

Çalışmada kullanılan yükleme elemanına sahip mikroşerit açık halka rezonatörler ile arzu edilen bir boyut indirgeme, kuplaj kolları ile rezonatörler arasında interdigital birim hücreler yerleştirmek suretiyle oluşturulan yavaş dalga karakteristiğine sahip rezonatörlerle ise hem boyut indirgeme ve hem de rezonans frekansının kontrolü sağlanabildiğinden dolayı önerilen rezonatörler çok modlu filtre tasarımlarında kullanılabilecek bir alternatif olarak sunulmaktadır. Çok modlu filtreler yavaş dalga karakteristiğine sahip iki özdeş rezonatörün birbirine kuplajlanmasıyla elde edilebilmektedir. Şekil 5.29(a)'da görülen çift modlu filtre (ÇMF#1) tasarımı için rezonatör ve kuplaj kollarına eklenen interdigital parmakların genişlikleri 0.2 mm, parmaklar arası mesafe 0.2 mm, parmak uzunlukları ise 6 mm olarak alınmıştır. ÇMF#1 tasarımında kullanılan mikroşerit açık halka rezonatörün toplam yüzey alanı 24.6 mm x 24.6 mm'dir. Mikroşerit çiftleyici tasarımında kullanılacak olması sebebiyle iki adet çok modlu band geçiren filtre devresine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu nedenle aynı uzunluk ve genişliklere sahip yükleme elemanlarının kullanılmasıyla toplam yüzey alanı 20.6 mm x 20.6 mm olarak tasarlanan ÇMF#2 Şekil 5.29(b)'de görüldüğü gibi elde edilmiştir. Bağlı dielektrik sabiti 10.2 ve taban kalınlığı 1.27 mm olan RT/Duroid taban üzerinde simüle edilen filtrelerin frekans cevapları Şekil 5.30'da verilmektedir.

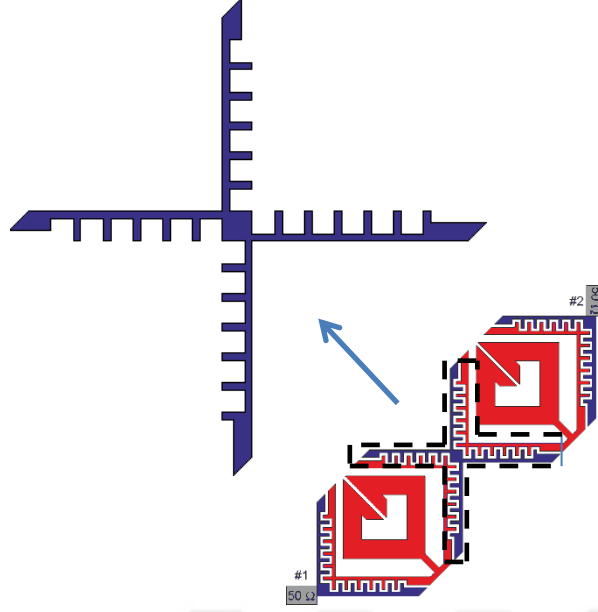


Şekil 5.29: Çok modlu mikroşerit filtre a) ÇMF #1 b) ÇMF#2

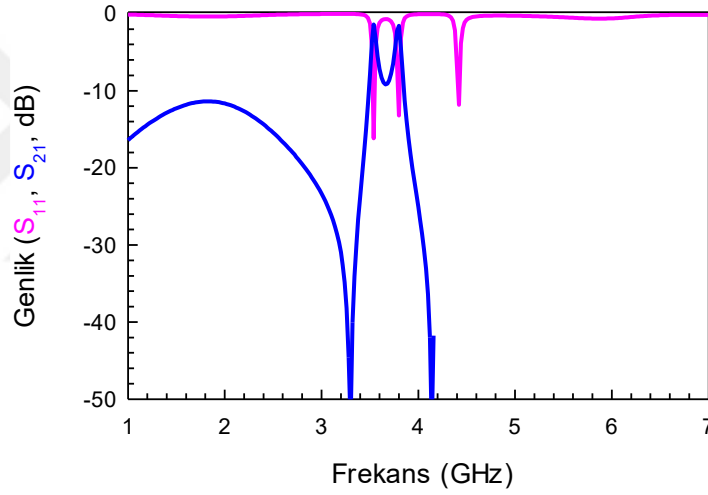


Şekil 5.30: ÇMF #1 ve ÇMF#2 için frekans cevabı

Çok modlu filtreleri elde edebilmek amacıyla rezonatörler arası kuplajı sağlayan kuplaj kollarının şematik gösterimi Şekil 5.31’de verilmektedir. Frekans cevabından görüleceği üzere kuplaj kolunun frekans cevabına etkisi 3GHz’den sonra başlamaktadır. Tasarlamayı hedeflediğimiz çiftleyicinin frekans sahasının yaklaşık olarak 1GHz – 2.5 GHz aralığında olması sebebiyle kuplaj kolunun elektriksel uzunluğunun frekans cevabında ilgili çalışma bölgesinde herhangi bir bozucu etki getirmediği görülmektedir (bkz. Şekil 5.32).

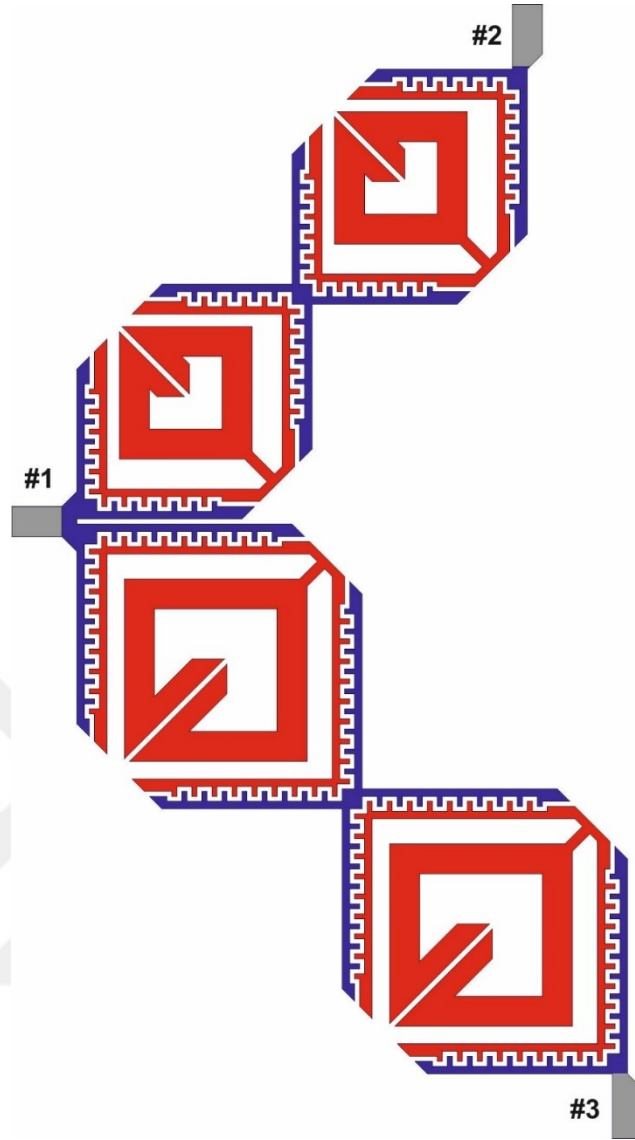


Şekil 5.31: Açık halka rezonatörler arasındaki kuplaj kolları

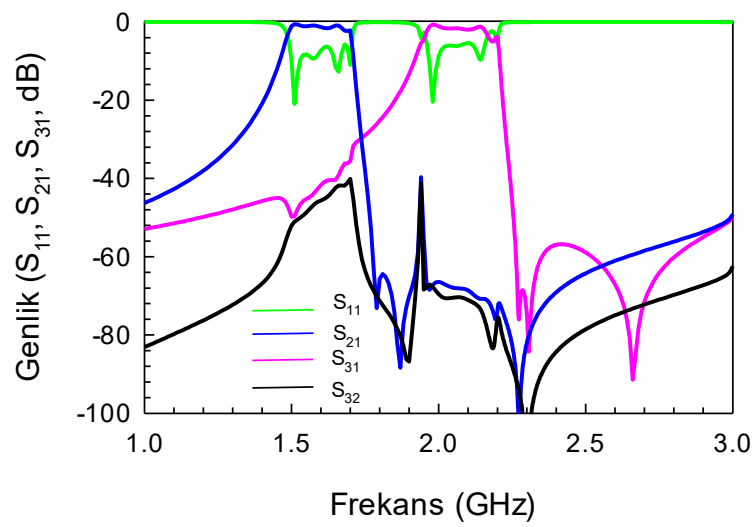


Şekil 5.32: Çok modlu filtre devresinde kullanılan kuplaj kolunun frekans cevabı

Çok modlu filtre konfigürasyonlarının belirlenmesinin ardından filtrelerin belirli aralıklarla uygun biçimde yerleştirilmesi sonucunda mikrodalga çoğullayıcı devresi Şekil 5.33'de görüldüğü gibi oluşturulabilmektedir. Devrenin tasarımında kullanılan her bir filtre boyutu ÇMF#1 ve ÇMF#2 tasarımları için verilen boyutlar ile aynı değerde alınmıştır. Devrenin toplam boyutları 25.2 mm x 45.5 mm'dir. Önerilen bu çiftleyici tasarımında, çok modlu filtrelerin yerleşimi çiftleyici devresi için önemli parametrelerden bir diğeri olan izolasyon seviyesi göz önüne alınarak 2 ve 3 nolu çıkışlar arasındaki mesafe mümkün olduğunca fazla tutulacak şekilde yapılmıştır. Bu sebeple boyut olarak daha büyük olmasına rağmen daha iyi bir izolasyon seviyesine sahip olması sebebiyle daha önce verilen devrelerden farklılık göstermektedir.



Şekil 5.33: Mikrodalga çiftleyici devresi



Şekil 5.34: Mikrodalga çiftleyici devresinin frekans cevabı

Şekil 5.34’de verilen frekans cevabından da görüleceği üzere kayıp seviyeleri yüksek olmasına rağmen 1 GHz’den - 3GHz e uzanan frekans bandı oldukça temizdir ve izolasyon seviyesinin -40dB altında olduğu gözlemlenmektedir. Önerilen yapının mikrodalga çiftleyici devreleri için önemli parametrelerden biri olan kanal seçiciliği oldukça iyidir.

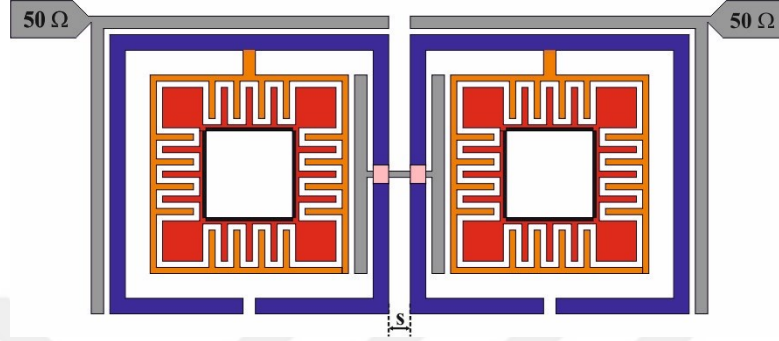
5.4 Karşılıklı Besleme Hattına Sahip Açık Halka Rezonatör ile Mikrodalga Çoğullayıcı Tasarımı

Literatürde yer alan çalışmalar incelendiğinde çok modlu çoğullayıcı yapılarının genellikle dalga kılavuzları aracılığıyla gerçekleştirildiği görülmüştür. Dalga kılavuzları izole bir ortam olması nedeniyle iyi bir iletim (düşük kayıplı) sağlamasına rağmen büyük boyutları nedeniyle diğer sistem elemanları ile adaptasyonu zor olmaktadır. Bu nedenle mikroşerit yapılar ile elde edilebilecek küçük boyutlu, düşük kayıplı, iyi kanal izolasyonuna sahip ve çok modlu çoğullayıcılar dalga kılavuzlarına göre daha cazip bir seçenek olarak sunulabilir.

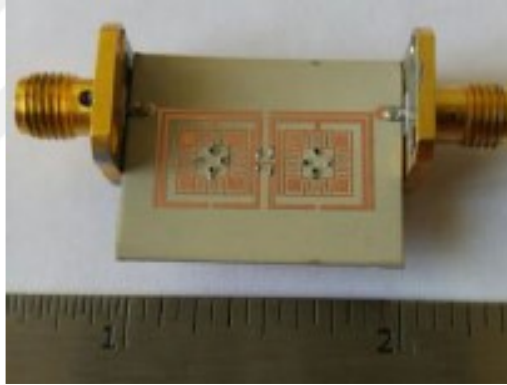
Çiftleyici ve filtre tasarımında kullanılan mikroeşrit açık halka rezonatörlerde dejenere modların uyarımı yükleme elemanından yararlanılarak yapılabilmektedir. Bilindiği üzere, bir açık halka rezonatöre yükleme elemanı eklenmesi ile tek ve çift mod olarak adlandırılan dejenere modlar uyarılabilmektedir. Ayrıca bir açık halka rezonatöre yükleme elemanı eklenmesi durumunda tek mod frekansının çift mod frekansından daha yüksek olması halinde geçme bandının sol tarafında tersi durumunda ise geçme bandının sağ tarafında bir iletim sıfırı yer almaktadır (Hong ve diğ. 2007).

Önceki bölümlerde kullanılan diyagonal beslemeye sahip rezonatörler yerine karşılıklı beslemeye sahip rezonatörler kullanılarak besleme hatlarının bağlantı noktalarının değişiminin avantajından da yararlanabilmek amacıyla bu bölümde yeni bir konfigürasyon önerilmektedir. Karşılıklı besleme hatları ile beslenen açık halka rezonatörde yükleme elemanının kapasitif etkisini arttırmak amacıyla interdigital birim hücrelerden oluşan yeni bir topoloji düzenlenmiştir. Bu şekilde elde edilen bir yükleme elemanı kullanmanın amacı ise arzu edilen boyut indirgemenin gerçekleştirilmesini sağlarken bir taraftan da her bir her bir interdigital parmak uzunluğunun değişimi ile

hassas bir şekilde ayarlanabilir sıfır ve kutuplara sahip olabilecek yüksek dereceli filtreler elde edebilmektedir. Bu özelliklere sahip özdeş rezonatörlerin kuplajlanmasıyla elde edilen filtre konfigürasyonu Şekil 5.35(a)'da verilmektedir. Şekilden görüldüğü gibi rezonatör ve yükleme elemanlarının kuplajlanmasıyla oluşacak olan modlar arasındaki kuplajı arttırmak amacıyla H şekilli bir hat parçası kullanılmıştır.



(a)

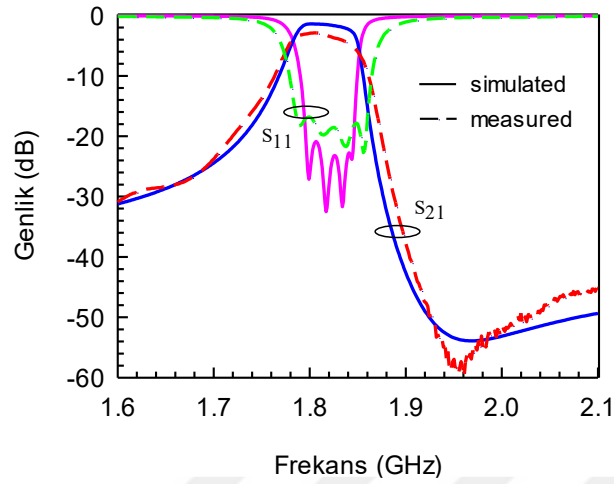


(b)

Şekil 5.35:a) Karşılıklı besleme hatına sahip interdigital yükleme elemanlı açık halka rezonatörlerden oluşan filtre devresi b) üretim fotoğrafı

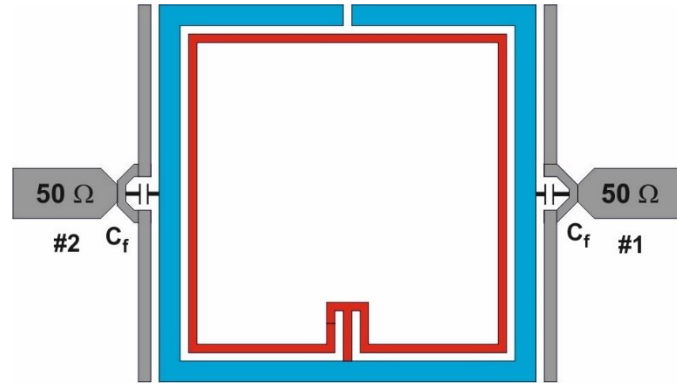
Devrenin doğruluğu ve geçerliliğini ispatlamak amacıyla devre bağlı dielektrik katsayısı 10.2 ve kalınlığı 1.27 mm olan RT/duroid taban üzerinde Şekil 5.35 (b)'de gösterildiği şekilde imal edilmiştir. Karakteristik empedansı 50 Ω olan mikroşerit hatlar tarafından beslenen devrenin toplam yüzey alanı 25.1 mm x 10.1 mm'dir. Devrede her bir interdigital parmak uzunluğu 1.2 mm alınmıştır ve 0.2 mm genişliğindeki parmaklar 0.2 mm aralıklarla yerleştirilmiştir. Şekil 5.36'da devrenin ölçüm ve simülasyon sonuçları karşılaştırılmış ve birbiriyle iyi bir uyum yakaladıkları gözlemlenmiştir. İkisi herbir rezonatörün kendi modu olmak üzere yükleme

elemanlarından gelen iki modun da frekans cevabında rezonans frekanslarına yakın bölgeye ayarlanmasıyla dört modlu filtre edilmektedir (Karpuz ve diğ. 2016).

