



3G/4G/Wi-Fi/WiMax Uygulamaları için Ayarlanabilir Çok Modlu Çok Bandlı Mikrodalga Filtre ve Frekans Çoğullayıcı Tasarımı.

Program Kodu:

Proje No: 215E099

Proje Yürütücüsü:
Prof. Dr. Ceyhun KARPUZ

Araştırmacı(lar):

Dr. Öğr. Üyesi Ahmet ÖZEK
Dr. Öğr. Üyesi Ali Kürşad GÖRÜR

Bursiyer(ler):

Dr. Pınar ÖZTÜRK ÖZDEMİR
Gülfem Balasu FIRAT UNUK
Barış UYSAL
Engin DOĞAN
Alper TÜRKELİ

NİSAN 2018
DENİZLİ

ÖNSÖZ

Son yıllarda kablosuz haberleşme sistemlerindeki hızlı gelişim çok bandlı mikrodalga filtrelerin ve mikrodalga çoğullayıcıların öneminin oldukça artmasına yol açmaktadır. Çok bandlı filtreler birden fazla bandın ön seçimini sağlamak ve parazitlerin yok edilmesini sağlamak amacıyla kablosuz iletişim sistemlerinin ön uçlarına yerleştirilir. Genellikle kanal ayırıcı ve birleştirici olarak kullanılan mikrodalga çoğullayıcılar ise birçok iletişim ve radar sistemlerinde geniş frekans bandlarını farklı frekanslardaki birçok sinyal bandına dönüştürür ya da tam tersi işlemleri gerçekleştirir. 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.

Proje kapsamında tasarlanan filtre ve çoğullayıcı türlerinin düzlemsel mikrodalga filtre ve çoğullayıcı çoğullayıcı literatüründe geniş bir yelpazeye hitap etmesi ve önemli teorik çalışmaları içermesi yönünden ulusal ve uluslararası anlamda büyük öneme sahip olabileceği düşünülmektedir. Dünyanın mikrodalga alanındaki en önde gelen konferanslarında proje çıktılarının sunulması ve çeşitli dergilerde tasarımların yer alması projenin uluslararası çaptaki önemini vurgulamaktadır. Ayrıca ülkemiz askeri ve sivil mikrodalga sanayide kullanılabilecek çeşitli filtre ve çoğullayıcı çoğullayıcı türlerinin tasarım, analiz ve imalatlarının kendi imkânlarımız doğrultusunda gerçekleştirilmesinden dolayı ulusal bazdaki önemi göze çarpmaktadır.

Proje kapsamındaki tasarımların uygulamaya konulması aşamasında gerekli tüm desteği karşıladığı için Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu'na (TÜBİTAK) şükranlarımı sunarım.

İçindekiler

ÖNSÖZ	ii
ŞEKİL LİSTESİ	v
TABLO LİSTESİ	ix
ÖZET	x
1. GİRİŞ	1
2. LİTERATÜR ÖZETİ	2
3. AYARLANABİLİR MİKROŞERİT FİLTRE TASARIMLARI	19
3.1 Tek Bandlı Filtreleme Karakteristiği Yeniden Yapılandırılabilir Ve Band Genişliği Ayarlanabilir Filtre Tasarımı	19
3.2 İki Bandlı Ayarlanabilir Band Geçiren Filtre Tasarımı	20
3.2.1 Rezonatör Analizleri	20
3.2.2 Çift Band Ayarlanabilir Filtre Tasarımı	23
3.2.3 Deneysel sonuçlar	25
3.3 Dört Bandlı Anahtarlanabilir Band Geçiren Filtre Tasarımı	27
3.3.1 Rezonatör Analizi	27
3.3.2. Tasarım Prosedürü	30
3.3.3. Kuplaj Tanımlamaları	32
3.3.4. Deneysel Sonuçlar	34
3.4. Ayarlanabilir Band Durduran Filtre Tasarımı	36
3.4.1. Rezonatör Analizi	36
3.4.2. Filtre Tasarımı	38
3.4.3. Üretim ve Ölçüm	39
3.5. Ayarlanabilir Çift Bandlı Band Durduran Filtre Tasarımı	40
3.6 Ayarlanabilir SIW Band Geçiren Filtre Tasarımı	43
4. MİKROŞERİT ÇOĞULLAYICI TASARIMLARI	46
4.1 Ayarlanabilir Band Genişlikli Ve Anahtarlanabilir Kanallı Mikroşerit İkileyici Tasarımı	46
4.1.1 Rezonatör Analizi	46
4.1.2. Mikroşerit İkileyici Tasarımı	48
4.1.3. Deneysel Çalışmalar	52
4.2. Kıvrımlı Halka Rezonatörlere Dayalı Mikroşerit Üçleyici	56
4.2.1 Rezonatör Analizi	57
4.2.2. Üçleyici Tasarımı	58
4.2.3. Deneysel Çalışmalar	59
4.3. Dar Yarık Yüklü Açık Devre Yan Hatlara Sahip Mikroşerit Çiftleyici Tasarımı	61
4.3.1. Rezonatör Analizi	61
4.3.2. Mikroşerit Çiftleyici Tasarımı	62
4.3.3. Deneysel Çalışmalar	65



4.4. Merkez Frekansı Ayarlanabilir Mikroşerit İkileyici	66
5. ÇOK MODLU ÇOK BANDLI ÇOĞULLAYICI TASARIMI.....	70
5.1 Teorik Çalışmalar	71
5.1.1 Bir çift iletim sıfırına sahip ikinci dereceden eliptik filtre karakteristiğine sahip filtre örneği için başlangıç kuplaj matrisinin elde edilmesi.....	71
5.1.2 Tek iletim sıfırlı ikinci dereceden band geçiren filtre tasarımı için başlangıç kuplaj matrisinin elde edilmesi	79
5.1.3 Üç iletim sıfırlı dördüncü dereceden band geçiren filtre tasarımı için başlangıç kuplaj matrisinin elde edilmesi	84
5.2 Simülasyon Çalışmaları	101
5.3 Deneysel Çalışmalar	111
6 SONUÇ	113
7 KAYNAKLAR	116