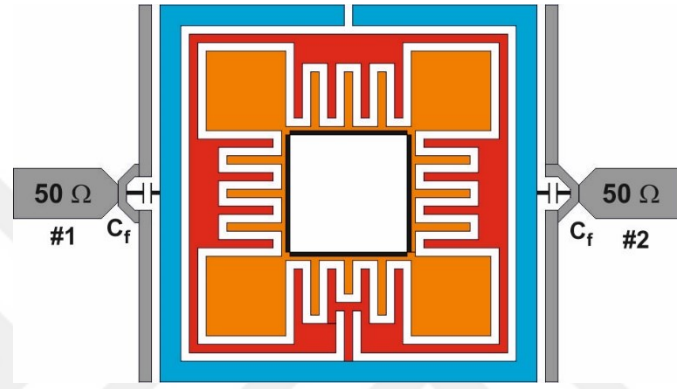


Şekil 5.36: Karşılıklı besleme hatına sahip interdigital yükleme elemanlı açık halka rezonatörlerden oluşan filtre devresi için ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

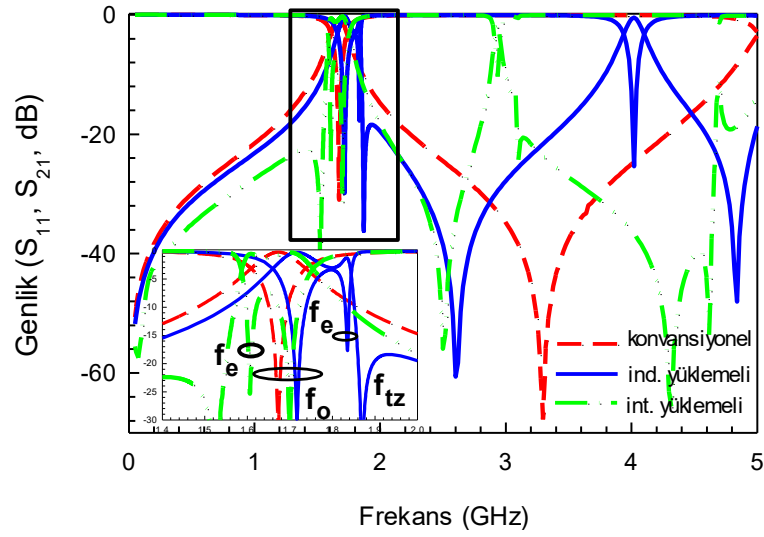
Şekil 5.35(a)'da önerilen açık halka rezonatör konfigürasyonu ile elde edilen filtre devresinde yükleme elemanlarından oluşan modların kuplajını arttırmak amacıyla harici bir H şekilli hat parçası kullanılması gerektiğinden dolayı yükleme elemanının konfigürasyonu yeniden düzenlenmiştir. Yeni bir yükleme elemanı konfigürasyonu ile önerilen mikroşerit açık halka rezonatör devresinin orta noktadan beslenmesi durumunda bölüm başında da verildiği üzere klasik bir yan hatlı filtre cevabı ile örtüşmekte ve bu durum boyut indirgeme açısından oldukça önemli hale gelmektedir. Frekans cevabında ilk geçme bandı değerlendirildiğinde rezonans frekansı $f_0 = v/\lambda_r$ ile belirlenmektedir. Burada v propagasyon sabiti olup hattın birim uzunluğundaki indüktans ve kapasite değerlerinin geometrik ortalaması ya da ışık hızının ortamın efektif dielektrik katsayısının kareköküne bölümü ile elde edilmektedir. λ_r ise rezonatörün toplam çevre uzunluğunun dalga boyu cinsinden değeridir. Rezonatör devresine yükleme elemanı eklenmesi durumunda yükleme elemanının toplam boyutuna bağlı olarak ikinci bir modun daha oluştuğu bilinmektedir. Çift mod olarak adlandırılan bu mod frekansı ise, $f_e = v/\lambda_{yük}$ oranı ile hesaplanabilmektedir. Eşitlikte verilen $\lambda_{yük}$ ise yükleme elemanının toplam çevre uzunluğunun dalga boyu cinsinden değeridir. Bu durumda Şekil 5.37(a)'da görüldüğü üzere orta noktasından karşılıklı beslenen açık halka bir rezonatöre 0.2 mm genişliğindeki indüktif bir yükleme elemanının 1.2 mm uzunluğunda ve 0.2 mm genişliğindeki indüktif bir hat ile rezonatöre bağlanmasıyla elde edilen frekans cevabı Şekil 5.37(c)'de verilmektedir.



(a)



(b)



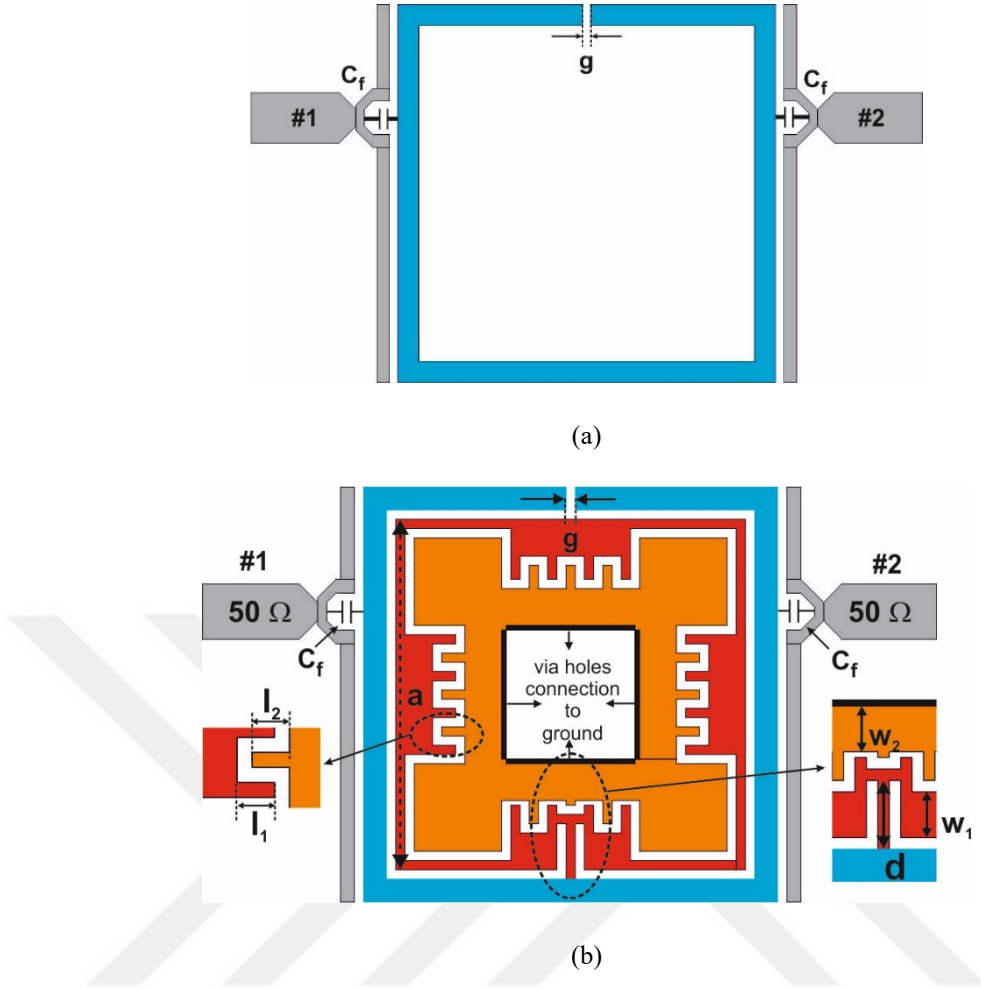
(c)

Şekil 5.37: a) İndüktif yükleme b) İnterdigital yükleme elemanına sahip mikroşerit açık halka rezonatör c) Yükleme elemanına sahip mikroşerit açık halka rezonatör ile konvansiyonel açık halka rezonatörlerin frekans cevabının karşılaştırılması

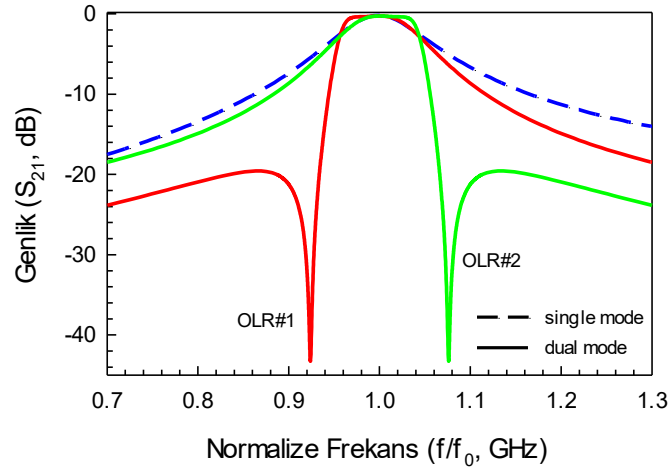
Önerilen yükleme elemanına indüktif yarıklar veya kapasitif birim hücreler eklemek suretiyle yükleme elemanına ait propagasyon hızının düşürülmesiyle yavaş

dalga karakteristiği elde edilerek f_c frekansının sola doğru kaydırılması beklenmektedir. Bu nedenle yükleme elemanı için interdigital birim hücrelerden oluşan ve hattın birim uzunluğundaki kapasitesinin ayarlanmasını sağlayacak Şekil 5.37(b)'de yeni bir konfigürasyon önerilmiştir. Önerilen konfigürasyonda karşılıklı olarak yerleştirilen interdigital parmakların bir tarafı kısa devre edilerek paralel kapasite etkisi elde edilmiştir. Bu sayede hattın birim uzunluğundaki kapasitenin artırılıp azaltılması ile yavaş dalga karakteristiğine sahip olan yükleme elemanının f_c frekansının f_0 frekansından daha düşük ya da yüksek olarak elde edilmesine bağlı olarak iletim sıfırının da (f_{tz}) geçme bandının istenilen bölgesine taşınması sağlanabilmektedir. Eşitlik (2.15)'de verilen tek ve çift mod devre parametreleri cinsinden elde edilen iletim ve yansıma parametreleri değerlendirildiğinde iletim sıfırlarının $Z_{ine} = Z_{ino}$ durumunda elde edildiği gözlemlenmiştir.

Şekil 5.38(a) ve 5.38(b)'de konvansiyonel tek modlu açık halka rezonatör ile önerilen çift modlu rezonatör konfigürasyonları yer almaktadır. Şekillerden de görüleceği üzere aynı boyutlara sahip açık halka rezonatörde mod uyarımını sağlamak amacıyla interdigital birim hücrelerin oluşturduğu kapasitif yükleme elemanı d uzunluğuna sahip indüktif bir hat aracılığıyla rezonatöre bağlanmaktadır. Şekil 5.38(a) ve 5.38(b)'de besleme kollarında bulunan C_f kapasitelerinin amacı ise, interdigital birim hücrelerin kullanılması sebebiyle hedeflenen çoğullayıcı devrelerinde oluşabilecek kuplaj kayıplarını önlemektir. Çift modlu rezonatör devresinde kullanılan kapasitif yükleme elemanında interdigital parmakların herbirinin genişliği ve aralarındaki mesafe 0.2 mm olarak alınmıştır. Herbir interdigital parmak uzunlukluğunun (l_1, l_2) artırılıp azaltılması suretiyle yükleme elemanın kapasitif özelliği değiştirilebilmektedir. Bu noktada önerilen yükleme elemanın en önemli avantajlarından biri herbir interdigital parmak boyutunun ayrı ayrı değiştirilme imkanı olması sebebiyle frekans cevabında oldukça hassas ayarlamaların yapılabilmesidir. Aynı zamanda iletkenlerin genişliklerinin (w_1, w_2) değiştirilmesi aracılığıyla da yükleme elemanın toplam boyutunda herhangi bir değişiklik yapılmaksızın iletim sıfırının geçme bandının bir tarafından diğer tarafına geçirebilmesi mümkün olmaktadır. Önerilen devre konfigürasyonu günümüzün popüler konularından biri olan devre boyutlarının minimuma indirilmesi açısından da oldukça önemli bir katkıda bulunmaktadır.



Şekil 5.38: a) Tek mod rezonatör yapısı b) İnterdigital yükleme elemanlı çift modlu rezonatör yapısı

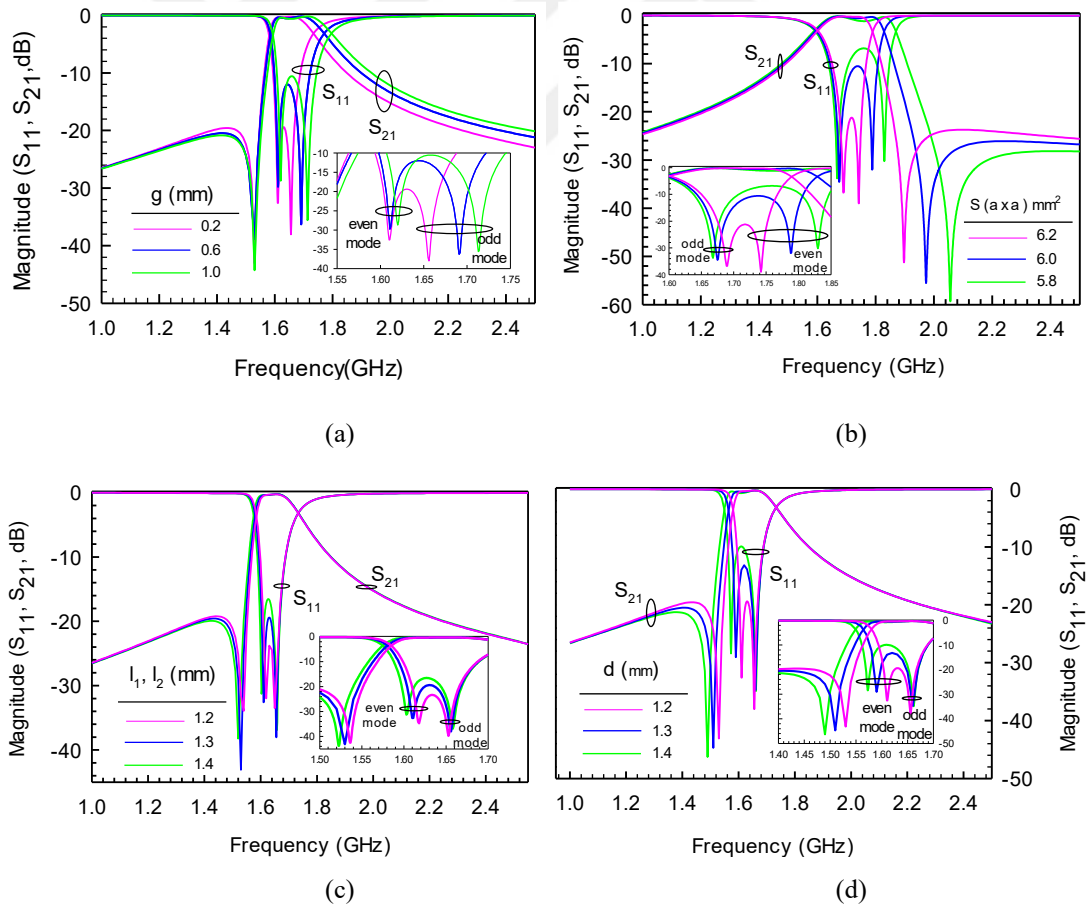


Şekil 5.39: Tek modlu ve çift modlu açık halka rezonatörlerin frekans cevabının karşılaştırılması

Şekil 5.38(a) ve (b)'de konfigürasyonları verilen tek ve çift modlu açık halka rezonatörlerin kalite faktörlerini karşılaştırmak amacıyla araya girme kaybı seviyeleri tek mod rezonans frekansına (f_0) göre normalize edilmiş frekanslarda karşılaştırılmıştır.

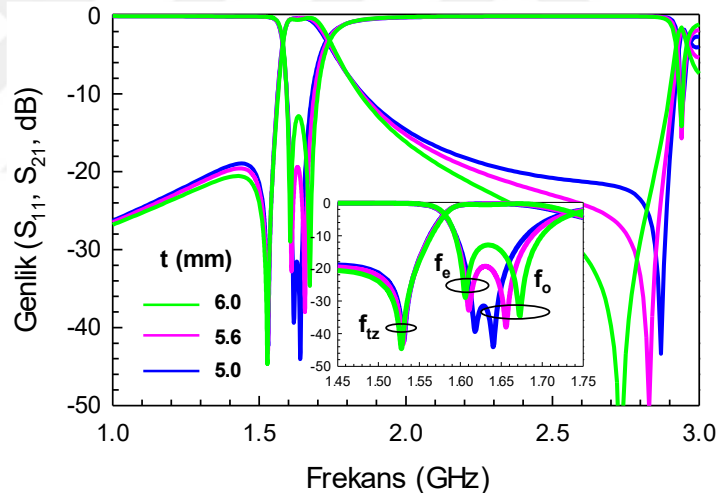
Şekil 5.39’de verilen frekans cevabından da görüleceği üzere çift modlu rezonatör geçme bandının sol/sağ tarafında bir adet iletim sıfırına sahiptir. Kısmi band genişliğine bağlı olarak hesaplanan kalite faktörünün belirlenmesi için band genişliği kullanılması gerekmektedir. Geçme bandının sol ya da sağ tarafında bir iletim sıfırına sahip olan çift modlu rezonatörün tek modlu açık halka rezonatöre oranla daha dar bir band genişliğine sahip olduğu açıkça görülmektedir. Dolayısıyla, konvansiyonel yarım dalga boyu açık halka rezonatör ile kıyaslandığında yükleme elemanına sahip açık halka rezonatör oldukça yüksek kalite faktörüne sahip olmaktadır.

Açık halka rezonatörün temel rezonans frekansı rezonatörün toplam boyutu ile belirlenmektedir ve toplam boyut rezonatör boşluğunun (g) arttırılıp azaltılması suretiyle değiştirilebilmektedir. Bu durum Şekil 5.40(a)’da görüldüğü gibi tek mod olarak adlandırılan mod frekansının değişimini sağlarken, çift mod ve transmisyon sıfırı neredeyse hiç etkilenmemektedir.



Şekil 5.40: Farklı a) g b) S c) l_1 ve l_2 d) d değerlerine göre frekans cevabı değişimi

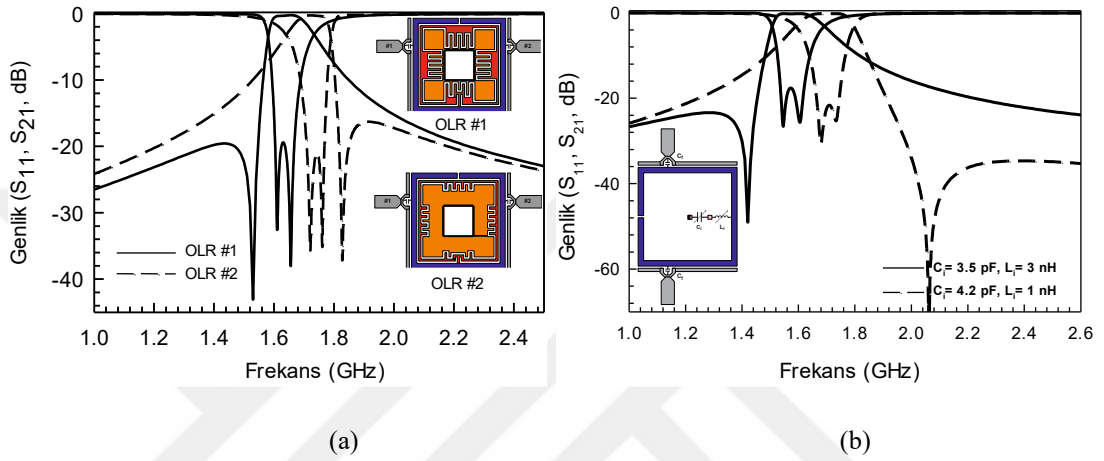
Önerilen rezonatör yapısında yükleme elemanın toplam boyutlarında herhangi bir değişiklik yapılmaksızın, yükleme elemanı ile ilgili parametrelerden olan interdigital parmakların uzunluğu (l_1 , l_2) ve yükleme elemanının rezonatöre bağlanmasını sağlayan indüktif hat uzunluğunun (d) çift mod ve transmisyon sıfırının kontrolünde kullanılabileceği Şekil 5.40(c) ve 5.40(d)'de net bir şekilde görülmektedir. Şekil 5.40(b)'de verilmekte olan frekans cevabından da görüleceği üzere yükleme elemanın toplam boyutunda yapılan değişiklikler de aynı kontrolü sağlamaktadır. Ancak yükleme elemanın kenar uzunluklarının azaltılması suretiyle gerçekleştirilen toplam boyuttaki düşüşün çift mod ve transmisyon sıfırı frekansında meydana getirdiği değişim l_1 ve d parametrelerinin oluşturduğu değişime oranla oldukça hızlıdır. Dolayısıyla frekans cevabında hassas ayarlamaların ya da çok küçük değişimlerin yapılması gerektiği durumlarda interdigital parmak uzunluklarının kullanımı uygun olacaktır. Şekil 5.41'de ise tek mod frekansını etkileyen bir diğer parametrenin besleme hatlarının rezonatöre bağlantı noktası (t) olduğu açıkça görülmektedir.



Şekil 5.41: Farklı t değerlerine göre frekans cevabı değişimi

Önerilen interdigital yükleme elemanın avantajlarından biri de yine toplam boyut değişmeksizin l_1 , l_2 ve d parametreleri ile transmisyon sıfırının geçme bandının istenilen kısmına yerleştirilmesidir. Bu durum özellikle nihai hedefi oluşturan çoğullayıcı tasarımında kanallar arası izolasyon ve seçicilik açısından oldukça önemlidir. Şekil 5.42'de transmisyon sıfırının geçme bandının sol ve sağ tarafında yer almasını sağlayacak olan iki farklı açık halka rezonatör konfigürasyonu verilmektedir. Şekil 5.42(a)'da açık halka rezonatörlerin yükleme elemanının interdigital parmak uzunluklarının ve indüktif hat uzunluğunun artırılması/azaltılması suretiyle kapasitif

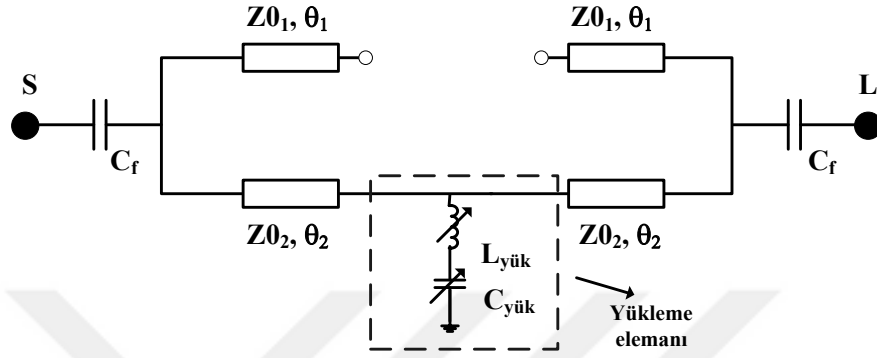
etki artırılarak/azaltılarak çift mod frekansının tek mod frekansından daha düşük/yüksek hale gelmesiyle transmisyon sıfırının geçme bandının sol/sağ tarafına geçtiği açıkça gözlenmektedir. İnterdigital yükleme elemanı, karşılıklı olarak yerleştirilen interdigital parmakların etkisini temsilen bir kapasite ve rezonatöre bağlandığı ince hattı temsilen bir indüktör ile modellenebilir. Bu sebeple transmisyon sıfırının geçme bandının sol/sağ tarafına geçişi Şekil 5.42 (b)'de gösterildiği üzere seri rezonatör devresinin eleman değerlerinin değiştirilmesiyle de sağlanabilmektedir.



Şekil 5.42: a) İnterdigital b) Seri LC yükleme elemanına açık halka rezonatör konfigürasyonları ve frekans cevaplarının karşılaştırılması

Çalışmanın bu bölümünde özellikleri incelenen ve mikroşerit çoğullayıcı tasarımı için kullanılacak olan geçme bandının sol tarafında bir iletim sıfırına sahip iki yansıma sıfırı bulunan çift modlu açık halka rezonatörler ile konfigüre edilmiş filtre karakteristiğine uygun transfer fonksiyonları elde edilerek kuplaj matrisi sentez metodu ile asimetrik frekans cevabının elde edilmesi planlanmıştır. Sentezleme işlemi gerçekleştirilecek olan devrenin tasarım parametreleri şu şekilde sıralanabilir: iki kutuplu filtre, 1.65 GHz merkez frekansına ve %0.091 kısmi band genişliğine sahiptir. 1.53 GHz'de bir iletim sıfırı bulunmaktadır ve geçme bandı içerisinde geri dönüş kaybı seviyesi merkez frekansına göre -24 dB'dir. Bu tasarım parametrelerine sahip olabilecek bir filtre devresi için eşdeğer devre modeli Şekil 5.43'de verilmektedir. Bu parametrelere sahip bir filtre devresine ait başlangıç kuplaj matrisinin elde edilebilmesi için öncelikle uygun rasyonel fonksiyonun seçilmesi gerekmektedir ve bu aşamada teorik model için rasyonel fonksiyon olarak eliptik fonksiyonların kullanılmasının uygun olacağı görülmektedir. Literatürde rasyonel fonksiyonunun

iletim sıfırları ve yansıma kutuplarından oluşturulmasına dair çalışmalar mevcuttur (Lenoir ve diğ. 2006). Lenoir ve arkadaşları tarafından hazırlanan çalışmada bahsedildiği üzere; bir rasyonel fonksiyonun normalize edilmiş iletim ve yansıma sıfırları frekanslarına bağlı olarak pay ve payda polinomlarının oranı şeklinde Eşitlik (5.2)'de gösterildiği formda yazılması mümkündür.



Şekil 5.43: İnterdigital yüklem elemanına sahip açık halka rezonatör için eşdeğer devre modeli

$$R_n(w) = \frac{N_n(w)}{D_n(w)} \quad (5.2a)$$

$$N_n(w) = M(w - w_{p1})(w - w_{p2}) \quad (5.2b)$$

$$D_n(w) = (w - w_{z1}) \quad (5.2c)$$

Önerilen filtre devresinin bir iletim sıfırı ve iki yansıma sıfırı bulunması sebebiyle, yukarıda verilen eşitliklerden görüldüğü üzere rasyonel fonksiyonun kutupları frekans cevabında iletim sıfırlarına, rasyonel fonksiyonunun sıfırları yansıma sıfırlarına karşılık gelmektedir.

Karşılıklı ve simetrik iki kapılı mikrodalga devresinde saçılma parametreleri için,

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (5.3)$$

$$S_{11} = S_{22}, \quad S_{12} = S_{21} \quad (5.4)$$

eşitlikleri yazılabilir. Aynı zamanda filtre devreleri için iletim ve yansıma katsayıları,

$$|S_{21}(jw)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 Rn(w)^2} \quad (5.5a)$$

$$|S_{11}(jw)|^2 = \frac{\varepsilon^2 Rn(w)^2}{1+\varepsilon^2 Rn(w)^2} \quad (5.5b)$$

ε dalgalanma (ripple) faktörü ve $Rn(w)$ rasyonel fonksiyona bağlı olarak yazılırlar. Dalgalanma faktörü geri dönüş kaybı seviyesine (RL) bağlı olarak

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{-0.1RL} - 1}} \quad (5.6)$$

şeklinde hesaplanmaktadır. Rasyonel fonksiyonun seçimi frekans cevabına etki ederek filtre karakteristiğini değiştirebileceği için, rasyonel fonksiyon karakteristik fonksiyon olarak da adlandırılmaktadır.

Bu durumda Eşitlik (5.2)'de verilen $Rn(w)$ karakteristik fonksiyonun (5.5a) ve (5.5b)'de yerine koyulması ile Şekil 5.44'de elde edilen normalize frekans cevabından da görüleceği üzere bir iletim ve iki yansıma sıfırı oluşmaktadır. Bu durumda Tablo 5.1'de verilen normalize iletim ve yansıma sıfırları kullanılarak elde edilen rasyonel fonksiyon,

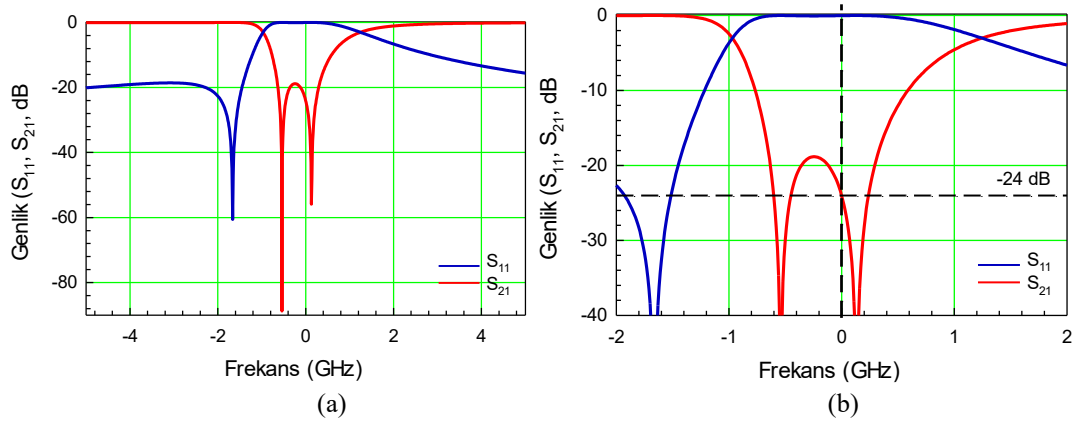
$$Rn(w) = 23.165 \frac{w^2 - 0.407w - 0.72}{w + 1.663} \quad (5.7)$$

şeklinde yazılabilmektedir.

(5.7)'de verilen $Rn(w)$ karakteristik fonksiyonunun (5.5a) ve (5.5b)'de yerine koyulması ile saçılma parametreleri elde edilmektedir. Burada dalgalanma faktörünün (5.6)'de verilen eşitlik ile $RL = -24$ dB değeri için $\varepsilon = 0.063$ olarak hesaplanmasıyla frekans cevabı Şekil 5.44'de gösterildiği gibi çizdirilmektedir.

Tablo 5.1: Önerilen filtre devresinin karakteristik fonksiyonunun oluşturulmasında kullanılan normalize yansıma ve iletim sıfırları

İletim Sıfırları	Yansıma Sıfırları	
w_{z1}	w_{p1}	w_{p2}
-1.633	-0.54	0.133



Şekil 5.44: İkinci dereceden eliptik filtre karakteristiği için a) geniş b) dar band frekans cevabı

Tablo 5.2: İletim ve yansıma katsayılarının s domeninde belirlenen sıfır ve kutup değerleri

	İletim Katsayısı (S_{21})		Yansıma Katsayısı (S_{11})	
Sıfırlar (z)	$-j1.663$		$j0.133$	$-j0.534$
Kutuplar (p)	$\pm 0.366 - j0.908$	$\pm 1.048 + j0.501$	$\pm 0.366 - j0.908$	$\pm 1.048 + j0.501$

Transfer fonksiyonunun elde edilmesinin ardından kuplaj matrisi sentez metodu için gerekli olan adım, saçılma parametrelerini, yansıma ve iletim katsayılarına ait fonksiyonları kullanarak polinomların çarpımı şeklinde ayırabilmektir (Cameron 1999). Eşitlik (5.2b) ve (5.2c)'de verilen karakteristik fonksiyonunun pay ve payda polinomlarının (5.5a) ve (5.5b)'de yerine koyulması ile yansıma ve iletim fonksiyonlarının kutup ve sıfır frekanslarına ulaşılabilir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, $s = j\omega$ olduğu bilgisi göz önüne alınarak fonksiyonların s değişkenine bağlı olarak yazıldığı yani fonksiyonların s domeninde tanımlı olduğudur. Böylece,

$$\varepsilon^2 Nn(s)^2 = 0 \quad (5.8a)$$

$$Dn(s)^2 = 0 \quad (5.8b)$$

$$\varepsilon^2 Nn(s)^2 + Dn(s)^2 = 0 \quad (5.8c)$$

denklemleri ile sırasıyla iletim sıfırları, yansıma sıfırları, iletim ve yansıma kutupları Tablo 5.2'de görüldüğü gibi elde edilebilir. Yansıma ve iletim katsayılarının aynı payda polinomlarına sahip olmaları nedeniyle iletim ve yansıma kutupları birbiri ile aynı olmaktadır.

Önerilen filtre devresinin asimetrik frekans cevabına sahip olması sebebiyle, Tablo 5.2’den görüldüğü üzere iletim ve yansıma sıfırları katlı kök olurken, kutuplar düşey eksene göre simetrik olacak şekilde elde edilmiştir. Bu nedenle sıfır ve kutupları s domeninde belirlenen iletim ve yansıma katsayıları,

$$st21_1(s) = \frac{N1_{st21}(s)}{\epsilon_{21}D1_{st21}(s)} \quad \text{ve} \quad st21_2(s) = \frac{N2_{st21}(s)}{\epsilon_{21}D2_{st21}(s)} \quad (5.9a)$$

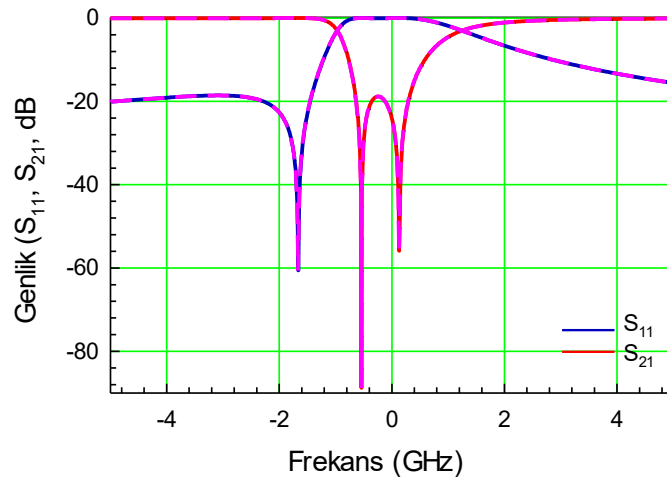
$$st11_1(s) = \frac{N1_{st11}(s)}{\epsilon_{11}D1_{st11}(s)} \quad \text{ve} \quad st11_2(s) = \frac{N2_{st11}(s)}{\epsilon_{11}D2_{st11}(s)} \quad (5.9b)$$

şeklinde fonksiyonların çarpımı halinde yazılabilirler. Bu durumda, ϵ_{21} ve ϵ_{11} katsayılarının (5.10a) ve (5.10b)’de verildiği şekilde yeniden düzenlenmesi gerekmektedir.

$$\epsilon_{21} = \sqrt{\epsilon^2} = \epsilon \quad (5.10a)$$

$$\epsilon_{11} = \sqrt{\epsilon^2/\epsilon^2} = 1 \quad (5.10b)$$

s domeninde sentezleme işlemi ile elde edilen ve (5.8)’de verilmekte olan iletim ve yansıma katsayılarının kullanılmasıyla belirlenen saçılma parametreleri (5.11)’de gösterildiği formda kullanılarak Şekil 5.45’de grafiğe dökülmüş ve rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile karşılaştırılmıştır. Şekilde düz çizgiler rasyonel fonksiyondan, kesikli çizgiler ise sentez polinomlarından elde edilen saçılma parametrelerini temsil etmektedir.



Şekil 5.45: Rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile sentezleme işlemi ile elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması

$$St_{21}(s) = 10 \log |st_{21_1}(s) st_{21_2}(s)| \quad (5.11a)$$

$$St_{11}(s) = 10 \log |st_{11_1}(s) st_{11_2}(s)| \quad (5.11b)$$

Böylece kuplaj matrisi sentez metodunda kullanılmak üzere iletim ve yansıma katsayıları polinomların çarpımı şeklinde yazılmış olur. Saçılma parametrelerine ait polinomların belirlenmesinin ardından literatürde var olan kuplaj matrisi sentez yönteminden faydalanılarak nihai kuplaj matrisi oluşturulacaktır. Cameron tarafından gerçekleştirilen çalışmada, çift kapılı devreler için iletim($S_{21}(s)$) ve yansıma ($S_{11}(s)$) katsayılarının pay ve payda polinomları,

$$F(s) = N_{1_{st11}}(s) = s^2 + j0.407s + 0.0718 \quad (5.12a)$$

$$P(s) = N_{1_{st21}}(s) = s + j1.663 \quad (5.12b)$$

$$E(s) = D_{1_{st21}}(s) = s^2 + (1.414 - j0.407)s + (0.838 - j0.769) \quad (5.12c)$$

olarak bulunmaktadır (Cameron 1999). Denklem (5.12)'den görüldüğü üzere $E(s)$ polinomunun katsayıları kompleks olurken, $F(s)$ ve $P(s)$ polinomlarının katsayıları s 'in kuvveti arttıkça saf reel ve saf imajiner olacak şekilde değişmektedir. Bu aşama çalışmalarda kuplaj matrisi sentezinin başlangıç noktası olarak kabul edilmiş ve çift kapılı mikrodalga devreleri için iletim ($S_{21}(s)$) ve yansıma ($S_{11}(s)$) fonksiyonları (5.12)'de verilmekte olan polinomlar aracılığıyla (5.13)'de gösterildiği gibi tanımlanmıştır.

$$S_{21}(s) = \frac{F(s)}{E(s)} \quad (5.13a)$$

$$S_{11}(s) = \frac{P(s)}{\epsilon_{21} E(s)} \quad (5.13b)$$

Aynı zamanda bu polinomlardan faydalanılarak kısa devre admitans parametreleri ($y_{21}(s)$ ve $y_{22}(s)$) tanımlanabilmektedir. Admittans matrisi bu polinomlar vasıtasıyla Cameron tarafından sunulan çalışma referans gösterilerek türetilabilir (Cameron 2003). Bu çalışmada filtre derecesinin çift olması durumunda kaynak ve yük empedansları 1Ω olan çift kapılı bir devre için,

$$y_{21}(s) = \frac{y_{21}n(s)}{y_{21}d(s)} = \frac{P(s)/\varepsilon_{21}}{m1(s)} \quad (5.14a)$$

$$y_{22}(s) = \frac{y_{22}n(s)}{y_{22}d(s)} = \frac{m1(s)}{n1(s)} \quad (5.14b)$$

şeklinde verilmiştir. Burada,

$$m1(s) = \text{Re}(e_0 + f_0) + j\text{Im}(e_1 + f_1)s + \text{Re}(e_2 + f_2)s^2 + \dots \quad (5.15a)$$

$$n1(s) = j\text{Im}(e_0 + f_0) + \text{Re}(e_1 + f_1)s + j\text{Im}(e_2 + f_2)s^2 + \dots \quad (5.15b)$$

ve e_i ve f_i , $i = 0,1,2, \dots N$ olacak şekilde sırasıyla $E(s)$ ve $F(s)/\varepsilon_{11}$ kompleks fonksiyonlarının katsayılarıdır. Elde edilen e_i ve f_i katsayılarının (5.15a) ve (5.15b)'de yerine koyulması ile elde edilen $m1(s)$ ve $n1(s)$ fonksiyonları (5.16a) ve (5.16b)'de gösterilmektedir.

$$m1(s) = 2s^2 + j0.814s + 0.910 \quad (5.16a)$$

$$n1(s) = 1.414s + j0.769 \quad (5.16b)$$

Admitans matrisini elde etmek için,

$$[Y_N] = \begin{bmatrix} y_{11}(s) & y_{12}(s) \\ y_{21}(s) & y_{22}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{yd(s)} \begin{bmatrix} y_{11}n(s) & y_{12}n(s) \\ y_{21}n(s) & y_{22}n(s) \end{bmatrix} = j \begin{bmatrix} 0 & K_0 \\ K_0 & 0 \end{bmatrix} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{(s - j\lambda_k)} \begin{bmatrix} r_{11k} & r_{12k} \\ r_{21k} & r_{22k} \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

eşitliği kullanılmaktadır (Cameron 2003). Bu eşitliklerde K_0 iletim ve yansıma sıfırlarının birbirine eşit olduğu durumlar dışında sıfır olarak alınır. Eşitlik durumunda ise,

$$jK_0 = \left. \frac{y_{12}n(s)}{yd(s)} \right|_{s=j\infty} \quad (5.18)$$

şeklinde hesaplanmaktadır. $k = 0,1,2, \dots N$ için, r_{21k} ve r_{22k} , $y_{21}(s)$ ve $y_{22}(s)$ polinomlarının rezidüleri olarak bilinir ve kısmi kesir genişlemesi yardımıyla hesaplanabilir. λ_k 'lar ise saf reel özdeğerlerdir ve $y_{21}(s)$ ve $y_{22}(s)$ polinomlarının ortak payda polinomları olan $yd(s)$ polinomunun köklerinin hesaplanması ile bulunur.

Admitans matrisindeki $y_{21}(s)$ ve $y_{22}(s)$ polinomlarının pay polinomları sırasıyla (5.19a), (5.19b)'de ve ortak payda polinomu ise (5.19c)'de verilmektedir.

$$y_{21}(s) = y_{12}(s) = \frac{P(s)}{\varepsilon_{21}} = 0.683s + j1.135 \quad (5.19a)$$

$$y_{22}(s) = y_{22}(s) = n1(s) = 1.414s + j0.769 \quad (5.19b)$$

$$y_d(s) = m1(s) = 2s^2 + j0.814s + 0.910 \quad (5.19c)$$

Bu durumda devreye ait başlangıç kuplaj matrisini belirleyecek olan değerler Tablo 5.3'de özetlenmiştir.