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1. Üç bandlı ayarlanabilir filtre konfigürasyonu. $W_1 = 0.3$, $L_1=19.1$, $W_2= 1.6$, $L_2= 11.7$, $W_3= 0.3$, $L_3= 16.8$, $W_4= 0.3$, $L_4=3.8$, $L_5 = 16.4$, $L_6 = 7.5$, $W_5= 2.2$, $G_1= 0.2$, $G_2= 0.7$ (uzunluklar mm boyutundadır) ve $C_{in}= 15pF$	2
Şekil 2.2. Farklı öngerilim voltajlarına göre simüle edilen ve ölçülen S-parametreleri a) S_{21} b) S_{11}	2
Şekil 2.3. Önerilen ayarlanabilir üç bandlı filtre a) konfigürasyonu b) üretim fotoğrafı.....	3
Şekil 2.4. Ayarlanabilir birinci geçme bandına ait simulasyon ve ölçüm sonuçları a) S_{11} b) S_{21}	3
Şekil 2.5. Ayarlanabilir üçüncü geçme bandına ait simulasyon ve ölçüm sonuçları a) S_{11} b) S_{21}	4
Şekil 2.6. Yarı eliptik çift bandlı band geçiren ayarlanabilir filtre. (a) boyutlandırması (uzunluklar mm boyutundadır: $l_1=20.3$, $l_2=60.6$, $l_3=27.2$, $l_4=5.1$, $l_5=45.7$, $l_6=19.8$, $l_7=19.4$, $l_8=29$, $l_9=33$, $l_{10}=40.2$, $l_{11}=10.2$, $l_{12}=17.8$, $l_{13}=10.2$, $w_0=3.3$, $w_1=3.3$, $w_2=0.5$, ve $w_3=11.7$), (b) üretim fotoğrafı.....	4
Şekil 2.7. Yarı eliptik band geçiren filtreye ait simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması	5
Şekil 2.8. Önerilen ayarlanabilir dört bandlı çiftleyici a) konfigürasyonu b) üretim fotoğrafı....	5
Şekil 2.9. Ayarlanabilir dört bandlı çiftleyiciye ait ölçüm sonuçları (a) S_{21} , (b) S_{31}	6
Şekil 2.10. Ölçüm sonuçlarına göre a) S_{21} ve b) S_{11} parametreleri (Tsai vd., 2016).....	6
Şekil 2.11. Üretilen ayarlanabilir filtrenin fotoğrafı (Tsai vd., 2016).....	6
Şekil 2.12. Yang ve Rebeiz tarafından önerilen ayarlanabilir üçleyici konfigürasyonu	7
Şekil 2.13. Ölçülen üçleyiciye ait frekans cevabı a) kanal 1 ve 3 sabitken kanal 2 değişimi, b) kanal 1 ve 2 sabitken kanal 3 değişimi c) 3 kanalın aynı anda değişimi (Yang ve Rebeiz 2016).....	8
Şekil 2.14. Ayarlanabilir çift modlu filtreye ait simülasyon ve ölçüm sonuçları a) 2. band sabitken 1.band S_{11} değişimi b) 2. band sabitken 1.band S_{21} değişimi c) 1. band sabitken 2.band S_{11} değişimi d) 1. band sabitken 2.band S_{21} değişimi (Feng vd., 2017)	8
Şekil 2.15. Ayarlanabilir çiftleyiciye ait simülasyon ve ölçüm sonuçları a) 2. kanal sabitken 1.kanal S_{21} ve S_{31} değişimi b) 2. kanal sabitken 1.kanal S_{11} değişimi c) 1. kanal sabitken 2.kanal S_{21} ve S_{31} değişimi d) 1. kanal sabitken 2.kanal S_{11} değişimi (Feng vd., 2017)	9
Şekil 2.16. Önerilen ayarlanabilir mikroşerit filtre a) diyagramı b) fotoğrafı (Zhang vd., 2018)	10
Şekil 2.17. Zhang ve arkadaşları tarafından önerilen ayarlanabilir filtrenin farklı band genişlikleri ve farklı merkez frekanslarındaki S-parametreleri	11
Şekil 2.18. Dördüncü dereceden Ku band çiftleyici konfigürasyonu.....	11
Şekil 2.19. Üretilen dikdörtgen kesitli Ku band çiftleyici devresi.....	12
Şekil 2.20. Ku band çiftleyici devresinin ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması	12
Şekil 2.21. Geniş band çiftleyici devresi	13
Şekil 2.22. Geniş band çiftleyiciye ait ölçüm ve simülasyon sonuçları (a) S_{11} (b) S_{21} , S_{31}	13
Şekil 2.23. Dört bandlı mikroşerit çiftleyici devresi.....	14
Şekil 2.24. Dört bandlı mikroşerit çiftleyici devresinin üretim fotoğrafı	14
Şekil 2.25. Dört bandlı mikroşerit çiftleyici devresinin ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması	15
Şekil 2.26. 6 kanallı üçleyici konfigürasyonu (Hsu ve Tu 2017).....	15
Şekil 2.27. 6 kanallı üçleyicinin simülasyon ve ölçüm sonuçları (Hsu ve Tu 2017)	16
Şekil 2.28. Hsu ve Tu tarafından önerilen 8 kanallı dörtleyici tasarımı.....	16
Şekil 2.29. 8 kanallı dörtleyicinin simülasyon ve ölçüm sonuçları (Hsu ve Tu 2017).....	17
Şekil 2.30. 5 kanallı çoklayıcı tasarımı (Li vd., 2016).....	18
Şekil 2.31. 5 kanallı çoklayıcının simülasyon cevabı (Li vd., 2016)	18
Şekil 3.1. a) Tasarlanan tek bandlı çok fonksiyonlu filtre konfigürasyonu, b) imal edilen filtre fotoğrafı, c) kuasi eliptik frekans cevabında band genişliği ayarlama işlemine dair ölçüm	