Tablo 5.3: Başlangıç kuplaj matrisinin belirlenmesi için önerilen filtre fonksiyonuna ait özdeğer, rezidüler ve özvektörler

k	Özdeğerler	Rezidüler		Özvektörler	
	λ_k	r_{21k}	r_{22k}	$T_{Nk} = \sqrt{r_{22k}}$	$T_{1k} = \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{22k}}}$
1	0.501	0.524	0.524	0.724	-0.724
2	-0.908	-0.183	0.183	0.428	0.428

Tablo 5.3'de verilen değerlerin (5.20)'da yerine yazılması ile önerilen filtre devresine ait başlangıç kuplaj matrisi elde edilmektedir (Cameron 2003).

$$M = \begin{pmatrix} 0 & T_{11} & T_{12} & K_0 \\ T_{11} & \lambda_0 & 0 & T_{21} \\ T_{12} & 0 & \lambda_1 & T_{22} \\ K_0 & T_{21} & T_{22} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -0.724 & 0.428 & 0 \\ -0.724 & 0.501 & 0 & 0.724 \\ 0.428 & 0 & -0.908 & 0.428 \\ 0 & 0.724 & 0.428 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.20)$$

(5.20)'da verilen kuplaj matrisi kaynak-yük kuplaj şemasına göre oluşturulduğu için ilk satır ve sütunlar kaynak ve son satır ve sütunlar da yük olarak adlandırılır.

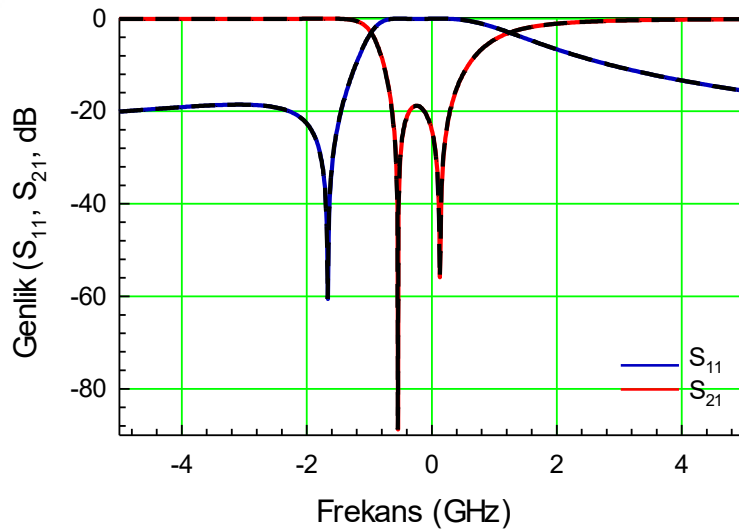
Kaynak-yük kuplajlı 2. dereceden bir filtre düşünüldüğünde, saçılma parametreleri (5.21)'de verilen formüller kullanılarak hesaplanır (Hong ve Lancaster 2001)

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} q_{e4}}} [A]_{41}^{-1} \quad (5.21a)$$

$$S_{11} = \pm \left(1 - \frac{2}{\sqrt{q_{e1}}} [A]_{11}^{-1} \right) \quad (5.21b)$$

Burada, $[A] = [q] + p[U] - j[M]$ şeklinde hesaplanan matristir. Bu denklemlerdeki, $[q]$ matrisi $q_{11}=1/q_{e1}$ ve $q_{22}=1/q_{e2}$ dışında tüm elemanları sıfır olan bir kare matris, p elemanı $j\omega$ ile tanımlı frekans değişkeni ve $[U]$ ilk ve son elemanı sıfır olan birim matrisi temsil etmektedir.

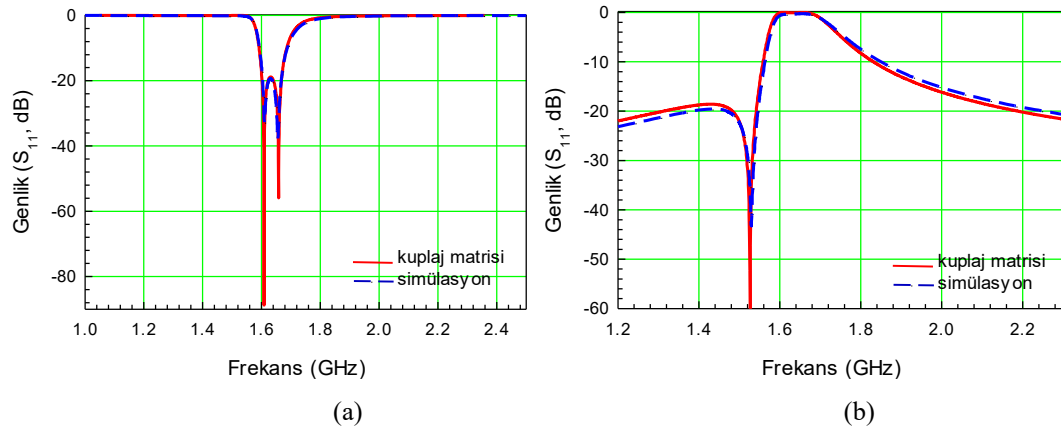
Sonuç olarak, elde edilen kuplaj matrisine ait saçılma parametreleri rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile karşılaştırmalı olarak Şekil 5.46'da verilmektedir. Frekans cevabından görüleceği üzere geçme bandının sol tarafında bir iletim sıfırına sahip 2. dereceden filtre cevabı elde edilmiştir. Şekilde düz çizgiler rasyonel fonksiyondan, kesikli çizgiler ise kuplaj matrisi sentez metodu ile elde edilen saçılma parametrelerini temsil etmektedir.



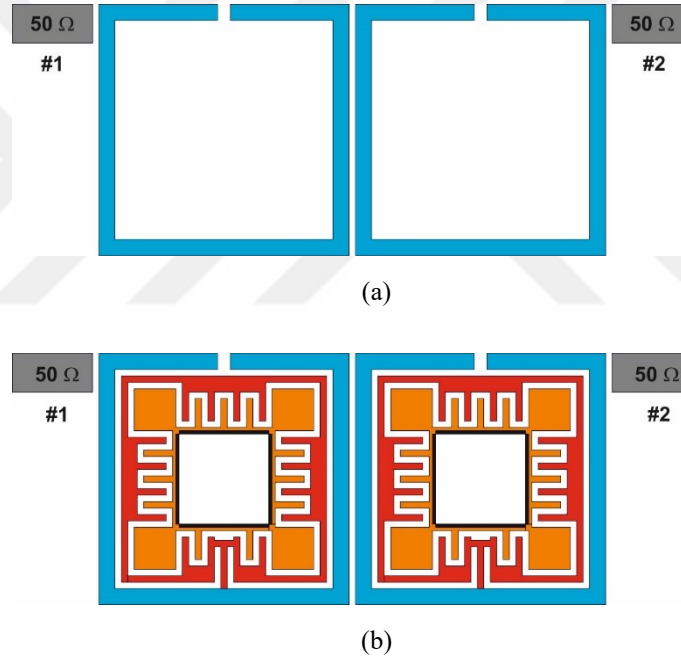
Şekil 5.46: Kuplaj matrisi ve rasyonel fonksiyondan elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması

Tasarım parametreleri yukarıda verilen ve teorik sentez işlemi gerçekleştirilen çift modlu rezonatör devresi tam dalga elektromanyetik simülasyon programı yardımıyla tasarlanarak elde edilen frekans cevabının doğruluğunu göstermek amacıyla, kuplaj matrisi sentez metodu ile elde edilen frekans cevabı frekans dönüşüm tekniklerinden yararlanılarak gerçek frekanslara geçiş yapılmak suretiyle Şekil 5.47'de

karşılaştırılmıştır. Şekilden de görüleceği üzere sonuçlar birbiri ile oldukça uyumludur.



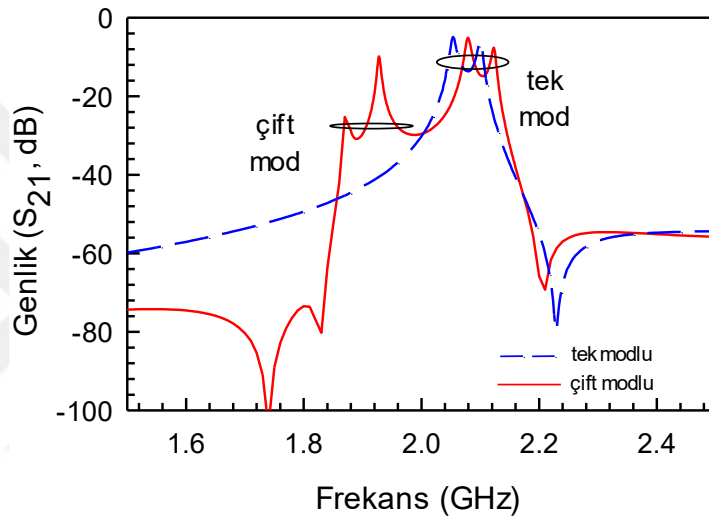
Şekil 5.47: Çift modlu rezonatörün teorik ve simülasyon cevaplarının karşılaştırılması a) S_{11} b) S_{21}



Şekil 5.48: İki özdeş a) tek b) çift modlu rezonatörün zayıf kuplaj altındaki gösterimi

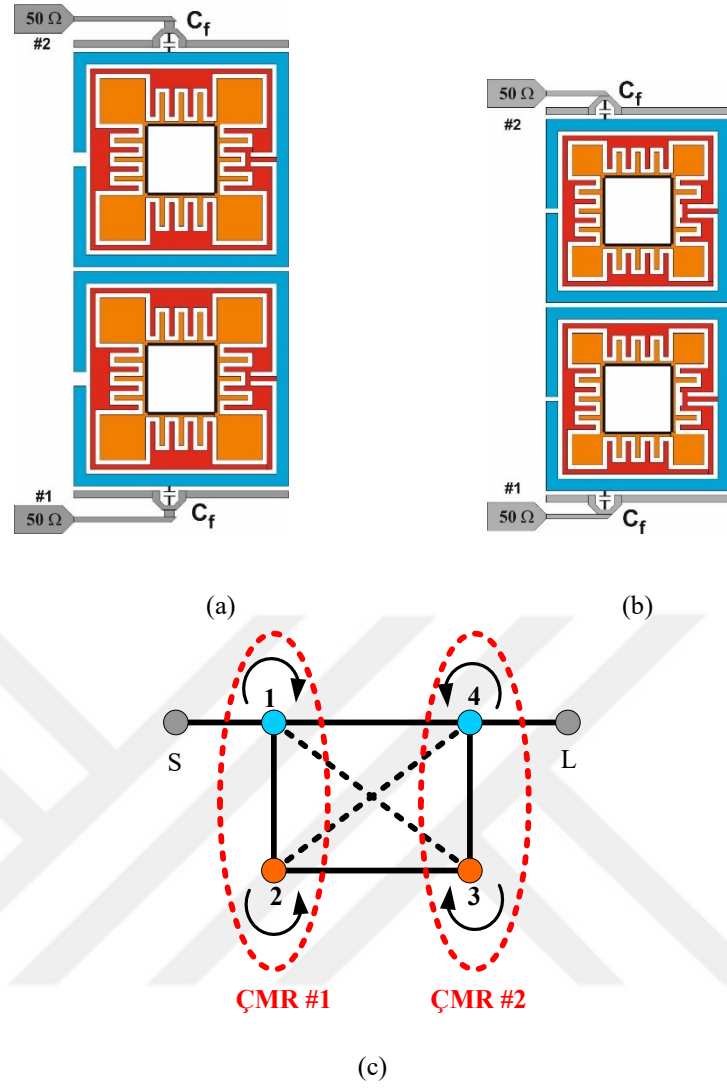
Simülasyon çalışmalarının bir sonraki aşamasında interdigital yükleme elemanına sahip açık halka rezonatörlerin yukarıda bahsedilen özelliklerinden faydalanılarak iki özdeş çift modlu açık halka rezonatörün uygun aralık ile kuplajlanması sonucunda dört modlu band geçiren filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada ilk önce tek modlu iki özdeş rezonatör zayıf kuplaj altında incelenmiş ve bu durumda beklenildiği üzere frekans cevabında iki modun olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca tek modlu rezonatörlerin Şekil 5.48(a)'da verildiği gibi

kuplajlanmasıyla Şekil 5.49’da gösterilmekte olan frekans cevabında geçme bandının sağ tarafında bir transmisyon sıfırı olduğu görülmüştür. Benzer şekilde iki özdeş çift modlu rezonatörün zayıf kuplaj altındaki konfigürasyonu Şekil 5.48(b)’de verilmektedir. Beklenildiği üzere iki **Çift Modlu Rezonatörün (ÇMR)** kuplajlanması ile dört mod elde edilmiştir. Şekil 5.49’da verilen frekans cevabı incelendiğinde tek modlu rezonatörlerin kuplajlanması ile elde edilen bir adet transmisyon sıfırı dışında, çift mod frekansının tek mod frekansından daha düşük olması sebebi ile geçme bandının sol tarafında iki adet transmisyon sıfırı daha olduğu gözlemlenmektedir.

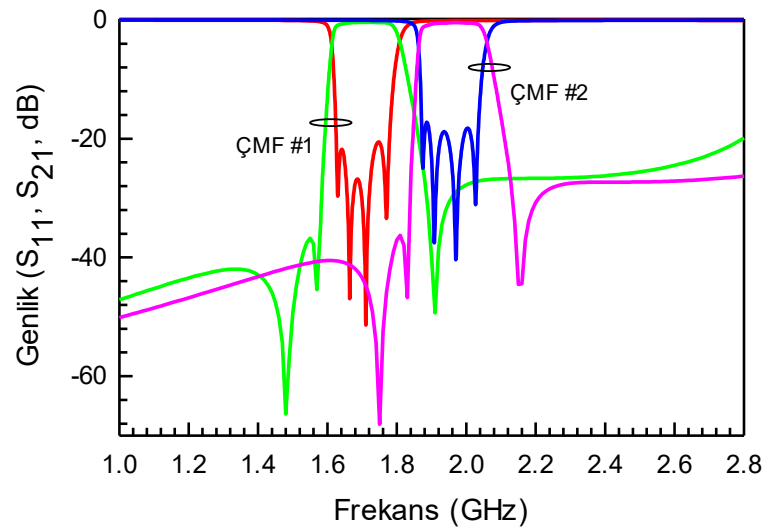


Şekil 5.49: İki özdeş tek/çift modlu rezonatörün zayıf kuplaj altında elde edilen frekans cevabı

Zayıf kuplaj altında yapılan inceleme sonucunda yükleme elemanına sahip açık halka rezonatörün **Çok Modlu Filtre (ÇMF)** tasarımında kullanılabileceği görülmüştür. Bu durum filtre tasarımında kullanılacak olan rezonatör sayısının azaltılmasını dolayısıyla devre boyutlarında minyatürizasyonu sağlamaktadır. Şekil 5.50(a) ve 5.50(b)’de interdigital yükleme elemanına sahip açık halka rezonatörlerin kullanılması ile oluşturulan ÇMF#1 ve ÇMF#2 tasarımları verilmektedir. ÇMF#1 ve ÇMF#2 tasarımlarında toplam yüzey alanı sırasıyla 9.0 mm x 9.0 mm ve 7.8 mm x 7.8 mm’dir. Herbir interdigital parmak uzunluğu ÇMF#1’de 1.2 mm ve ÇMF#2’de 0.9 mm, yükleme elemanını rezonatöre bağlayan indüktif hat uzunluğu ise sırasıyla 1.1 ve 1.3 mm’dir. Önerilen her iki devrede de interdigital parmakların genişliği 0.2 mm, interdigital parmaklar arasındaki mesafe 0.2 mm’dir. ÇMF#1’de rezonatör boşluğu 0.6 mm iken, ÇMF#2’de 0.2 mm olarak alınmıştır.



Şekil 5.50: a) ÇMF#1 b) ÇMF#2 konfigürasyonları c) ÇMF#1 ve ÇMF #2 için kuplaj diyagramı



Şekil 5.51: ÇMF#1 ve ÇMF#2 için frekans cevapları

Şekil 5.51’da ÇMF#1 ve ÇMF#2 için tam dalga elektromanyetik simülör programı ile elde edilen frekans cevapları gösterilmektedir. Frekans cevaplarından görüleceği üzere her iki filtre de geçme bandının sol tarafında iki ve geçme bandının sağ tarafında bir adet olmak üzere toplam üç iletim sıfırı ve dört yansıma sıfırına sahiptir. Dört modlu filtre tasarımı için oluşturulan ÇMF#1 ve ÇMF#2 konfigürasyonlarında çift mod frekansının tek mod frekansından daha düşük olması sebebiyle geçme bandının sol tarafında yer alan iletim sıfırları yüklem elemanları aracılığıyla oluşmakta iken, geçme bandının sağ tarafında yer alan sıfır ise rezonatörlerin kuplajlanması ile ortaya çıkmaktadır. Her iki konfigürasyonda da geçme bandının her iki tarafında iletim sıfırı bulunması ve filtrelerin çok modlu olması filtrelerin seçiciliğini oldukça arttırmaktadır.

Mikroşerit çoğullayıcı tasarımında kullanılan, geçme bandının sol tarafında iki ve sağ tarafında bir adet olmak üzere üç iletim sıfırına sahip, dört yansıma sıfırı bulunan filtrenin tasarım parametreleri şu şekilde sıralanabilir:, 1.957 GHz merkez frekansına ve %10.2 kısmı band genişliğine sahip dört kutuplu filtrenin iletim sıfırlarına ait frekans değerleri 1.75GHz, 1.83 GHz ve 2.155 GHz olarak belirlenmiştir ve geçme bandı içerisinde geri dönüş kaybı seviyesi merkez frekansına göre -24 dB’dir. Bu tasarım parametrelerine sahip olabilecek bir filtre devresi için örnek bir tasarım konfigürasyonu Şekil 5.50(b)’de ÇMF#2 konfigürasyonu olarak verilmiştir. Kuplaj matrisi sentez metodu ile asimetrik frekans cevabını elde etmek amacıyla, sentezleme işlemi gerçekleştirilecek olan filtre devresi için öncelikle uygun rasyonel fonksiyonun seçilmesi gerekmektedir ve bu aşamada dört kutuplu filtre devresi için rasyonel fonksiyon olarak eliptik fonksiyonların kullanılmasının uygun olacağı görülmektedir. Bu durumda önerilen filtre tasarımı için rasyonel fonksiyonun normalize edilmiş iletim ve yansıma sıfırları frekanslarına bağlı olarak pay ve payda polinomlarının oranı şeklinde Lenoir ve arkadaşları tarafından sunulan çalışmada verilen forma dayalı olarak (5.22)’de gösterildiği gibi yazılması mümkündür (Lenoir ve diğ. 2006).

$$R_n(w) = \frac{N_n(w)}{D_n(w)} \quad (5.22a)$$

$$N_n(w) = M(w - w_{p1})(w - w_{p2})(w - w_{p3})(w - w_{p4}) \quad (5.22b)$$

$$Dn(w) = (w - w_{z1})(w - w_{z2})(w - w_{z3}) \quad (5.22c)$$

Önerilen filtre devresinin üç iletim sıfırı ve dört yansıma sıfırı bulunması sebebiyle, yukarıda verilen eşitliklerden de görüldüğü üzere rasyonel fonksiyonun kutupları frekans cevabında iletim sıfırlarına, rasyonel fonksiyonunun sıfırları yansıma sıfırlarına karşılık gelmektedir. Bu nedenle (5.22)'de verilmekte olan, $Rn(w)$ karakteristik fonksiyonun (5.5a) ve (5.5b)'de yerine koyulması ile elde edilen normalize frekans cevabında da üç iletim ve dört yansıma sıfırı olduğu açıkça görülmektedir. Bu durumda rasyonel fonksiyonun Tablo 5.4'de verilen normalize iletim ve yansıma sıfırları kullanılarak (5.23)'de verildiği formda yazılması mümkündür.

$$Rn(w) = 1209 \frac{w^4 - 0.653 w^3 - 0.427 w^2 + 0.237 w + 0.058}{w^3 + 2.003 w^2 + 4.049 w - 7.064} \quad (5.23)$$

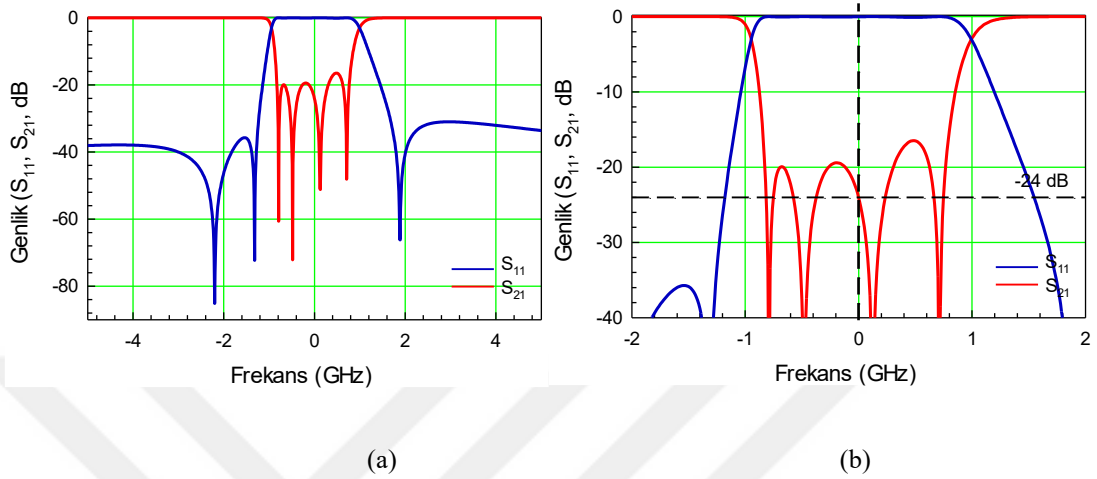
Tablo 5.4: Dört modlu filtre devresinin karakteristik fonksiyonunun oluşturulmasında kullanılan normalize yansıma ve iletim sıfırları

İletim Sıfırları			Yansıma Sıfırları			
w_{z1}	w_{z2}	w_{z3}	w_{p1}	w_{p2}	w_{p3}	w_{p4}
-2.197	-1.319	1.885	-0.79	-0.48	0.125	0.713

(5.23)'de verilen $Rn(w)$ karakteristik fonksiyonunun (5.5a) ve (5.5b)'de yerine koyulması ile saçılma parametreleri elde edilmektedir. Burada dalgalanma faktörünün (5.6)'da verilen eşitlik ile $RL = -24$ dB değeri için $\varepsilon = 0.063$ olarak hesaplanmasıyla frekans cevabı Şekil 5.52'de gösterildiği gibi çizdirilmektedir.

Başlangıç kuplaj matrisini elde etmek için transfer fonksiyonunun belirlenmesinin ardından yapılması gereken işlem adımı saçılma parametrelerinin, yansıma ve iletim katsayılarına ait fonksiyonların kullanılmasıyla polinomlar şeklinde ayrılmasıdır. Bu sentezleme işlemini gerçekleştirmek için, (5.23)'de verilen karakteristik fonksiyonun (5.5a) ve (5.5b)'de yerine yerleştirilerek yansıma ve iletim fonksiyonlarının kutup ve sıfır frekanslarına ulaşılması gerekmektedir. Bu sebeple yansıma ve iletim fonksiyonlarında w yerine imajiner frekans bileşeni olan s ($s = jw$) koyulmasıyla fonksiyonların s domeninde tanımlı olması sağlanmalıdır. $s = jw$

dönüşümü sonucunda yansıma ve iletim fonksiyonlarının pay ve payda polinomlarının (5.8a), (5.8b) ve (5.8c)'de verilen forma dönüşmesi ile elde edilen denklemlerin çözümleri Tablo 5.5'de verilen iletim sıfırları, yansıma sıfırları, iletim ve yansıma kutuplarının belirlenmesini sağlamaktadır.



Şekil 5.52: Üç iletim sıfırına sahip dördüncü dereceden eliptik filtre karakteristiği için frekans cevabı
a) Geniş band b) Dar band

Tablo 5.5: İletim ve yansıma katsayılarının s domeninde belirlenen sıfır ve kutup değerleri

	İletim Katsayısı (S_{21})	Yansıma Katsayısı (S_{11})
Sıfırlar (z)	$-j2.197, -j1.319, j1.885,$ $-j2.197, -j1.319, j1.885$	$j0.125, j0.713, -j0.790, -j0.480,$ $j0.125, j0.713, -j0.790, -j0.480$
Kutuplar (p)	$\pm 0.708 + j0.217, \pm 0.481 - j0.651,$ $\pm 0.124 - j0.924, \pm 0.254 + j0.925$	$\pm 0.708 + j0.217, \pm 0.481 - j0.651,$ $\pm 0.124 - j0.924, \pm 0.254 + j0.925$

Tablo 5.5'den görüldüğü üzere önerilen filtre devresinin s domenindeki iletim ve yansıma katsayıları fonksiyonlarının çözülmesi ile iletim ve yansıma sıfırları katlı kök olurken, kutuplar düşey eksene göre simetrik olacak şekilde elde edilmiştir. Önerilen filtre devresinin asimetrik bir frekans cevabına sahip olması sebebiyle sıfır ve kutupları s domeninde belirlenen iletim ve yansıma katsayıları,

$$st21_1(s) = \frac{N1_{st21}(s)}{\epsilon_{21}D1_{st21}(s)} \quad ve \quad st21_2(s) = \frac{N2_{st21}(s)}{\epsilon_{21}D2_{st21}(s)} \quad (5.24a)$$

$$st11_1(s) = \frac{N1_{st11}(s)}{\epsilon_{11}D1_{st11}(s)} \quad \text{ve} \quad st11_2(s) = \frac{N2_{st11}(s)}{\epsilon_{11}D2_{st11}(s)} \quad (5.24b)$$

şeklinde fonksiyonlar halinde yazılabilirler. Bu durumda, ϵ_{21} ve ϵ_{11} katsayılarının (5.25a) ve (5.25b) verildiği şekilde yeniden düzenlenmesi gerekmektedir.

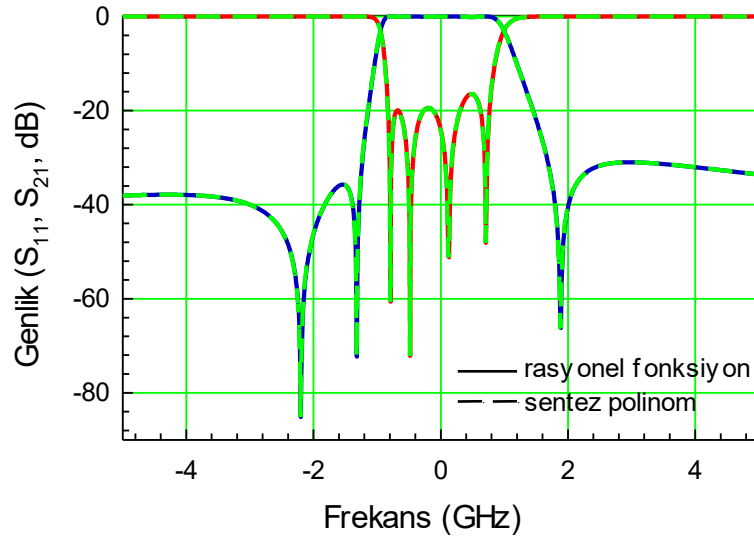
$$\epsilon_{21} = \sqrt{\epsilon^2} = \epsilon \quad (5.25a)$$

$$\epsilon_{11} = \sqrt{\epsilon^2/\epsilon^2} = 1 \quad (5.25b)$$

s domeninde sentezleme işlemi ile elde edilen ve (5.24)'de verilmekte olan iletim ve yansıma katsayılarının kullanılmasıyla belirlenen saçılma parametreleri (5.26)'da gösterildiği formda kullanılarak Şekil 5.53'de grafiğe dökülmüş ve rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile karşılaştırılmıştır.

$$St21(s) = 10\log|st21_1(s) st21_2(s)| \quad (5.26a)$$

$$St11(s) = 10\log|st11_1(s) st11_2(s)| \quad (5.26b)$$



Şekil 5.53: Rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile sentezleme işlemi ile elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması

Böylece kuplaj matrisi sentez metodunda kullanılmak üzere iletim ve yansıma katsayıları polinomların çarpımı şeklinde yazılmış olur. Çift kapılı devreler için kuplaj

matrisi sentez yönteminin başlangıç adımı olan iletim ve yansıma katsayılarının polinomları önerilen filtre devresi için,

$$F(s) = N1_{st11}(s) = s^4 + j0.433s^3 + 0.596s^2 + j0.205s + 0.034 \quad (5.27a)$$

$$P(s) = N1_{st21}(s) = s^3 + j1.661s^2 + 3.73s + j5.463 \quad (5.27b)$$

$$E(s) = D1_{st21}(s) = s^4 + (1.567 + j0.433)s^3 + (1.818 + j0.640)s^2 + (1.184 + j0.662)s + (0.384 + j0.374) \quad (5.27c)$$

olarak hesaplanmıştır (Cameron 1999). (5.27)'de görüldüğü üzere $E(s)$ polinomunun katsayıları kompleks olurken, $F(s)$ ve $P(s)$ polinomlarının katsayıları s 'in kuvveti arttıkça saf reel ve saf imajiner olacak şekilde değişir. Kısa devre admitans parametreleri iletim ve yansıma katsayılarının polinomları kullanılarak belirlenir. Admitans matrisi bulunması için öncelikle $E(s)$ ve $F(s)/\varepsilon_{11}$ kompleks fonksiyonlarının katsayılarının oluşturduğu ve (5.28)'de verilen $m1(s)$ ve $n1(s)$ polinomları,

$$m1(s) = 2s^4 + j0.866s^3 + 2.414s^2 + j0.866s + 0.418 \quad (5.28a)$$

$$n1(s) = 1.567s^3 + j0.640s^2 + 1.184s + j0.374 \quad (5.28b)$$

olarak hesaplanmaktadır. (5.17)'de verilen eşitliklerde K_0 iletim ve yansıma sıfırlarının birbirine eşit olmaması sebebiyle sıfır olarak alınmaktadır. Yine (5.17)'de verilen admitans matrisindeki $y_{21}(s)$ ve $y_{22}(s)$ polinomlarının pay polinomları sırasıyla (5.29a), (5.29b)'de ve ortak payda polinomu ise (5.29c)'de verilmektedir.

$$y_{21}n(s) = y_{12}n(s) = \frac{P(s)}{\varepsilon_{21}} = 0.098s^3 + j0.16s^2 + 0.366s + j0.535 \quad (5.29a)$$

$$y_{22}n(s) = y_{22}n(s) = n1(s) = 1.567s^3 + j0.640s^2 + 1.184s + j0.374 \quad (5.29b)$$

$$y_d(s) = m1(s) = 2s^4 + j0.866s^3 + 2.414s^2 + j0.866s + 0.418 \quad (5.29c)$$

Tablo 5.6: Dört modlu band geçiren filtre fonksiyonuna ait özdeğer,rezidü ve özvektör değerleri

k	Özdeğerler	Rezidüler		Özvektörler	
	λ_k	r_{21k}	r_{22k}	$T_{Nk} = \sqrt{r_{22k}}$	$T_{1k} = \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{22k}}}$
1	0.289	0.338	0.338	0.581	-0.581
2	-0.725	-0.235	0.235	0.485	0.485
3	-0.997	0.078	0.078	0.28	-0.28
4	0.999	-0.132	0.132	0.363	0.363

Bu durumda devreye ait başlangıç kuplaj matrisini belirleyecek olan değerler Tablo 5.6’da özetlenmektedir. Tabloda verilen değerlerin (5.30)’da yerine yazılması ile önerilen filtre devresine ait başlangıç kuplaj matrisi elde edilmektedir (Cameron 2003).

$$M_{ilk} = \begin{pmatrix} 0 & T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} & K_0 \\ T_{11} & \lambda_1 & 0 & 0 & 0 & T_{41} \\ T_{12} & 0 & \lambda_2 & 0 & 0 & T_{42} \\ T_{13} & 0 & 0 & \lambda_3 & 0 & T_{43} \\ T_{14} & 0 & 0 & 0 & \lambda_4 & T_{44} \\ K_0 & T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -0.581 & 0.485 & -0.28 & 0.363 & 0 \\ -0.581 & 0.29 & 0 & 0 & 0 & 0.581 \\ 0.485 & 0 & -0.725 & 0 & 0 & 0.485 \\ -0.28 & 0 & 0 & -0.997 & 0 & 0.28 \\ 0.363 & 0 & 0 & 0 & 0.999 & 0.363 \\ 0 & 0.581 & 0.485 & 0.28 & 0.363 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.30a)$$

$$M = \begin{pmatrix} 0 & 0.885 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.885 & -0.025 & 0.002 & -0.679 & 0.054 & 0 \\ 0 & 0.002 & -0.446 & -0.491 & -0.576 & 0 \\ 0 & -0.679 & -0.491 & 0.028 & 0.258 & 0 \\ 0 & 0.054 & -0.576 & 0.258 & 0.006 & 0.082 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.082 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.30b)$$

(5.30)’da verilen kuplaj matrisi kaynak-yük kuplaj şemasına göre oluşturulduğu için ilk satır ve sütunlar kaynak ve son satır ve sütunlar da yük olarak adlandırılır. Verilen M kuplaj matrisinde sıfır dışındaki diğer tüm elemanlar rezonaötürün bir modu ile diğer bir modu arasında kuplaj olduğu anlamına gelmektedir. Bu durumda başlangıç kuplaj matrisine benzerlik dönüşümü uygulanmak suretiyle devrenin kuplaj şemasına uygun olan matrisin elde edilmesi beklenmektedir. Benzerlik dönüşümü, matrisin tüm özdeğer ve özvektörlerin aynı kalmasını sağladığından dönüştürülmüş kuplaj matrisi ile yine aynı yansıma ve iletim karakteristiği elde edilebilmektedir (Cameron 1999). Bu sebeple Şekil 5.39(c)’de çok modlu filtreler için verilen kuplaj diyagramına uygun olacak şekilde yeni bir M kuplaj matrisi elde edebilmek suretiyle başlangıç matrisine uygulanan benzerlik dönüşümü

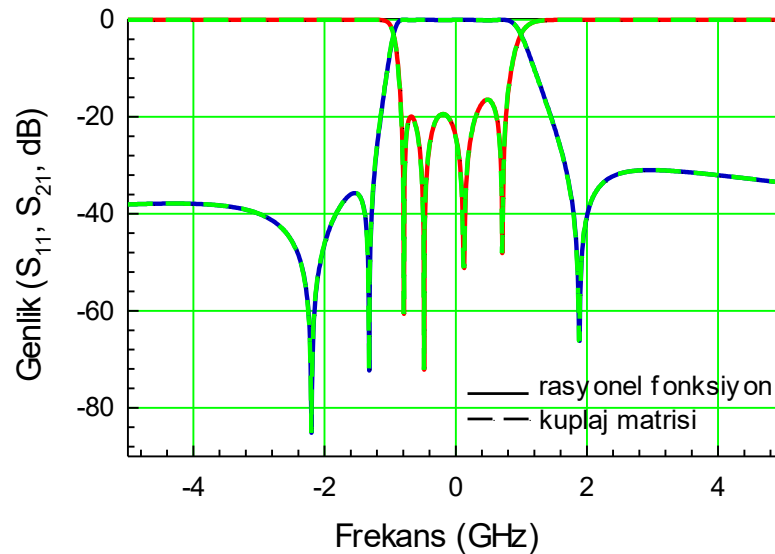
sonucu elde edilen matris (5.30b)'de verildiği şekilde bulunmaktadır. Kaynak-yük kuplajlı 4. dereceden bir filtre düşünüldüğünde, saçılma parametreleri (5.31)'de verilen formüller kullanılarak hesaplanır (Hong ve Lancaster 2001).

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} q_{e6}}} [A]_{61}^{-1} \quad (5.31a)$$

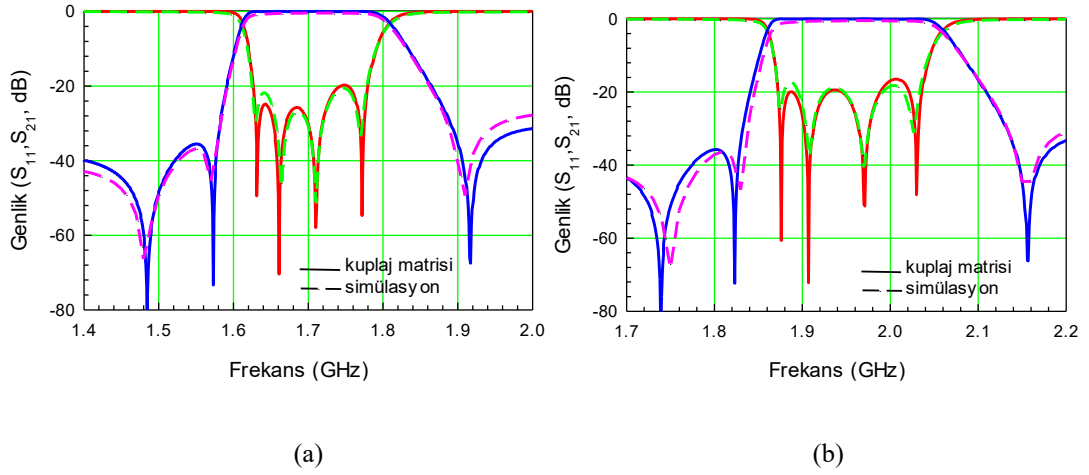
$$S_{11} = \pm \left(1 - \frac{2}{\sqrt{q_{e1}}} [A]_{11}^{-1} \right) \quad (5.31b)$$

Burada, $[A] = [q] + p[U] - j[M]$ şeklinde hesaplanan matristir. Bu denklemlerdeki, $[q]$ matrisi $q_{11}=1/q_{e1}$ ve $q_{66}=1/q_{e6}$ dışında tüm elemanları sıfır olan bir kare matris, p elemanı $j\omega$ ile tanımlı frekans değişkeni ve $[U]$ ilk ve son elemanı sıfır olan birim matrisi temsil etmektedir (Cameron 1999).

Sonuç olarak, elde edilen kuplaj matrisine ait saçılma parametreleri rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile karşılaştırmalı olarak Şekil 5.54'de verilmektedir. Frekans cevabından görüleceği üzere geçme bandının sol tarafında iki ve sağ tarafında bir olmak üzere üç iletim sıfırına sahip dördüncü dereceden filtre cevabı elde edilmiştir.



Şekil 5.54: Rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile kuplaj matrisi sentez yöntemi ile elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması



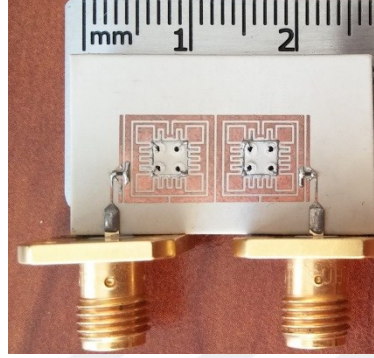
Şekil 5.55: a) ÇMF#1 ve b) ÇMF#2 için teorik ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

ÇMF#1 ve ÇMF#2 için teorik ve simülasyon çalışmalarından elde edilen frekans cevapları Şekil 5.55’de karşılaştırılmıştır ve sonuçlarının birbiri ile oldukça iyi bir uyum içinde oldukları gözlemlenmiştir. Şekilde düz çizgiler kuplaj matrisi sentez metodu ile elde edilen ve kesikli çizgiler de simülasyon sonuçlarından elde edilen frekans cevaplarını göstermektedir.