sonuçları, d) lineer faz frekans cevabında band genişliği ayarlama işlemine dair ölçüm sonuçları, e) ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırması.....	20
Şekil 3.2. a) Önerilen çift mod rezonatör yapısı, b) çift mod eşdeğer devresi, c) tek mod eşdeğer devresi.....	21
Şekil 3.3. Pertürbasyon kapasitansının filtre karakteristiği üzerindeki etkisi.....	22
Şekil 3.4. Tasarlanan ayarlanabilir ve yeniden yapılandırılabilir çift band band geçiren filtre ($l=7.1$ mm, 6.15 , $h=1.27$ mm, $\epsilon_{eff}=4.4$, $C_s=0.6$ pF, $C_r=1$ pF, $Z_0=50$ Ω)	22
Şekil 3.5. Ayarlanabilir birinci geçirme bandının farklı filtreleme karakteristikleri için simülasyon sonuçları a) kuasi-eliptik, b) lineer faz.....	24
Şekil 3.6. Ayarlanabilir ikinci geçirme bandının farklı filtreleme karakteristikleri için simülasyon sonuçları a) kuasi-eliptik, b) lineer faz.....	24
Şekil 3.7. Üretilen filtrenin fotoğrafı	25
Şekil 3.8. Ayarlanabilir birinci geçirme bandının farklı filtreleme karakteristikleri için ölçüm sonuçları a) kuasi-eliptik, b) lineer faz.....	25
Şekil 3.9. Ayarlanabilir ikinci geçirme bandının farklı filtreleme karakteristikleri için ölçüm sonuçları a) kuasi-eliptik, b) lineer faz.....	26
Şekil 3.10. a) Tasarlanan filtrenin anahtarlama karakteristiği için ölçüm sonuçları, b) grup gecikmesi karşılaştırması	26
Şekil 3.11. Çift-mod kare halka rezonatör a) düzeni b) çift-mod analizi c) tek-mod analizi....	27
Şekil 3.12. Varaktör kapasitansının frekans cevabına etkisi a) $\theta_1 \neq \theta_2$ b) $\theta_1 = \theta_2$	29
Şekil 3.13. a) Önerilen çift-mod çift-band band geçiren filtre yapısı b) yan hat yüklü besleme hattı	30
Şekil 3.14. Önerilen filtrenin kuplaj şeması.....	32
Şekil 3.15. a) Birinci band açık, b) ikinci band açık, c) üçüncü band açık, d) dördüncü band açık	33
Şekil 3.16. Üretilen filtrenin fotoğrafı	34
Şekil 3.17. Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması a) birinci band OFF değerleri ON b) ikinci band OFF değerleri ON c) üçüncü band OFF değerleri ON d) dördüncü band OFF değerleri ON.....	34
Şekil 3.18. Önerilen varaktör diyotlu çift mod kare halka rezonatör	36
Şekil 3.19. Tasarlanan ayarlanabilir band durduran filtre.....	36
Şekil 3.20. Besleme hattı genişliğinin frekans cevabı üzerindeki etkisi	37
Şekil 3.21. Kapasitans değişimlerinin band genişliği üzerindeki etkisi a) pertürbasyon varaktör diyotu, b) referans varaktör diyotları.....	37
Şekil 3.22. Merkez frekans ayarlama işlemi simülasyon cevabı.	38
Şekil 3.23. Üretilen çift mod ayarlanabilir band durduran filtrenin fotoğrafı	39
Şekil 3.24. Ölçüm sonuçları a) S_{21} parametreleri, b) S_{11} parametreleri, c) gerilim değerleri ..	40
Şekil 3.25. Önerilen ayarlanabilir çift-bandlı band durduran filtre.....	40
Şekil 3.26. Ayarlama işlemi simülasyon sonuçları a) birinci band için b) ikinci band için.....	41
Şekil 3.27. Üretilen çift-band band durduran filtre fotoğrafı.....	42
Şekil 3.28. Ölçüm sonuçları a) ayarlanabilir birinci durdurma bandı için b) ayarlanabilir ikinci durdurma bandı için.....	42
Şekil 3.29. Farklı l_1 değerlerine göre mikroşerit rezonatörün frekans cevabı ($l_2 = 4.0$ mm)	43
Şekil 3.30. Mikroşerit rezonatör ve etrafına elektrik duvar yerleştirilmiş mikroşerit rezonatörün frekans cevabının karşılaştırılması ($l_1 = 2.2$ mm, $l_2 = 4.0$ mm).....	44
Şekil 3.31. Varaktör diyot ile ayarlanabilir filtre tasarımı ($a=16.8$ mm, $d=1.2$ mm, $s=2.7$ mm, $l_1=3.5$ mm, $l_2= 4.0$ mm)	44
Şekil 3.32. Ayarlanabilir filtreye ait a) simülasyon b) ölçüm sonuçları.....	45
Şekil 3.33. Üretilen ayarlanabilir filtrenin fotoğrafı	46
Şekil 4.1. a) Önerilen çift mod rezonatör yapısı, b) çift mod eşdeğer devresi, c) tek mod eşdeğer devresi.....	46
Şekil 4.2. Tasarlanan ayarlanabilir mikroşerit çiftleyici.....	48

Şekil 4.3. a) İlk kanal için ayarlama işlemleri(Simülasyon), b) ikinci kanal için ayarlama işlemleri(Simülasyon), c) her iki kanal için ayar işlemleri(Simülasyon), d) ilk kanal için merkez frekans kontrolü(Simülasyon), e) ikinci kanal için merkez frekans kontrolü(Simülasyon)	50
Şekil 4.4. Kuplaj kapasitanslarındaki değişikliklerin izolasyon seviyesi ayarına etkisi(Simülasyon)	52
Şekil 4.5. Üretilen filtrenin fotoğrafı	52
Şekil 4.6. a) İlk kanal için ayarlama işlemleri(Ölçüm), b) ikinci kanal için ayarlama işlemleri(Ölçüm), c) her iki kanal için ayar işlemleri(Ölçüm)	53
Şekil 4.7. Çıkış portları arasındaki ölçülen yalıtım seviyesi	54
Şekil 4.8. Geleneksel çift modlu kare halka rezonatörler a) simetrik durum (Eşit elektriksel uzunluklar), b) asimetrik durum ($\theta_1 \neq \theta_2$), c) frekans cevaplarının karşılaştırılması	56
Şekil 4.9. Asimetrik geleneksel çift modlu kare halka rezonatörün eşdeğer devreleri a) çift mod, b) tek mod	57
Şekil 4.10. Önerilen mikroşerit üçleyici.....	58
Şekil 4.11. Kanal frekanslarının akım dağılımları a) 2.5 GHz, b) 2.8 GHz, c) 3.52 GHz.....	59
Şekil 4.12. Üretilmiş üçleyicinin fotoğrafı	60
Şekil 4.13. Simüle edilmiş (kesik çizgiler) ve ölçülmüş (düz çizgiler) sonuçlar a) araya girme kayıpları, b) tüm portlar için geri dönüş kayıpları, c) izolasyon seviyeleri	60
Şekil 4.14. a) Önerilen rezonatörün zayıf kuplaj altında yerleştirilmesi, b) açık devre kesilmiş saplamanın dar yarıklarla yakın görünümü.	61
Şekil 4.15. a) Önerilen rezonatörün açık devre yan hatların varlığına göre zayıf kuplaj altında frekans yanıtları, b) dar yarıkların sayısı n'e karşı rezonans frekansı değişimi.....	62
Şekil 4.16. Önerilen çiftleyici yapısı. ($d = 4,1$ mm, $p_{1x} = 5$ mm, $p_{1y} = 2$ mm, $p_{2x} = 2$ mm, $p_{2y} = 4$ mm).....	63
Şekil 4.17. a) İlk kanalın p_{1y} 'deki değişikliklere göre band genişliği kontrolü, b) n_1 'deki değişikliklere göre merkez frekans kontrolü, c) band genişliği ve merkez frekans kontrolleri için izolasyon seviyesi değişiklikleri	63
Şekil 4.18. a) p_{2x} 'deki değişikliklere göre ikinci kanalın band genişliği kontrolü, b) n_2 'deki değişikliklere göre merkez frekans kontrolü, c) band genişliği ve merkez frekans kontrolleri için izolasyon seviyesi değişiklikleri	64
Şekil 4.19. a) Üretilen çiftleyicinin fotoğrafı, b) simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması	65
Şekil 4.20. Kare halka rezonatör yapısı	66
Şekil 4.21. Ayarlanabilir ikileyici tasarımı	67
Şekil 4.22. C_p ve C_r varaktör diyotlarının rezonatör içerisindeki konumları.	67
Şekil 4.23. C_p varaktör diyodunun kapasitans değeri değişimi.....	68
Şekil 4.24. C_r varaktör diyotlarının kapasitans değerleri değişimi.....	68
Şekil 4.25. Kıvrımlı hat uzunluğu değişimi.....	69
Şekil 4.26. Birinci band merkez frekans kontrolü.....	69
Şekil 4.27. İkinci band merkez frekans kontrolü	70
Şekil 5.1. İkinci dereceden Butterworth filtre karakteristiği.....	72
Şekil 5.2. Bir çift iletim sıfırına sahip ikinci dereceden eliptik filtre için frekans cevabı	74
Şekil 5.3. Hurwitz faktörizasyonu ile elde edilen saçılma parametrelerinin rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile karşılaştırılması	76
Şekil 5.4. Kuplaj matrisi ve rasyonel fonksiyondan elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması (S_{11} , S_{21} : Rasyonel Fonksiyon; S_{m11} , S_{m21} : Kuplaj Matrisi).....	79
Şekil 5.5. Tek iletim sıfırlı ikinci dereceden eliptik filtre karakteristiği için frekans cevabı	80
Şekil 5.6. Rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile sentezleme işlemi ile elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması	82
Şekil 5.7. Kuplaj matrisi ve rasyonel fonksiyondan elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması (S_{11} , S_{21} : Rasyonel Fonksiyon; S_{11_km} , S_{21_km} : Kuplaj Matrisi)	84
Şekil 5.8. Üç iletim sıfırına sahip dördüncü dereceden eliptik filtre karakteristiği için frekans cevabı	85

Şekil 5.9. Rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile sentezleme işleminin elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması	87
Şekil 5.10. Rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile sentezleme işleminin elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması	89
Şekil 5.11. ÇMF#1 ve ÇMF#2 konfigürasyonları	89
Şekil 5.12. ÇMF#1 ve ÇMF#2 için kuplaj diyagramı gösterimi	91
Şekil 5.13. a) ÇMF#1 ve b) ÇMF#2 için teorik ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması	91
Şekil 5.14. Frekans dönüşümü (Macchiarella ve Tamiazzo 2006)	92
Şekil 5.15. RX ve TX filtreler için transfer fonksiyonlarından elde edilen frekans cevabı	93
Şekil 5.16. RX ve TX filtreler için rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile sentezleme işleminin elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması a) S ₁₁ b) S ₂₁	95
Şekil 5.17. 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	96
Şekil 5.18. a) Önerilen mikroşerit çiftleyici devresi b) kuplaj diyagramı	97
Şekil 5.19. Çiftleyici için kuplaj matrisine ait saçılma parametreleri rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile karşılaştırılması	100
Şekil 5.20. a) Tek mod rezonatör yapısı b) önerilen çift modlu rezonatör yapısı c) tek modlu ve çift modlu açık halka rezonatörlerin frekans cevabının karşılaştırılması	102
Şekil 5.21. Farklı a) g b) t c) l1 ve l2 d) d e) S değerlerine göre frekans cevabı değişimi	103
Şekil 5.22. Açık halka rezonatör konfigürasyonları ve frekans cevaplarının karşılaştırılması	104
Şekil 5.23. Teorik ve simülasyon sonuçlarından elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması	105
Şekil 5.24. İki özdeş a) tek b) çift modlu rezonatörün zayıf kuplaj altındaki gösterimi	105
Şekil 5.25. İki özdeş tek/çift modlu rezonatörün zayıf kuplaj altında elde edilen frekans cevabı	106
Şekil 5.26. a) ÇMF#1 b) ÇMF#2 konfigürasyonları	106
Şekil 5.27. ÇMF#1 ve ÇMF#2 için frekans cevapları	107
Şekil 5.28. a) ÇMF#1 ve b) ÇMF#2 için teorik ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması	107
Şekil 5.29. Dördüncü dereceden kanal filtrelerine sahip mikroşerit çiftleyici devresi	108
Şekil 5.30. Çiftleyici için simülasyon ve sentezleme işlemi ile elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması a) S ₁₁ b) S ₂₁ ve S ₃₁	109
Şekil 5.31. Seri LC yükleme elemanına açık halka rezonatör konfigürasyonları ve frekans cevaplarının karşılaştırılması	109
Şekil 5.32. Çok modlu ve çok bandlı mikroşerit çoğullayıcı devre konfigürasyonu	110
Şekil 5.33. Önerilen çok modlu çok bandlı mikrodalga çoğullayıcı devresinin frekans cevabı	110
Şekil 5.34. Üretilen dört modlu band geçiren filtre devresi	111
Şekil 5.35. Üretilen filtre devresinin simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması	111
Şekil 5.36. İmal edilen çiftleyici fotoğrafı	112
Şekil 5.37. Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması	112