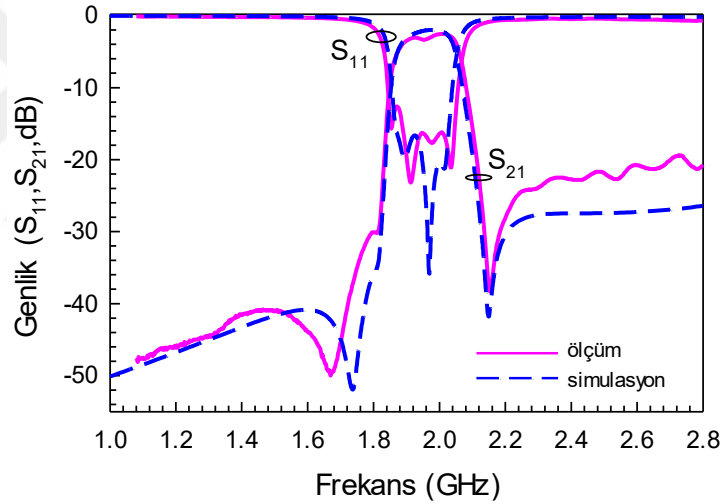
Tezin deneysel çalışmalar aşamasında ise, kuplaj matrisi sentez yöntemi ile elde edilen ve tam dalga elektromanyetik simülasyon programı kullanılarak simülasyonu gerçekleştirilen dört modlu mikroşerit filtre devresinin (ÇMF#2 için) imalat işlemleri tamamlanmıştır. Simülasyon cevaplarını doğrulamak amacıyla, önerilen filtre devresi, bağıl dielektrik katsayısı 10.2 ve kalınlığı 1.27 mm olan RT/Duroid taban üzerine imal edilmiştir. Baskı devre teknolojisi kullanılarak üretilen filtre devresi Şekil 5.56’da gösterilmektedir. Devrenin toplam yüzey alanı 10.3 mm x 19.2 mm’dir. Devrenin ölçümü Agilent E5071C Network Analizör kullanılarak yapılmış ve ölçüm sonuçlarının simülasyon sonuçları ile karşılaştırılması Şekil 5.57’de verilmiştir. Şekilde düz çizgi simülasyon ve kesikli çizgi ölçüm sonuçlarını göstermektedir. Sonuçların birbiri ile uyum içerisinde olduğu gözlemlenmektedir. Frekans cevaplarından da anlaşılacağı üzere geçme bandındaki araya girme kaybı yaklaşık -2.5 dB seviyesinde ve band dışı durdurma seviyeleri ise -20 dB seviyesinden düşüktür (Karpuz ve Özdemir 2017).

ÇMF #1 ve ÇMF#2 için teorik model elde edilmesi ve devre geometrilerinin belirlenmesi ile mikrodalga çiftleyici tasarımını oluşturarak olan TX (verici) ve RX

(alıcı) kanal filtreleri için kullanılması düşünülen filtre geometrileri konfigüre edilmiş olmaktadır. Bu aşamadan sonra uygun üç kapı birleşimiyle tek bir anten ile alıcı-verici işlemlerini senkron olarak gerçekleştirebilecek olan çiftleyici tasarım, sentez ve üretim işlemlerine geçiş yapılmaktadır.



Şekil 5.56: Üretilen dört modlu band geçiren filtre devresi



Şekil 5.57: Üretilen filtre devresinin simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması

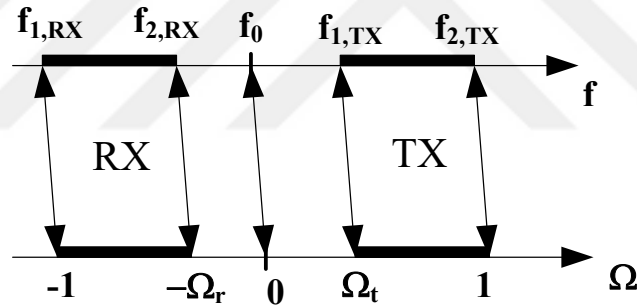
Tez çalışmasının bu kısmında kanal filtre topolojileri keyfi olarak belirlenen mikrodalga çiftleyici için genel sentez işlemi sunulmakta ve sentezleme işleminin ardından iletim ve yansıma parametrelerinin polinomların çarpımı şeklinde yazılabilesinden hareketle kuplajlı rezonatörler aracılığıyla oluşturulmuş üç kapılı devre için kuplaj matrisi elde edilmektedir. Diğer bölümlerde olduğu gibi karşılıklı beslemeli açık halka rezonatörler ile mikrodalga çoğullayıcı tasarımında da teorik, simülasyon ve deneysel çalışmaları bir bütün halinde ele alınmakta ve nihai aşamada

elde edilen frekans cevapları karşılaştırmalı grafikler halinde verilerek devrenin doğruluğu ve geçerliliği kanıtlanmaktadır.

Mikrodalga çoğullayıcı sentez işlemi öncelikle,

$$\Omega = \frac{1}{\text{FBW}} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (5.32)$$

ile verilen band geçiren frekans aralığından alçak geçiren frekanslarına yapılacak olan frekans dönüşümü ile başlamaktadır. Burada kısmi band genişliğini ve f_0 merkez frekansı temsil etmektedir. Şekil 4.47 bu dönüşümün ilgili frekans noktaları arasındaki ilişkileri göstermektedir (Macchiarella ve Tamiazzo 2006). $f_{1,\text{RX}}$ ve $f_{2,\text{RX}}$, $f_{1,\text{TX}}$ ve $f_{2,\text{TX}}$ sırasıyla alıcı ve verici filtrenin 3 dB kesim noktalarıdır. Normalizasyon işlemi için kullanılacak olan merkez frekansı değeri $f_0 = \sqrt{f_{1,\text{RX}} \cdot f_{2,\text{TX}}}$ olarak belirlenir ve kısmi band genişliği ise $\text{KBG} = (f_{2,\text{TX}} - f_{1,\text{RX}}) / f_0$ şeklinde belirlenmektedir.



Şekil 5.58: Frekans Dönüşümü (Macchiarella ve Tamiazzo 2006)

Öncelikle alıcı ve verici filtre, çiftleyici devresinden bağımsız olarak Şekil 5.58’de verilen diyagrama uygun olarak normalize frekanslara dönüştürülmekte ve filtre karakteristiğine uygun olan karakterisitik fonksiyonların kullanılmasıyla her iki filtre içinde saçılma parametreleri elde edilmektedir. Önerilen devre için RX ve TX filtre parametreleri sırasıyla; 1.707 GHz ve 1.958 GHz merkez frekansına ve %11.5 ve %10.2 kısmi band genişliğine sahip dört yansıma sıfırı ve üç iletim sıfırı bulunan filtrelerin herbirinin geçme bandı içerisinde geri dönüş kaybı seviyesi merkez frekansına göre -22.5 dB ve -35 dB olarak belirlenmiştir. Her iki filtre için normalize kutup ve sıfır noktaları Tablo 5.7’de özetlenmektedir.

Tablo 5.7: RX ve TX filtrelerinin karakteristik fonksiyonlarında kullanılan normalize yansıma ve iletim sıfırları

	İletim Sıfırları			Yansıma Sıfırları			
RX	-4.699	-3.353	0.163	-2.605	-2.164	-1.534	-0.846
TX	-0.825	0.049	3.018	0.461	0.8	1.372	1.936

RX ve TX filtreler için rasyonel fonksiyonun normalize edilmiş iletim ve yansıma sıfırları frekanslarına bağlı olarak pay ve payda polinomlarının oranı şeklinde (5.33)'de gösterildiği gibi yazılması mümkündür (Lenoir ve diğ. 2006).

$$Rn_{RX}(w) = 0.351 \frac{w^4 - 7.150 w^3 - 18.293 w^2 + 19.618 w + 7.322}{w^3 + 7.89 w^2 + 14.442 w - 2.571} \quad (5.33a)$$

$$Rn_{TX}(w) = -0.125 \frac{w^4 - 4.569 w^3 - 7.197 w^2 + 4.57 w + 0.98}{w^3 + 2.243 w^2 + 2.381 w + 0.123} \quad (5.33b)$$

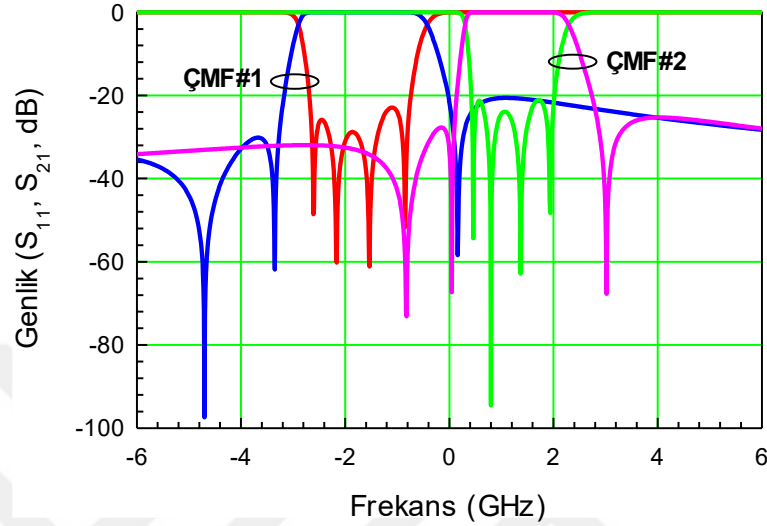
(5.33)'de verilen karakteristik fonksiyonların (5.5a) ve (5.5b)'de yerine koyulması ile saçılma parametreleri elde edilmektedir. Burada dalgalanma faktörünün (5.6)'da verilen eşitlik ile $RL = -22.5$ ve -33 dB değerleri için $\varepsilon = 4.67$ ve -7.04 olarak hesaplanmasıyla frekans cevabı Şekil 5.59'da gösterildiği gibi çizdirilmektedir. Bu durumda ayrıca herbir filtre için saçılma parametreleri

$$S_{11}^{RX}(w) = \frac{F_{RX}(w)}{E_{RX}(w)}, \quad S_{11}^{TX}(s) = \frac{F_{TX}(w)}{E_{TX}(w)} \quad (5.34a)$$

$$S_{21}^{RX}(w) = \frac{P_{RX}(w)}{E_{RX}(w)}, \quad S_{21}^{TX}(s) = \frac{P_{TX}(w)}{E_{TX}(w)} \quad (5.34a)$$

olarak belirlenmektedir. Başlangıç kuplaj matrisini elde etmek için transfer fonksiyonunun belirlenmesinin ardından saçılma parametreleri, yansıma ve iletim katsayılarına ait fonksiyonların kullanılmasıyla polinomlar şeklinde ayrılmaktadır. Bu sentezleme işlemini gerçekleştirmek için, (5.33)'de verilen karakteristik fonksiyonlar (5.5a) ve (5.5b)'de yerine yerleştirilerek yansıma ve iletim fonksiyonlarının kutup ve sıfır frekanslarına ulaşılması gerekmektedir. Bu sebeple yansıma ve iletim fonksiyonlarında w yerine imajiner frekans bileşeni olan s ($s = jw$) koyulmasıyla fonksiyonların s domeninde tanımlı olması sağlanmalıdır. $s = jw$ dönüşümü sonucunda

yansıma ve iletim fonksiyonlarının pay ve payda polinomlarının (5.8a), (5.8b) ve (5.8c)'de verilen forma dönüşmesi ile elde edilen denklemlerin çözümleri Tablo 5.8'de verilen iletim sıfırları, yansıma sıfırları, iletim ve yansıma kutuplarının belirlenmesini sağlamaktadır.



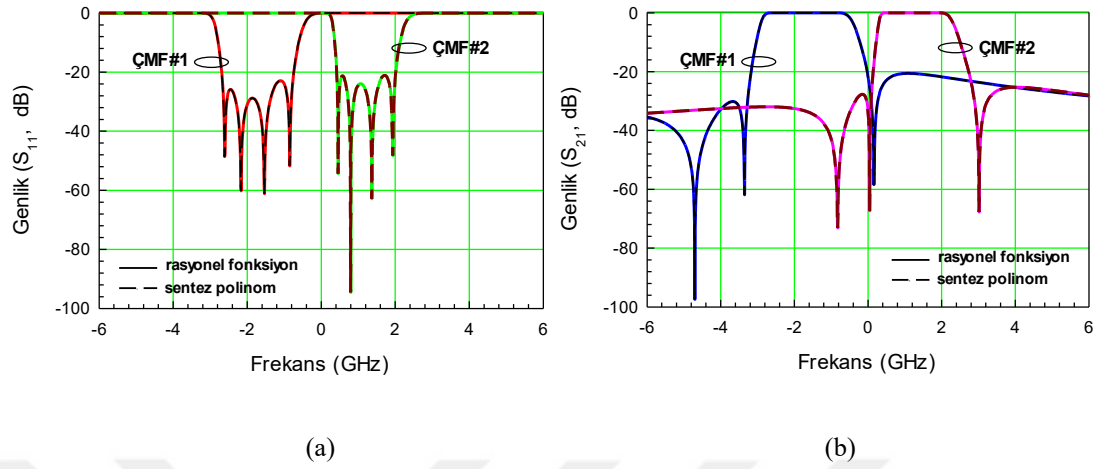
Şekil 5.59: RX ve TX filtreler için transfer fonksiyonlarından elde edilen frekans cevabı

Tablo 5.8: RX ve TX filtreleri için iletim ve yansıma katsayılarının s domeninde belirlenen sıfır ve kutup değerleri

		İletim Katsayısı (S_{21})	Yansıma Katsayısı (S_{11})
RX	Sıfırlar (z)	$-j4.699, -j3.353, j0.163i$ $-j4.699, -j3.353, j0.163i$	$-j2.164, -j2.605i, -j1.534, -j0.846,$ $-j2.164, -j2.605i, -j1.534, -j0.846,$
	Kutuplar (p)	$\pm 0.792 + j1.471, \pm 0.112 + j0.334,$ $\pm 0.27 + j2.195, \pm 0.492 + j0.569-$	$\pm 0.792 + j1.471, \pm 0.112 + j0.334,$ $\pm 0.27 + j2.195, \pm 0.492 + j0.569-$
TX	Sıfırlar (z)	$j0.049, j3.018 -j0.825i$ $j0.049, j3.018 -j0.825i$	$j1.936, j1.372, j0.8, j0.461i$ $j1.936, j1.372, j0.8, j0.461i$
	Kutuplar (p)	$\pm 0.792 + j1.471, \pm 0.112 + j0.334,$ $\pm 0.27 + j2.195, \pm 0.492 + j0.569-$	$\pm 0.792 + j1.471, \pm 0.112 + j0.334,$ $\pm 0.27 + j2.195, \pm 0.492 + j0.569-$

Tablo 5.8'den görüldüğü üzere RX ve TX filtre devrelerinin s domenindeki iletim ve yansıma katsayıları fonksiyonlarının çözülmesi ile iletim ve yansıma sıfırları katlı kök olurken, kutuplar düşey eksene göre simetrik olacak şekilde elde edilmiştir. Önerilen devrelerin asimetrik frekans cevabına sahip olmaları sebebiyle sıfır ve kutupları s domeninde belirlenen iletim ve yansıma katsayıları kompleks frekans

düzleminde sol yarı düzlemde bulunan sıfır ve kutup noktaları seçilerek polinomların çarpımı şeklinde yazılabilmektedir.



Şekil 5.60: RX ve TX filtreler için rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile sentezleme işlemini ile elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması a) S_{11} b) S_{21}

s domeninde sentezleme işlemi ile elde edilen iletim ve yansıma katsayılarının kullanılmasıyla belirlenen saçılma parametreleri (5.35)'de gösterildiği formda kullanılarak Şekil 5.60'da rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile karşılaştırılmıştır.

$$S_{ht21}(s) = 10 \log |shx_{21_{TX}}(s) shy_{21_{TX}}(s)| \quad (5.35a)$$

$$S_{hr21}(s) = 10 \log |shx_{21_{RX}}(s) shy_{21_{RX}}(s)| \quad (5.35b)$$

$$S_{ht11}(s) = 10 \log |shx_{11_{TX}}(s) shy_{11_{TX}}(s)| \quad (5.35c)$$

$$S_{hr11}(s) = 10 \log |shx_{11_{RX}}(s) shy_{11_{RX}}(s)| \quad (5.35d)$$

Üç kapılı bir mikrodalga çiftleyici devresi için normalize frekanslardaki saçılma parametrelerini belirleyebilmek için dört polinom kullanılması yeterlidir. Bu durumda saçılma parametreleri,

$$S_{11}(s) = \frac{N(s)}{D(s)}, \quad S_{21}(s) = \frac{P_t(s)}{D(s)}, \quad S_{31}(s) = \frac{P_r(s)}{D(s)} \quad (5.36)$$

şeklinde belirlenmektedir. Burada $D(s)$ polinomunun kökleri devrenin kutup noktalarını, $N(s)$ polinomunun kökleri devrenin ortak bağlantı noktası olan giriş portundaki yansıma sıfırlarını, $Pr(s)$ ve $Pt(s)$ polinomları ise sırasıyla RX ve TX filtrelerinin iletim sıfırlarını temsil etmektedir (Macchiarella ve Tamiazzo 2006). Her bir saçılma parametresinin pay ve payda polinomlarını belirleyebilmek amacıyla çiftleyici devresinin giriş portundan gözüken giriş admitansının bulunması gerekmektedir. Giriş admitansı, her bir alıcı ve verici filtrenin girişinden gözüken admitansların toplamı olduğundan dolayı,

$$Y_{in}(s) = Y_{in}^{RX}(s) + Y_{in}^{TX}(s) \quad (5.37)$$

olarak hesaplanmaktadır. Bu durumda her bir filtre girişinden gözüken admitanslar (5.38)'de verildiği formda yazılarak elde edilmektedir.

$$Y_{in}^{RX}(s) = \frac{1 - S_{11}^{RX}}{1 + S_{11}^{RX}}, \quad Y_{in}^{TX}(s) = \frac{1 - S_{11}^{TX}}{1 + S_{11}^{TX}} \quad (5.38)$$

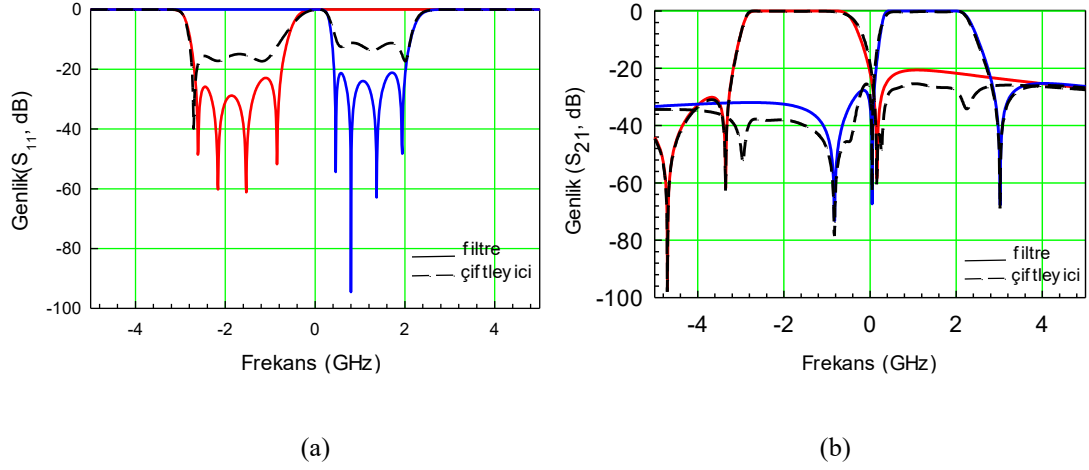
Bu durumda ana devrenin girişindeki geri dönüş kaybı seviyesi,

$$S_{11}(s) = \frac{1 - Y_{in}(s)}{1 + Y_{in}(s)} \quad (5.39)$$

bulunmaktadır. Diğer saçılma parametreleri için (5.40)'de verilen eşitliklerin (Macchiarella ve Tamiazzo 2006) kullanılması ile çiftleyici devresinin transfer fonksiyonları aracılığıyla elde edilecek olan frekans cevabının çizdirilmesi mümkün olmaktadır. Çiftleyici devresi için normalize frekanslarda elde edilen frekans cevabı Şekil 5.61'de RX ve TX filtre frekans cevapları ile karşılaştırmalı olarak verilmektedir. Şekilde kesikli çizgiler çiftleyici, düz çizgiler ise filtre için olan frekans cevaplarını göstermektedir.