TABLO LİSTESİ

Tablo 3.1. Rezonatör boyutları ve diğer parametreler	23
Tablo 3.2. Rezonatöre ait bütün boyutlar	31
Tablo 3.3. Önceki çalışmalar ile bu çalışma arasındaki farklar	35
Tablo 3.4. Önerilen filtreye ait boyutlar.....	38
Tablo 3.5. Önerilen filtreye ait boyutlar.....	41
Tablo 4.1. Tasarlanan çiftleyicinin boyutları (Birimler: mm)	49
Tablo 4.2. Birinci kanal ayarlama işlemi için sayısal değerler (Simülasyon)	49
Tablo 4.3. İkinci kanal ayarlama işlemi için sayısal değerler (Simülasyon)	51
Tablo 4.4. İlk kanal ayarlama işlemi için sayısal değerler (Ölçüm)	54
Tablo 4.5. İkinci kanal ayar işlemi için sayısal değerler (Ölçüm).....	55
Tablo 4.6. Benzer çalışmalarla karşılaştırma. (* CF: Merkez frekansları)	55
Tablo 4.7. Önerilen üçleyicinin boyutları (Birimler: mm)	59
Tablo 5.1. Örnek bir eliptik karakteristik fonksiyonunda kullanılan yansıma ve iletim sıfırları	73
Tablo 5.2. İletim ve yansıma katsayılarının s domeninde belirlenen sıfır ve kutup değerleri.	74
Tablo 5.3. Başlangıç kuplaj matrisinin belirlenmesi için incelenen rasyonel fonksiyona ait özdeğer,rezidü ve özvektör değerleri.....	78
Tablo 5.4. Önerilen filtre devresinin karakteristik fonksiyonunun oluşturulmasında kullanılan normalize yansıma ve iletim sıfırları.....	80
Tablo 5.5. İletim ve yansıma katsayılarının s domeninde belirlenen sıfır ve kutup değerleri.	81
Tablo 5.6. Başlangıç kuplaj matrisinin belirlenmesi için önerilen filtre fonksiyonuna ait özdeğer,rezidü ve özvektörler.....	83
Tablo 5.7. Önerilen filtre devresinin karakteristik fonksiyonunun oluşturulmasında kullanılan normalize yansıma ve iletim sıfırları.....	85
Tablo 5.8. İletim ve yansıma katsayılarının s domeninde belirlenen sıfır ve kutup değerleri.	86
Tablo 5.9. Başlangıç kuplaj matrisinin belirlenmesi için önerilen filtre fonksiyonuna ait özdeğer,rezidü ve özvektörler.....	88
Tablo 5.10. RX ve TX filtrelerinin karakteristik fonksiyonlarının oluşturulmasında kullanılan normalize yansıma ve iletim sıfırları.....	93
Tablo 5.11. RX ve TX filtreleri için iletim ve yansıma katsayılarının s domeninde belirlenen sıfır ve kutup değerleri.....	94
Tablo 5.12. Admitans parametreleri $y_{11}(s)$, $y_{21}(s)$ ve $y_{31}(s)$ katsayıları	98
Tablo 5.13. Önerilen çiftleyici fonksiyonuna ait özdeğer,rezidü ve özvektör değerleri	99
Tablo 5.14. Önerilen çiftleyici devresine ait kuplaj matrisi eleman değerleri	100
Tablo 5.15. Önerilen üçleyicinin boyutları (Birimler: mm)	108

ÖZET

Son yıllarda kablosuz haberleşme sistemlerindeki hızlı gelişim çok bandlı mikrodalga filtrelerin ve mikrodalga çoğullayıcıların öneminin oldukça artmasına yol açmaktadır. Çok bandlı filtreler birden fazla frekans bandının ön seçimini sağlamak ve parazitlerin yok edilmesini sağlamak amacıyla RF ön uç modüllerinde sıklıkla kullanılmaktadır. Genellikle kanal ayırıcı ve birleştirici olarak kullanılan mikrodalga çoğullayıcılar ise birçok iletişim ve radar sistemlerinde geniş frekans bandlarını farklı frekanslardaki birçok sinyal bandına dönüştürür ya da tam tersi işlemleri gerçekleştirir. Devre boyutları, geçme bandlarının band genişlikleri, uygun maliyet, düşük araya girme kayıpları, iyi bir izolasyon seviyesi ve geçme kanallarının seçiciliği mikrodalga filtre ve çoğullayıcı tasarımlarında göz önünde bulundurulmuş temel performans parametreleridir.

Proje kapsamındaki çalışmalar ayarlanabilir filtre, ayarlanabilir çoğullayıcı ve çok modlu çok bandlı çoğullayıcı tasarımları üzerine yoğunlaşmaktadır. Ayarlanabilir devre tasarımlarında elektronik olarak ayarlama işlemi için varaktör diyot teknolojisi kullanılmaktadır. Özellikle çift modlu kare halka rezonatörlere dayalı olarak band genişliği ayarlanması, filtreleme karakteristiğinin yeniden yapılandırılması ve bandların anahtarlama işlemleri bir, iki ve dört bandlı band geçiren filtre tasarımları olarak sunulmaktadır. Merkez frekansın ayarlama işlemine yönelik de SIW band geçiren filtre tasarımı ortaya konmaktadır. Ayarlanabilir çoğullayıcı tasarımlarında ise merkez frekans ayarlama, band genişliği ayarlama ve kanal anahtarlama işlemlerinin elektronik olarak gerçekleştirilmesi sunulmaktadır.

Projedeki çok modlu ve çok bandlı mikrodalga çoğullayıcı tasarımlarında ise inter dijital kapasitör yüklü açık halka rezonatörler, çift modlu kare halka rezonatörler ve bu rezonatörlere eklenen yarık yüklü açık devre sonlandırılmalı yan hatlar kullanılmaktadır. Bu kapsamda çift modlu çiftleyici, çift modlu üçleyici, dört kutuplu çiftleyici ve dört kanallı çok modlu çiftleyici mikroşerit yapılar kullanılarak tasarlanmaktadır. Tasarımlarda yarık yüklemelerin ve inter dijital kapasitörlerin değişimlerine göre frekans cevaplarının kontrolleri ele alınmaktadır. Diğer yandan dört kutuplu çoğullayıcı tasarımlarında kullanılan filtreler de ayrıca incelenmektedir.

Proje kapsamında tasarlanan filtre ve çoğullayıcıların tamamı imal edilmekte ve ölçümleri sunulmaktadır. Ölçümlerin teorik ve simülasyonlarla oldukça iyi bir uyum sergilediği ortaya konmaktadır.

Anahtar kelimeler: Mikroşerit, ayarlanabilir, filtre, çoğullayıcı, rezonatör.

ABSTRACT

In recent years, the rapid developments in wireless communication systems cause to a significant increase in the importance of multi-band microwave filters and microwave multiplexers. Multiband tunable filters are often used in RF front end modules in order to provide preselection of more than one frequency band and to avoid parasitic signals. Microwave multiplexers, which are generally used for separating and connecting channels, convert wide frequency bands to more than one signal bands in many communication and radar systems and vice versa. Circuit size, bandwidths of passbands, low cost, low insertion losses, good isolation level and high selectivity are main performance parameters considered in microwave filter and multiplexer designs.

Studies in this project are focused on designs of tunable filters, tunable multiplexers and multi mode multi band multiplexers. Varactor diode technology is used for electronically tuning operation in the tunable circuit designs. Operations for tunable bandwidth, reconfigurable filtering characteristics and switching passbands are presented over single, dual and quad band bandpass filters based on especially dual mode square loop resonators. A SIW bandpass filter is also exhibited for center frequency tuning operations. In tunable multiplexer designs, realization of center frequency tuning, bandwidth tuning and passband switching operations are electronically presented.

In multi mode multi band microwave multiplexer designs, interdigital capacitor loaded open loop resonators, dual mode square loop resonators and slit loaded open circuited stubs attached to these resonators are used. Thus, dual mode diplexer, dual mode triplexer, four pole diplexer and four channel multi mode diplexer are designed by using microstrip structures. In design processes, frequency responses controls are investigated with respect to the changes in loaded slits and interdigital capacitors. Besides, filters used in four pole multiplexer designs are also analyzed.

All of the filters and multiplexers designed in this project are fabricated and tested. It is observed that a very good agreement between the measured, theoretical and simulated results.

Keywords: Microstrip, tunable, filter, multiplexer, resonator.



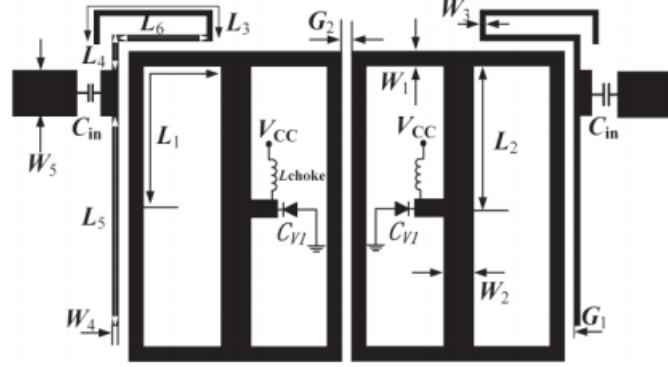
1. GİRİŞ

Son yıllarda mobil iletişim sistemlerinde artan gelişmeler kompakt ve yüksek seçiciliğe sahip filtre ve çoğullayıcı tasarımlarına ihtiyacın artmasına neden olmuştur. Özellikle RF ön uç modüllerinde ihtiyaç duyulan mikrodalga filtreler içerisinde ayarlanabilir filtreler ön plana çıkmaktadır. Bunun yanı sıra çok bandlı filtre tasarımları da eş zamanlı operasyonların tek bir devre vasıtasıyla gerçekleştirilebilmesi açısından tek bandlı filtrelere nazaran daha sık kullanılmaktadır. Bu bilgiler ışığında önerilen projenin kapsamı ayarlanabilir çok bandlı (iki, üç ve dört) band geçiren filtre tasarımlarına hitap etmektedir. Tasarlanacak filtrelerin ayarlanabilirlik özelliği ise band genişliği ve iletim sınırlarını kapsamaktadır. Diğer yandan, ayarlanabilirlik özelliğinin çoğullayıcılara uygulanması projenin bir başka kapsama alanıdır. Bu çalışma içerisinde yine band genişliği açısından ayarlanabilir özelliğe sahip düzlemsel çoğullayıcı tasarımlarına hitap etmektedir. Bu sayede sayılan tüm bu özelliklere bir de arzu edilen kanaldan çıkış alabilme serbestliği de eklenmiş olacaktır.

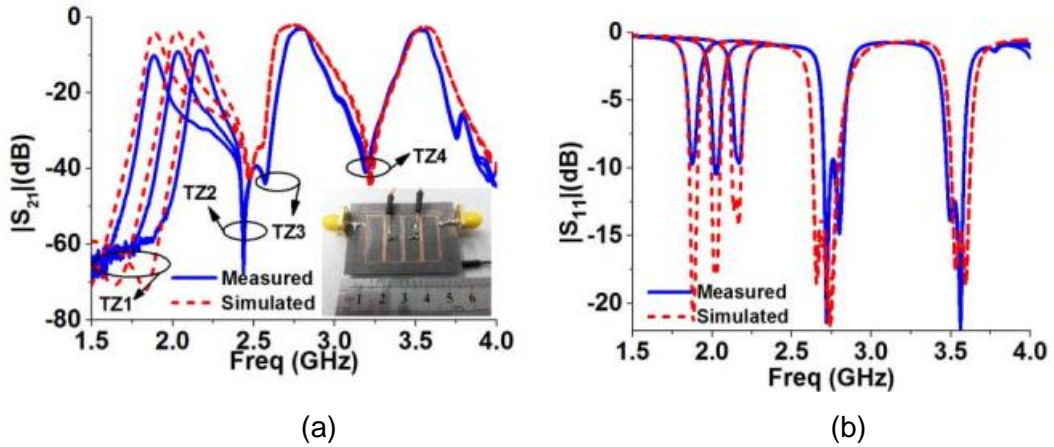
Kanal ayırıcı ve birleştirici olarak kullanılan çoğullayıcılar birçok iletişim ve radar sistemlerinde geniş frekans bandlarının farklı frekanslardaki birçok sinyal bandına dönüşmesini sağlaması ya da tam tersi işlemleri gerçekleştirilebilmesi sebebiyle oldukça önemli rol oynamaktadırlar. Radar ve kablosuz 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. Gelecek nesil uydu haberleşme donanımları için temel konulardan biri çoklu sinyal yollarının sinyal gücü, kapsamı 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.