$$S_{21}(s) = \frac{S_{21}^{TX}(1 + Y_{in}^{TX})}{Y_{in}^{TX} + Y_{in}^{RX}} \quad (5.40a)$$

$$S_{31}(s) = \frac{S_{21}^{RX}(1 + Y_{in}^{RX})}{Y_{in}^{RX} + Y_{in}^{TX}} \quad (5.40b)$$



Şekil 5.61: RX, TX filtreler ve çiftleyici için rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile sentezleme işlemi sonucu elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması

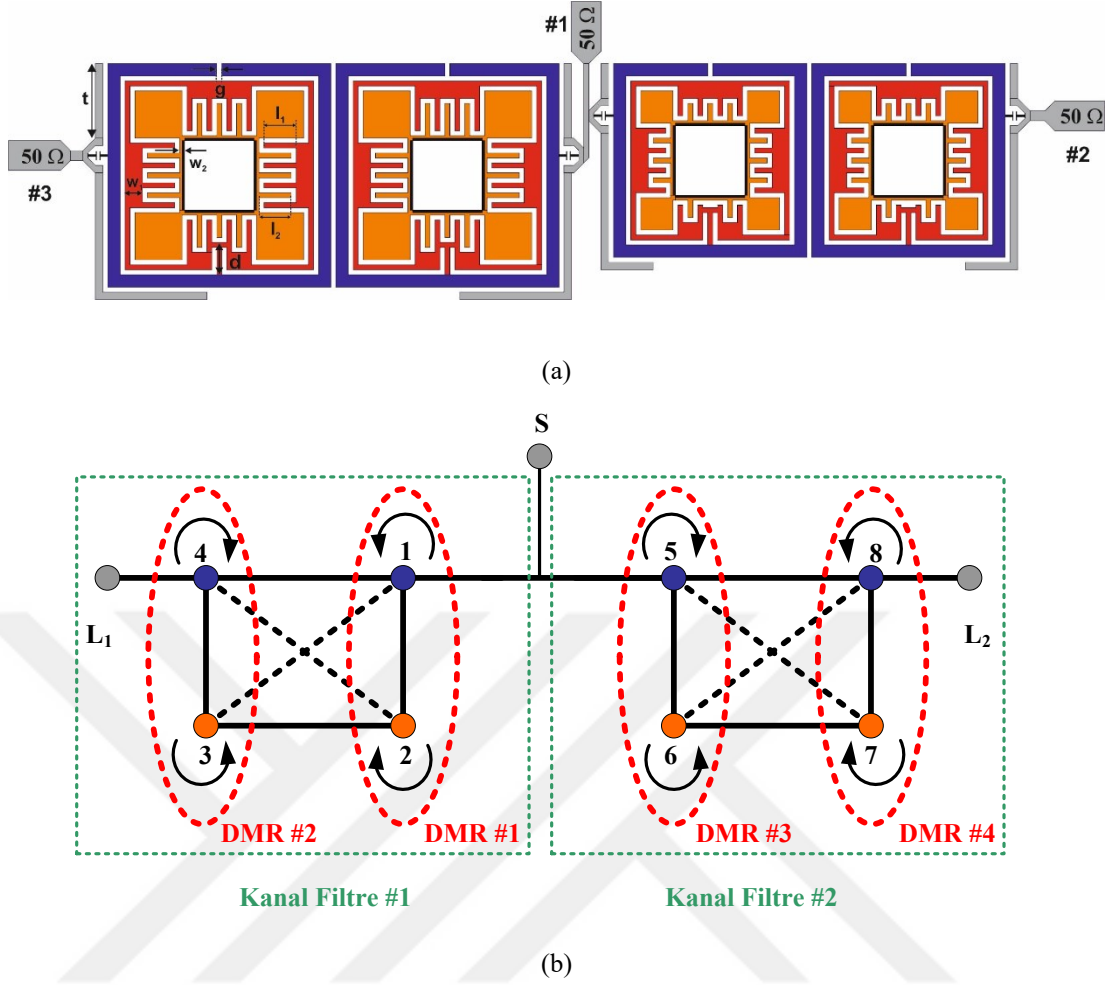
a) S_{11} b) S_{21} ve S_{31}

Başlangıçta tasarım parametreleri belirlenen dört modlu filtrelerin kullanılmasıyla elde edilen çiftleyici devresi için örnek bir konfigürasyon Şekil 5.62(a)'da gösterilmektedir. Tam dalga elektromanyetik simülasyon programı ile tasarlanan devrenin toplam boyutu $44.2 \times 12.0 \text{ mm}^2$ 'dir. Çiftleyici devresinde kullanılan her bir kanal filtre için yapılan boyutlandırma Tablo 5.9'da verilmektedir.

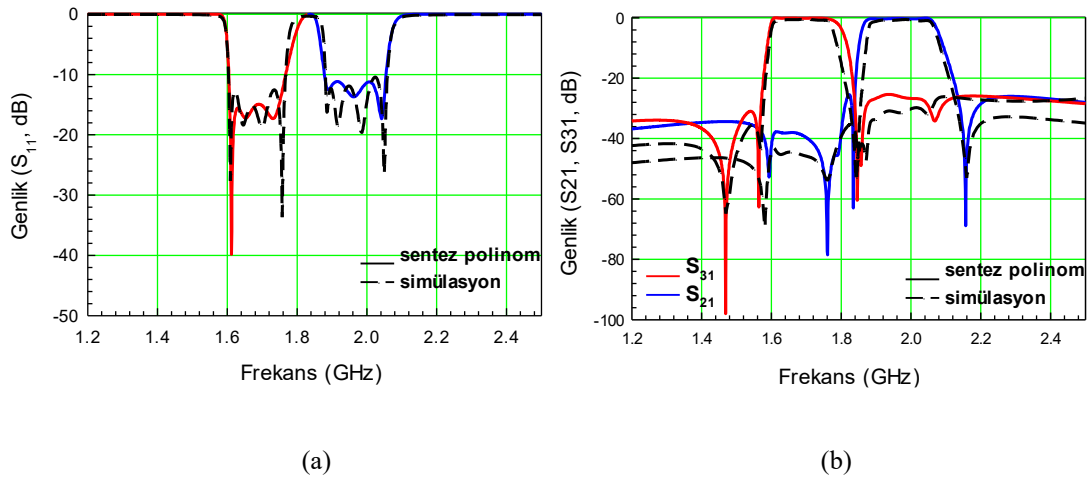
Tablo 5.9:Kanal filtreler için boyutlandırma

Parametre (mm)	1. Kanal Filtre (Port #1-Port #2)	2. Kanal Filtre (Port #1-Port #3)
w	0.5	0.5
g	0.2	0.2
t	3.0	1.4
l_1 ve l_2	1.3	0.7
d	1.1	1.3
w_1	0.7	0.7
w_2	0.2	0.2

Şekil 5.63'de önerilen mikroşerit çiftleyici devresinin simülasyon ve sentezleme işlemi ile elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması verilmektedir. Frekans cevabından görüleceği üzere her iki kanal arasındaki izolasyon seviyesi oldukça iyidir. Mikroşerit çiftleyiciyi oluşturan her iki kanalın da dört moda sahip olduğu açıkça gözlemlenmektedir. Aynı zamanda her iki kanalın da geçme bandlarının her iki tarafında transmisyon sıfırı bulunması nedeniyle çiftleyici oldukça yüksek seçiciliğe sahiptir.



Şekil 5.62: a) İnterdigital yükleme elemanına sahip mikroşerit çiftleyici devresi b) kuplaj diyagramı



Şekil 5.63: Çiftleyici için simülasyon ve sentezleme işlemi ile elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması a) S_{11} b) S_{21} ve S_{31}

Sentezleme işleminin tamamlanmasıyla, kuplaj matrisi sentez metodunda kullanılmak üzere iletim ve yansıma katsayıları polinomların çarpımı şeklinde

yazılmış olur. Kuplaj matrisi sentez yönteminin başlangıç adımı olan iletim ve yansıma katsayılarının polinomları önerilen çiftleyici devresi için $N(s)$ ve $D(s)$ 8. dereceden kompleks polinomlar olarak bulunurken, $Pr(s)$ ve $Pt(s)$ ise 7. dereceden kompleks polinomlar olarak elde edilirler.

Tablo 5.10: Admitans parametreleri ($y_{11}(s)$, $y_{21}(s)$ ve $y_{31}(s)$) katsayıları

Derece	$Dy_{11}(s)= Dy_{21}(s)= Dy_{31}(s)$	$Ny_{11}(s)$	$Ny_{21}(s)$	$Ny_{31}(s)$
0	3.322	j0.127	j0.0174	-j0.551
1	j7.961625	5.419	-0.338	-3.093
2	25.75425	j13.623	-j0.319	j1.689
3	j38.791625	29.457	-0.142	0.214
4	32.151375	j24.598		
5	j21.416625	16.293		
6	10.26	j4.552		
7	j2.581375	2.140		
8	1	0		

Tablo 5.11: İnterdigital yükleme elemanına sahip rezopnatorler kullanılarak gerçekleştirilen çiftleyici fonksiyonuna ait özdeğer, rezidü ve özvektör değerleri

k	Özdeğerler	Rezidüler			Özvektörler		
	λ_k	r_{11k}	r_{21k}	r_{31k}	$T_{Nk} = \sqrt{r_{11k}}$	$T_{1k} = \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{11k}}}$	$T_{2k} = \frac{r_{31k}}{\sqrt{r_{11k}}}$
1	0.287	0.023	-0.076	0	0.153	0.496	0
2	-2.72	0.232	0.14	0	0.482	-0.29	0
3	1.688	0.402	-0.376	0	0.634	0.594	0
4	-3.021	0.213	0.241	0	0.461	-0.523	0
5	-1.319	0.468	0	0.52	0.684	0	-0.76
6	2.327	0.361	0	-0.377	0.601	0	0.627
7	0.617	0.237	0	0.127	0.487	0	-0.261
8	-0.44	0.084	0	-0.164	0.29	0	0.564

Admitans matrisi bulunması için öncelikle $D(s)$ ve $N(s)/\varepsilon_{11}$ kompleks fonksiyonlarının katsayılarının oluşturduğu $m_1(s)$ ve $n_1(s)$ polinomları hesaplanmaktadır. (5.17)'de verilen eşitliklerde K_0 iletim ve yansıma sıfırlarının birbirine eşit olmaması sebebiyle sıfır olarak alınmaktadır. Yine (5.17)'de verilen admitans matrisindeki $y_{11}(s)$, $m_1(s)$ ve $n_1(s)$ polinomlarından faydalanılarak bulunurken, $y_{21}(s)$ ve $y_{31}(s)$ sırasıyla $S_{21}^{RX}(s)$ ve $S_{21}^{TX}(s)$ polinomlarının pay ve payda

polinomlarının katsayılarından oluşan $m_{1RX}(s)$ ve $m_{1TX}(s)$ polinomlarından ve $P_{RX}(s)$ ve $P_{TX}(s)$ pay polinomlarından yararlanarak elde edilmiş ve Tablo 5.10’da gösterilmiştir. Bu durumda devreye ait başlangıç kuplaj matrisini belirleyecek olan değerler Tablo 5.11’de özetlenmektedir. Tabloda verilen değerlerin (5.41)’de yerine yazılması ile önerilen çiftleyici devresine ait başlangıç kuplaj matrisi elde edilmektedir (Lamperez ve diğ. 2004).

$$M := \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & T4_0 & T4_1 & T4_2 & T4_3 & T4_4 & T4_5 & T4_6 & T4_7 \\ 0 & 0 & 0 & T1_0 & T1_1 & T1_2 & T1_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & T2_0 & T2_1 & T2_2 & T2_3 \\ T4_0 & T1_0 & 0 & \lambda 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ T4_1 & T1_1 & 0 & 0 & \lambda 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ T4_2 & T1_2 & 0 & 0 & 0 & \lambda 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ T4_3 & T1_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda 3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ T4_4 & 0 & T2_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda 4 & 0 & 0 & 0 \\ T4_5 & 0 & T2_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda 5 & 0 & 0 \\ T4_6 & 0 & T2_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda 6 & 0 \\ T4_7 & 0 & T2_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda 7 \end{pmatrix} \quad (5.41)$$

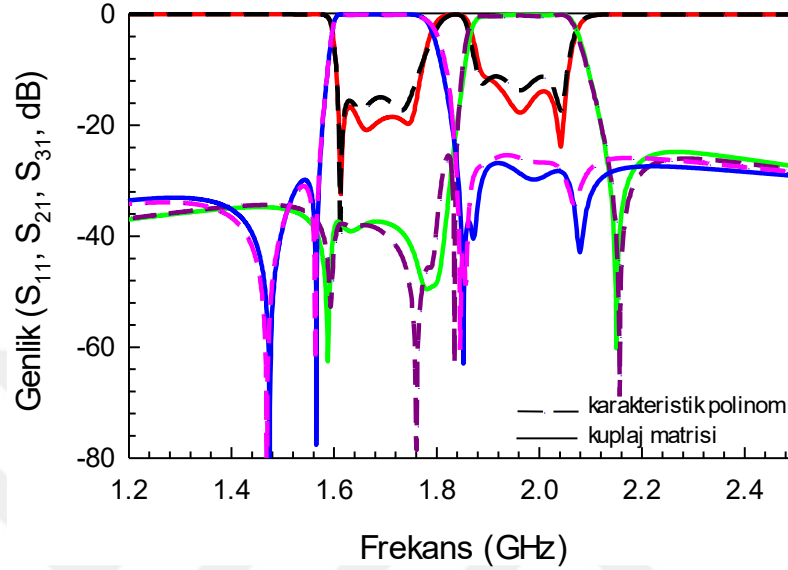
(5.41)’de verilen kuplaj matrisi kaynak-yük kuplaj şemasına göre oluşturulduğu için ilk satır ve sütunlar kaynak, ikinci satır ve sütunlar birinci yük, üçüncü satır ve sütunlar ise ikinci yük olarak adlandırılır. Başlangıç kuplaj matrisi (5.42)’de verilen saçılma parametreleri formüllerinde yerine yerleştirilmek suretiyle kuplaj matrisi sentez metoduna bağlı olarak frekans cevabı elde edilebilmektedir.

$$S_{11} = \pm \left(1 - \frac{2}{\sqrt{q_{e1}}} [A]_{11}^{-1} \right) \quad (5.42a)$$

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} q_{e2}}} [A]_{21}^{-1} \quad (5.42b)$$

$$S_{31} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} q_{e3}}} [A]_{31}^{-1} \quad (5.42c)$$

Burada, $[A] = [q] + p[U] - j[M]$ şeklinde hesaplanan matristir. Bu denklemlerdeki, $[q]$ matrisi $q_{11}=1/q_{e1}$, $q_{22}=1/q_{e2}$ ve $q_{33}=1/q_{e3}$ dışında tüm elemanları sıfır olan bir kare matris, p elemanı jw ile tanımlı frekans değişkeni ve $[U]$ ilk üç elemanı sıfır olan birim matrisi temsil etmektedir. (Lamperez ve diğ. 2004).



Şekil 5.64: Çiftleyici devresinin kuplaj matrisine ait saçılma parametreleri ile rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması

Sonuç olarak, elde edilen kuplaj matrisine ait saçılma parametreleri rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile karşılaştırmalı olarak Şekil 5.64’de verilmektedir. Frekans cevabından görüleceği üzere kanal filtrelerinin her bir geçme bandının sol tarafında iki ve sağ tarafında bir olmak üzere üç iletim sıfırı bulunmakta ve her kanal dört moddan oluşmaktadır.

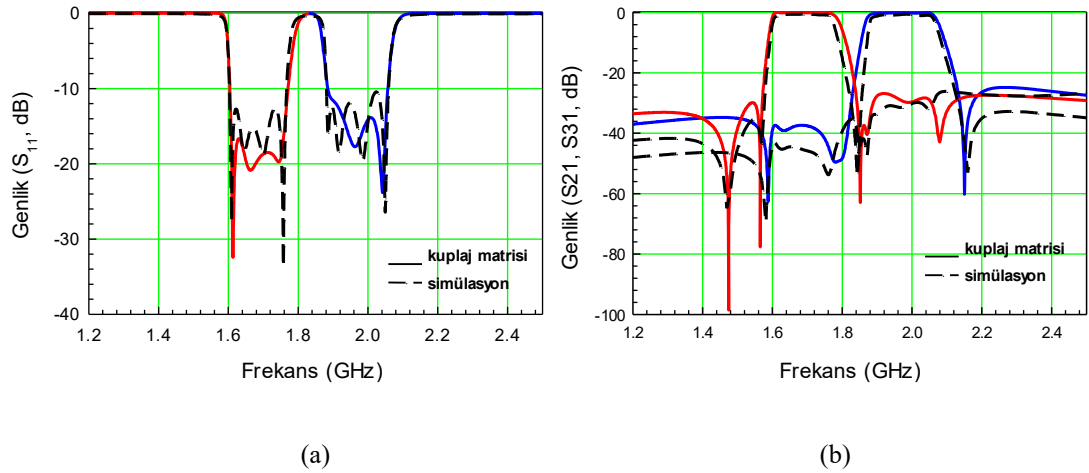
	S	L ₁	L ₂	1	2	3	4	5	6	7	8
S	0	0	0	x	0	0	0	x	0	0	0
L ₁	0	0	0	0	0	0	x	0	0	0	0
L ₂	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	x
1	x	0	0	x	x	x	x	0	0	0	0
2	0	0	0	x	x	x	x	0	0	0	0
3	0	0	0	x	x	x	x	0	0	0	0
4	0	x	0	x	x	x	x	0	0	0	0
5	x	0	0	0	0	0	0	x	x	x	x
6	0	0	0	0	0	0	0	x	x	x	x
7	0	0	0	0	0	0	0	x	x	x	x
8	0	0	x	0	0	0	0	x	x	x	x

(5.43)

Tablo 5.12: Mikeroşerit çiftleyici devresine ait kuplaj matrisi eleman değerleri

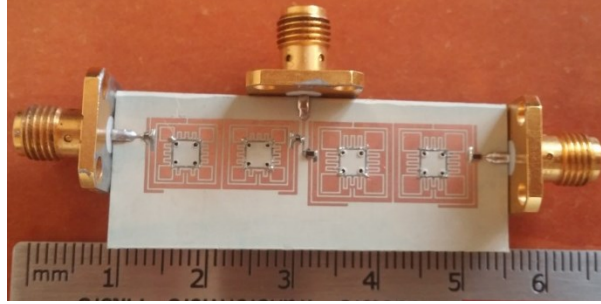
i	j	$M_{ij}=M_{ji}$	i	j	$M_{ij}=M_{ji}$
S	1	0.933	3	4	0.556
S	5	1.073	4	4	1.29
L_1	4	0.053	5	5	-2.046
L_2	8	0.087	5	6	-0.574
1	1	1.559	5	7	-0.59
1	2	-0.616	5	8	-0.272
1	3	0.226	6	6	-0.985
1	4	-0.03	6	7	0.169
2	2	1.45	6	8	-0.536
2	3	0.199	7	7	-2.613
2	4	0.439	7	8	0.398
3	3	0.641	8	8	-1.91

Çok modlu filtreler için verilen teorik sentez işleminde gerçekleştirildiği gibi, Şekil 5.62(b)'de önerilen çiftleyici devresi için verilen kuplaj diyagramına uygun olacak şekilde Eşitlik (5.43)'de görüldüğü üzere yeni bir M kuplaj matrisi elde edebilmek amacıyla başlangıç matrisine benzerlik dönüşümü uygulanmış ve elde edilen matrisin eleman değerleri Tablo 5.12'de verilmiştir



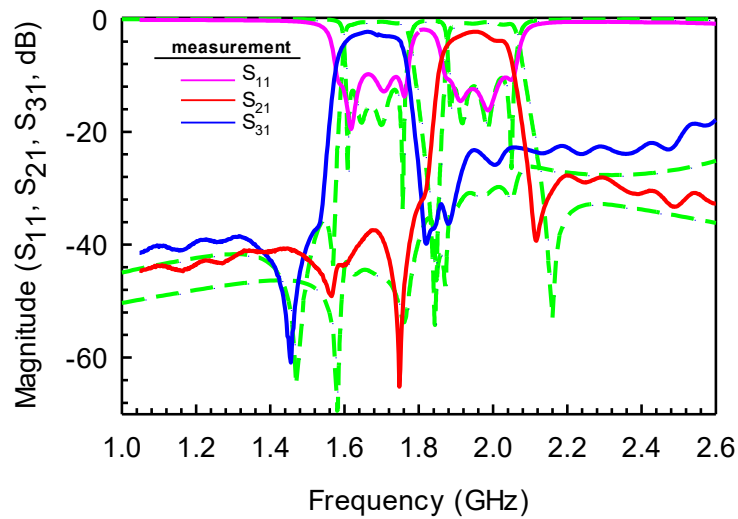
Şekil 5.65: Çiftleyici için kuplaj matrisine ait saçılma parametrelerinin simülasyonda elde edilen saçılma parametreleri ile karşılaştırılması a) S_{11} b) S_{21} , S_{31}

Gerçek frekanslara dönüşüm yapılması sonucunda kuplaj matrisi sentez yöntemi ile elde edilen frekans cevabının tam dalga elektromanyetik simülasyon programı ile elde edilen simülasyon sonuçları ile karşılaştırması ise Şekil 5.65’de gösterilmektedir.