2. LİTERATÜR ÖZETİ

Zhang ve arkadaşları tarafından 2016'da önerilen ayarlanabilir alt geçme bandına sahip üç bandlı filtre tasarımı Şekil 2.1'de verilmektedir. Devrede ayarlama elemanı olarak Skyworks SMV1413 varaktör diyotlar kullanılmaktadır ve varaktör diyotlar aracılığıyla diğer geçme bandları etkilenmeksizin sadece alt bandın değişimi sağlanmaktadır. Ayrıca kanca şeklindeki besleme hatlarıyla harici kalite faktörünün artırılması ve dolayısıyla da filtrenin daha yüksek bir seçiciliğe sahip olması da sağlanmaktadır



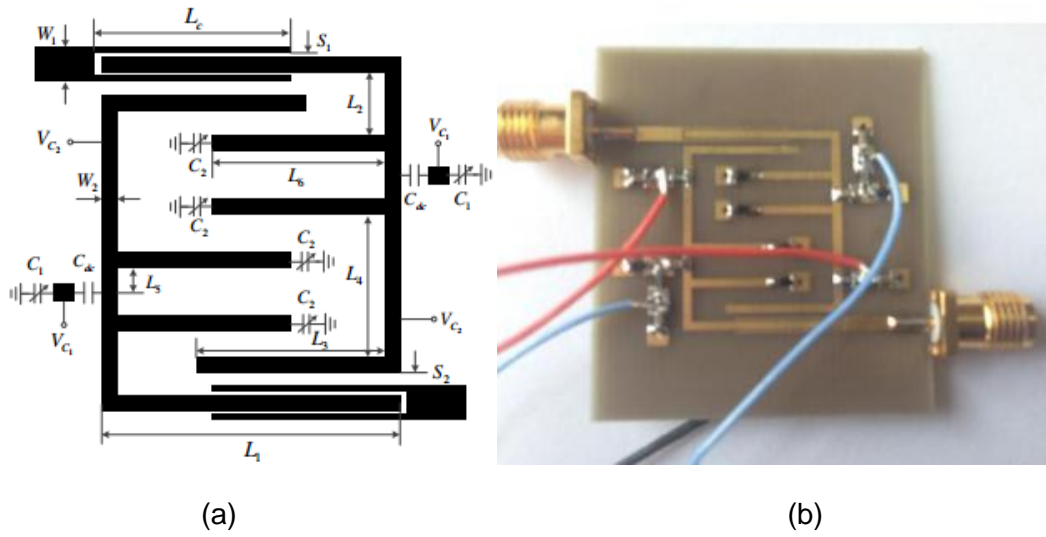
Şekil 2.1. Üç bandlı ayarlanabilir filtre konfigürasyonu. $W_1 = 0.3$, $L_1=19.1$, $W_2= 1.6$, $L_2= 11.7$, $W_3= 0.3$, $L_3= 16.8$, $W_4= 0.3$, $L_4=3.8$, $L_5= 16.4$, $L_6 = 7.5$, $W_5= 2.2$, $G_1= 0.2$, $G_2= 0.7$ (uzunluklar mm boyutundadır) ve $C_{in}= 15pF$ (Zhang vd. 2016a)



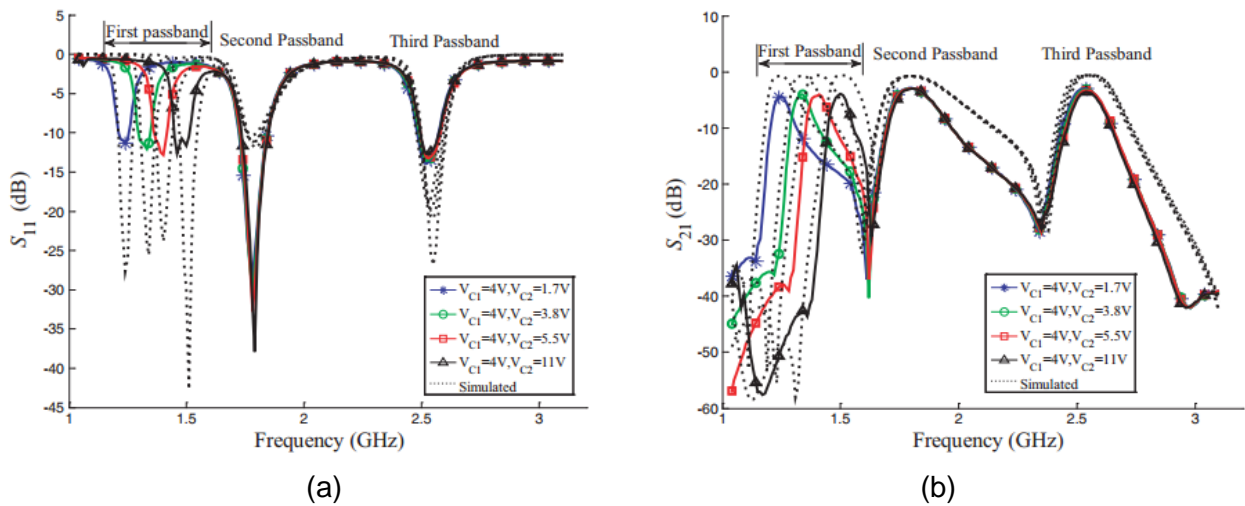
Şekil 2.2. Farklı öngerilim voltajlarına göre simüle edilen ve ölçülen S-parametreleri a) S_{21} b) S_{11} (Zhang vd. 2016a)

Şekil 2.2'de verilen ölçüm ve simülasyon sonuçlarından görüleceği üzere, araya girme kaybı seviyesi alt geçme bandında 7dB ile 10dB arasında değişirken, ikinci ve üçüncü bandda ise sırasıyla 3.2dB ve 3.4dB'dir. Aynı zamanda alt geçme bandı 1.88GHz ile 2.17GHz arasında ayarlanabilirken, ikinci ve üçüncü geçme bandı sırasıyla 2.76GHz ve 3.51GHz'de sabittir (Zhang vd.,2016)