Şekil 5.66: İmal edilen çiftleyici fotoğrafı

En son aşamada önerilen devre, baskı devre tekniklerinden faydalanılarak 1.27 mm kalınlığa ve 10.2 bağıl dielektrik sabitine sahip RT/Duroid üzerine Şekil 5.65’de gösterildiği gibi imal edilmiştir. Devrenin toplam boyutu 44.2 mm x 12 mm’dir. Mikroşerit besleme hatları 50 Ω karakteristik empedansa sahiptir. Devrenin ölçümleri Agilent E5071 Network Analizör kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Ölçüm ve simülasyon sonuçları Şekil 5.66’da verilmektedir. Her bir kanal için araya girme kaybı yaklaşık olarak -2.5 ve -3 dB seviyelerindedir. Şekilde düz çizgiler ölçüm sonuçlarını, kesikli çizgiler ise simülasyon sonuçlarını göstermektedir.



Şekil 5.67: Mikroşerit çiftleyici devresinin ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

Tablo 5.13: İnterdigital yükleme elemanına sahip rezonatörler kullanılarak gerçekleştirilen çiftleyici devresinin literatür özetinde incelenen çalışmalar ile karşılaştırması

Referans	1.ve 2. Geçme Bandı (GHZ)	Frekans Oranı	İzolasyon (dB)	Araya Girme Kaybı (dB)	Devre Boyutu (lg x lg)
Guan ve diğ. (2014)	1.95 / 2.14	1.10	40 / 35	1.2 / 1.5	0.36 x 0.38
Xiao ve diğ. (2015)	2.4 / 3.42	1.425	50 / 35	1.43 / 1.59	0.483 x 0.585
Chen ve diğ. (2006)	1.5 / 1.76	1.173	40 / 40	2.8 / 3.2	0.50 x 0.33
Önerilen devre	1.7 / 1.96	1.147	40 / 30	2.5 / 3.0	0.635 x 0.172

Yapılan literatür incelemesi sonucunda düzlemsel yapılar kullanılarak elde edilen çiftleyici tasarımları ile tez çalışmasında önerilen karşılıklı besleme elemanlarına sahip interdigital yükleme elemanlı açık halka rezonatörler kullanılarak elde edilen çiftleyici tasarımı Tablo 5.13’de karşılaştırılmıştır. Tablodan görüleceği üzere, oldukça yakın frekans bandları ile tasarlanan çiftleyici devresi diğer çalışmalar ile karşılaştırıldığında toplam boyut açısından oldukça minyatür boyutlara sahiptir ve kanallar arası izolasyonu oldukça yüksektir.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada istenilen performans ve minyatürizasyonu elde etmek için, indüktif yükleme elemanlarının belirli aralıklarla periyodik olarak yerleştirilmiş olduğu mikroşerit kare halka rezonatörler ile oluşturulan indüktif yüklemeli çift band filtrelerin kullanılması ile elde edilen mikrodalga çoğullayıcı devresi önerilmektedir. Mikrodalga çoğullayıcı devresinde kullanılan çift bandlı filtrelerin merkez frekansları sırasıyla, ÇBF#1 için 1.8 GHz GSM bandında, 2.7 GHz sivil ve askeri radar uygulamalarında, ÇBF#2 için 2.4 GHz Bluetooth ve WiFi, 3.45 GHz WiMax uygulamalarında kullanılabilecek şekilde ayarlanmıştır. İstenilen minyatürizasyonu sağladığını doğrulamak için önerilen çoğullayıcı devresinin ölçüm ve simülasyon sonuçları birbiri ile karşılaştırılmış ve sonuçların oldukça uyumlu olduğu gözlemlenmiştir. Aynı zamanda mikrodalga çoğullayıcı tasarımında oldukça önemli noktalardan biri olan izolasyon seviyesinin de genel olarak 20 dB'in altında olduğu görülmüştür.

Yine istenilen performans ve minyatürizasyonu elde etmek için, indüktif ve kapasitif yükleme elemanlarının belirli aralıklarla periyodik olarak yerleştirilmiş olduğu mikroşerit kare halka rezonatörler ile oluşturulan indüktif ve kapasitif yüklemeli çift band filtrelerin kullanılması ile elde edilen mikrodalga frekans çiftleyici devresi önerilmiştir. Kare halka rezonatör üzerinde açılan indüktif ve kapasitif yükleme elemanlarının sayısının değişimi ile geçme bandlarının kontrol edilebileceği gözlemlenmiştir. Mikrodalga çoğullayıcı devrelerinde çok bandlı filtreler kullanılması, hem boyut hem de maliyetin optimize edilmesi açısından oldukça önemlidir. Aynı zamanda mikrodalga çoğullayıcı tasarımında oldukça önemli noktalardan biri olan izolasyon seviyesinin de genel olarak 20 dB'in altında olduğu görülmüştür.

Direk bağlı ayarlanabilir yan hatlara sahip kare halka rezonatörler kullanılarak tasarlanan band tutan filte konfigürasyonundan faydalanılarak geniş band band geçiren filtre tasarımının da sunulduğu çalışmada giriş ve çıkış portu arasındaki mesafeler çeyrek dalga boyu uzunluğa sahip hatlar kullanılarak düzenlenmiştir. Aynı zamanda kare halka rezonatör köşesine yerleştirilen kare yama perturbasyon elemanı ile geçme bandlarının hemen yanına iletim sıfırları yerleştirilerek, perturbasyon elemanının boyut değişimi ile de kontrolü sağlanmaktadır. Aynı zamanda rezonatör içerisine

yerleştirilen kıvrımlı yan hatlar ile geçme bandının merkez frekansının ayarlanması sağlanmaktadır. Önerilen kare halka rezonatörler bir sonraki adımda sadece yan hatlar ile yüklenerek iki farklı rezonans frekansına sahip geniş band band geçiren filtre devresi uygun aralıklar ile yerleştirilerek mikrodalga çiftleyici devresi elde edilmiş ve bu çalışma dar band çiftleyici çalışmalarına ek olarak geniş band mikrodalga çoğullayıcı tasarımlarının gerçekleştirilebileceğini göstermiştir.

Ayrıca çalışmada interdigital parmakların belirli aralıklarla periyodik olarak yerleştirilmiş olduğu mikroşerit açık halka rezonatörler ile oluşturulan dört kutuplu filtrelerin kullanılması ile elde edilen mikrodalga frekans çiftleyici devresi önerilmiştir. Açık halka rezonatörlerin kullanılması ile konvansiyonel yapılara oranla arzu edilen ölçüde boyut indirgeme sağlanmış ve AHR üzerinde açılan indüktif yarıkların derinliğinin ve sayısının değiştirilmesi ve kapasitif yükleme eleman parametrelerinin değişimi ile geçme bandlarının kontrol edilebileceği gözlemlenmiştir. İnterdigital ve indüktif parmakların kullanılmasının en önemli avantajı herhangi bir boyut değişimi yapılmaksızın rezonans frekansının hassas bir şekilde ayarlanabilmesi ve büyük ölçüde boyut indirgemenin sağlanmış olmasıdır. Bu bölümde diyagonal beleme hattına sahip AHR ile tasarlanan mikrodalga frekans çiftleyicinin kayıp seviyesi literatürde varolan dört kutuplu mikroşerit çiftleyici tasarımlarına nazaran oldukça düşük, kompakt boyutlu ve düşük kayıplı olması sebebiyle oldukça iyidir. Önerilen mikrodalga frekans çiftleyici devresinde bulunan kanallar oldukça iyi bir seçiciliğe sahiptir. Aynı zamanda mikrodalga çoğullayıcı tasarımında oldukça önemli noktalardan biri olan izolasyon seviyesinin çok iyi olduğu görülmüştür.

Literatürde yer alan çalışmalar incelendiğinde çok modlu çoğullayıcı yapılarının genellikle dalga kılavuzları aracılığıyla gerçekleştirildiği görülmüştür. Dalga kılavuzları izole bir ortam olması nedeniyle iyi bir iletim (düşük kayıplı) sağlamasına rağmen büyük boyutları nedeniyle diğer sistem elemanları ile adaptasyonu zor olmaktadır. Bu nedenle karşılıklı besleme hattına sahip mikroşerit açık halka rezonatör yapıları ile elde edilen küçük boyutlu, düşük kayıplı, iyi kanal izolasyonuna sahip ve çok modlu çoğullayıcılar dalga kılavuzlarına göre daha cazip bir seçenek olarak sunulmaktadır. Aynı zamanda mikrodalga çiftleyici devresi için sentezleme işlemleri ve kuplaj matrisi sentezleme metodu ile önerilen teorik model literatürde eksikliği tamamlayabilecek bilgiler vermektedir.

Tez çalışması ile ilgili olarak gelecek yıllarda yapılabilecek çalışma, kuplaj matrisi sentez metodu ile elde edilen kuplaj matrisinin elemanlarının devre kuplaj şemasına uygun olabilecek şekilde elde edilmesini sağlayabilecek dönüşüm yönteminin gerek frekans cevabının asimetrik oluşunun getirdiği zorluklar gerekse her bir kanalın kendi içinde değişimini sağlayacak ayrımın zorluğundan dolayı bir CAD programı aracılığıyla ya da iteratif yöntemler ile elde edilecek benzerlik dönüşümü uygulamaları başka bir çalışma konusu olup gelecek yıllarda incelenebilir.



7. KAYNAKLAR

Atia, A. E. and Williams E., "Narrow-bandpass waveguide filters", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 20, 258-265, (1972).

Cameron, R.J., "General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 47, 433-442, (1999).

Cameron, R.J., "Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for microwave filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 51, 1-10, (2003).

Chen, C.-F., Huang, T.-Y., Chou C.-P., and Wu, R.-B., "Microstrip diplexers design with common resonator sections for compact size, but high isolation," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54, no. 5, 1945-1952, (2006).

Gorur, A K., Karpuz, C., Ozek, A., Ozdemir, P., Karaca, Z., "A novel compact microstrip dual-mode wideband bandpass filter design using tuning stubs," *Microwave and Optical Technology Letters*, 56, 47-49, (2014).

Gorur, A K., Ozdemir, P., Güntürkün, E., and Karpuz, C., "A novel microstrip diplexer design with tunable bandwidths and switchable channels for 4.5G applications," *Turkish Journal of Electrical Eng & Computer Sci*, kabul edildi. (2017). DOI: 10.3906/elk-1704-140.

Guan, X, Yang, F., Liu, H., and. Zhu, L, "Compact and High-Isolation Diplexer Using Dual-Mode Stub-Loaded Resonators," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 385-387, (2014).

Hong, J-S., and Lancaster M.J., "Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 44, 2099-2109, (1996).

Hong, J-S., and Lancaster M.J., "Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45, 2358-2365, (1997).

Hong, J-S., and Lancaster, M.J., Jedamzik, D., and Greed, R. B., "On the development of superconducting microstrip filters for mobile communications applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47, 1656-1663, (1999).

Hong, J-S., and Lancaster M.J., *Microstrip filters for RF/microwave applications*, New York: John Wiley & Sons, Inc., 235-272, (2001).

Hong, J-S., Shaman, H., and Chun, Y. H., "Dual-mode microstrip open loop resonator and filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1764-1770, (2007).

Jiang, W., Shen, W., Wang, T., Huang, Y. M., Peng, Y., and Wang, G., "Compact Dual-Band Filter Using Open/Short Stub Loaded Stepped Impedance Resonators (OSLSIRs/SSLSIRs)," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 672-674, (2016).

Karpuz, C., Kaptan, G. ve Görür, A., "Novel Microstrip Diplexer and Dual Band Filter Applications for Wireless Communication Systems", *Proceedings of the fourth LASTED International Conference on Circuits, Signals and Systems*, 43-46, (2006).

Karpuz, C. and Ozturk, P., "Design of branch line coupler loaded capacitively with interdigitated fingers by using microstrip fed coplanar structures (L-shaped conductor backed asymmetric CPS and U-shaped conductor backed CPW)", *Microwave and Optical Technology Letters*, 55, 816-820, (2013).

Karpuz, C., Öztürk Özdemir P., and Fırat G. B., "Design of fourth order dual-mode microstrip filter by using interdigital capacitive loading element with high selectivity," *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, 461-464, London, (2016).

Karpuz C., and Öztürk Özdemir P., "Design of Fourth Order Microstrip Filter Using the Open Loop Resonator with a Novel Interdigital Loading Element," *2017 International Microwave Symposium (IMS)*, Hawaii, 2017

Lamperez, A.G., Palma, M. S., and Sarkar T.K., "Analytical synthesis of microwave multiport networks" *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS)*, 455-458, (2004).

Lenoir, P., Bila, S., Seyfert, F., Baillargeat, D., and Verdeyme, S., "Synthesis and design of asymmetrical dual-band bandpass filters based on equivalent network simplification," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, 3090-3097, (2006).

Liu, H., Xu, W., Zhang, Z., and Guan, X., "Compact Diplexer Using Slotline Stepped Impedance Resonator," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 75-77, (2013).

Macchiarella, G., and Tamiazzo S., “Novel Approach to the Synthesis of Microwave Diplexers”, *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, 54, 4281-4290, (2006).

Medley., M. W., *Microwave and RF Circuits: Analysis, Synthesis and Design*, Boston, London, Artech House, 251-324, (1999).

Nyugen, C., *Analysis Methods for RF, Microwave, and Millimeter-Wave Planar Transmission Line Structures*, New York :JohnWiley&Sons, Inc., 68-71, (2000).

Özdemir, P., Görür, A., and Karpuz, C., “İndüktif Yüklemeli Mikroşerit Kare Halka Rezonatörler Kullanılarak Mikrodalga Frekans Çiftleyici Tasarımı ve Çift-Band Uygulamaları”, *Elektronik – Bilgisayar ve Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu*, 464-468, (2014).

Pozar, D.M., *Microwave Engineering*, United State of America :JohnWiley&Sons, Inc., 427-437, (2005).

Prigent, G. and Vu, T.-M., “Design of an input multiplexer using dual-band planar filters”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS)*, 1-3, (2013).

Rezaee, M., Zaman, A. U., and Kildal, P. S., "V-band groove gap waveguide diplexer," *9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Lisbon, 1-4, (2015).

Simons, R.N., *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*, New York :JohnWiley&Sons, Inc., 160-161, (2001).

Wang, C., Yao H.-W., Zaki K. A., and Mansour R. R., “Mixed modes cylindrical planar dielectric resonator filters with rectangular enclosure”, *Proceedings of 1995 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Orlando, FL, USA, 2817–2823, (1995).

Xia, Z., and Liu, F., “Dual-band bandpass filters using SIRs with open-stub line and zero-degree feed structure,” *IEEE International Wireless Symposium (IWS)*, Beijing, 1-4, (2013).

Xiao, J. K., Zhu, M., Li, Y., Tian L., and Ma, J. G. , “High Selective Microstrip Bandpass Filter and Diplexer With Mixed Electromagnetic Coupling”, in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 25, 781-783, (2015).

Xu, J., Wu, W., and Wei, G., "Compact Multi-Band Bandpass Filters With Mixed Electric and Magnetic Coupling Using Multiple-Mode Resonator," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 63, 3909-3919, (2015).

Yang, R. Y., Hung, C. Y., Hsiung, C. M., and Lin, C. C., "A diplexer using modified stepped-impedance resonators," *2010 Asia-Pacific Microwave Conference*, Yokohama, 1094-1097, (2010).



8. ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Pınar ÖZTÜRK ÖZDEMİR

Doğum Yeri ve Tarihi : İzmir / 07.04.1987

Lisans Üniversite : Pamukkale Üniversitesi

Y. Lisans Üniversite : Pamukkale Üniversitesi

Elektronik posta : pozturk@pau.edu.tr

İletişim Adresi : Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Fak.
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Oda No: A0466 Kınıklı Kampüsü DENİZLİ

Yayın Listesi :

• C. Karpuz, and **P. Ozturk**, “Design of branch line coupler loaded capacitively with interdigitated fingers by using microstrip fed coplanar structures (L-shaped conductor backed asymmetric CPS and U-shaped conductor backed CPW”, Microw. Opt. Technol. Lett., vol. 55, pp. 816–820, 2013. , 2013.

• A. K. Gorur, C. Karpuz, A. Ozek, **P. Ozdemir** and Z. Karaca, "A novel compact microstrip dual-mode wideband bandpass filter design using tuning stubs", Microwave and Optical Technology Letters, vol.56 no.1 pp.47–49, (Featured as “Key Scientific Article” on Advances in Engineering Series Url link: <https://advanceseng.com/electrical-engineering/a-novel-compact-microstrip-dual-mode-wideband-bandpass-filter-design-using-tuning-stubs/>), 2014.

A. K Görür., **P. Özdemir**, E.Şahin, C. Karpuz, “A novel microstrip diplexer design with tunable bandwidths and switchable channels for 4.5G applications,” Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, kabul edildi. DOI: 10.3906/elk-1704-140.

Konferans listesi :

• Gorur A.K., Karpuz C., **Özdemir P.** and Karaca Z., "A Novel Compact Triple-Mode Microstrip Bandstop Filter with Adjustable Reflection Zeros", Asia-Pacific Microwave Conference 2013 (APMC 2013), Seoul, Güney Kore, 2013.

• **Özdemir P.**, Görür A.K., Karpuz, C., "İndüktif Yüklemeli Mikroşerit Kare Halka Rezonatörler Kullanılarak Mikrodalga Frekans Çiftleyici Tasarımı ve Çift-Band Uygulamaları", Eleco 2014 Elektrik – Elektronik – Bilgisayar ve Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu, 27 – 29 Kasım 2014. , 2014.

• Karpuz C., Fırat G. B., and **Öztürk Özdemir P.**, "Çift Modlu Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzu Filtre Tasarımı Ve Geçiş Bandının İndüktif Yarık Yükleme İle Kontrolü" URSI-TÜRKİYE 2016 VIII. Bilimsel Kongresi, ODTÜ, Ankara, 1-3 Eylül 2016.

• Karpuz C., **Öztürk Özdemir P.**, and Fırat G. B., "Design of fourth order dual-mode microstrip filter by using interdigital capacitive loading element with high selectivity," 2016 46th European Microwave Conference (EuMC), pp. 461-464, London, 2016.

• Karpuz C., Fırat G. B., **Öztürk Özdemir P.**, Özek A., and Karpuz ., " Design of Dual-Mode Substrate Integrated Waveguide Filter using Inductive Slots," 2016 Asia Pacific Microwave Conference (APMC), New Delhi, 2016.

• Karpuz C., and **Öztürk Özdemir P.**, "Design of Fourth Order Microstrip Filter Using the Open Loop Resonator with a Novel Interdigital Loading Element," 2017 International Microwave Symposium (IMS), Hawai, 2017.