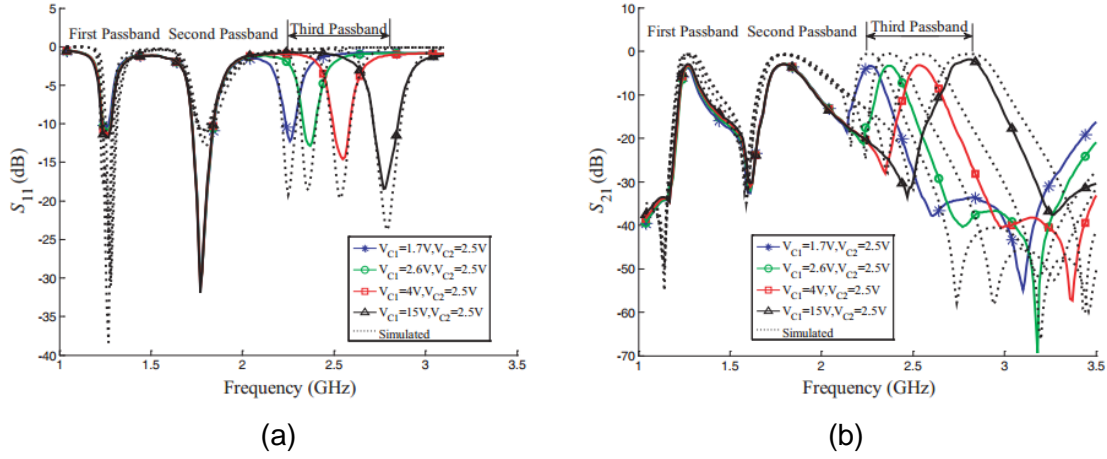
Bir diğer çalışmada varaktör ayarlanabilir yan hat yüklü rezonatörler kullanılarak ayarlanabilir üç bandlı filtre tasarımı Zhang ve arkadaşları tarafından sunulmaktadır. Önerilen devre konfigürasyonu ve üretim fotoğrafı sırasıyla Şekil 2.3a ve 2.3b'de verilmektedir. Filtrenin birinci ve üçüncü geçme bandı farklı kapasite ve varaktör diyot değerleri kullanılarak Şekil 2.4 ve 2.5'den görüleceği üzere bağımsız olarak ayarlanabilmektedir. Birinci geçme bandı 1.24 GHz -1.50 GHz arasında, üçüncü geçme bandı ise 2.26 GHz - 2.80 GHz arasında ayarlanabilirken; ikinci geçme bandı 1.80GHz'de sabittir. Ölçüm sonuçlarına göre, araya girme kaybı birinci geçme bandında 3.9dB ile 4.3dB arasında, üçüncü geçme bandında ise 1.9dB ile 3.5dB arasında değişmektedir (Zhang vd., 2016b)



Şekil 2.3. Önerilen ayarlanabilir üç bandlı filtre a) konfigürasyonu b) üretim fotoğrafı (Zhang vd. 2016b)

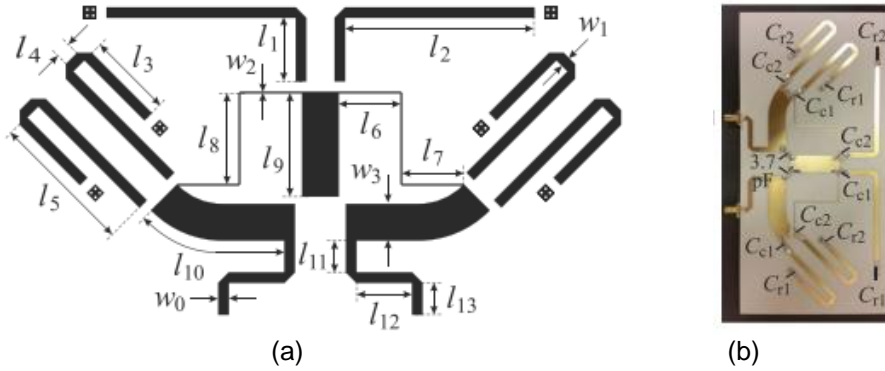


Şekil 2.4. Ayarlanabilir birinci geçme bandına ait simulasyon ve ölçüm sonuçları a) S_{11} b) S_{21} (Zhang vd. 2016b)



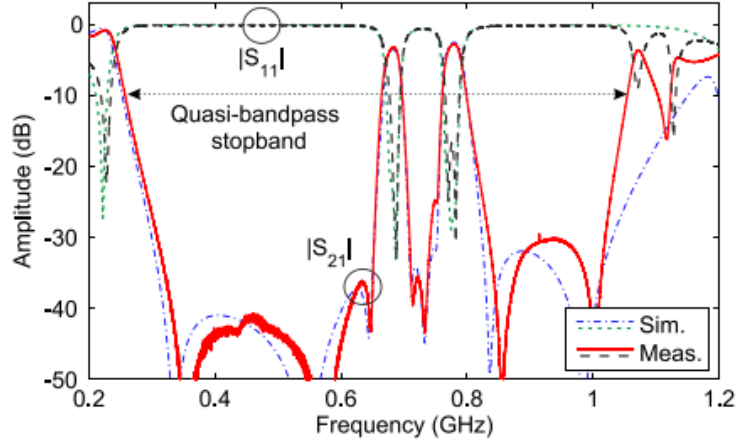
Şekil 2.5. Ayarlanabilir üçüncü geçme bandına ait simülasyon ve ölçüm sonuçları a) S_{11} b) S_{21} (Zhang vd. 2016b)

Gómez-García ve arkadaşları tarafından gerçekleştirilen çalışmada yarı eliptik filtreleme cevabına sahip, band genişliği ve merkez frekansı ayarlanabilir mikroşerit filtre tasarımı Şekil 2.6'da sunulmaktadır. Devrede, rezonatörlerin doğal frekansları ve komşu komşu rezonansı olmayan düğümler (non resonance node) ile seviyeleri değiştirilerek, geçme bandlarının birbirlerinden bağımsız bir şekilde band genişlikleri ve merkez frekansları ayarlanabilmektedir (Gomez-Garcia vd., 2016).



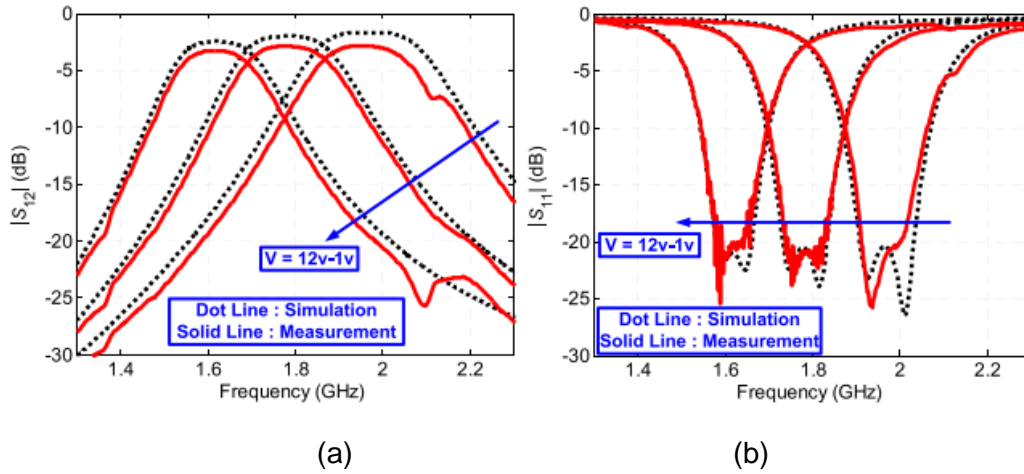
Şekil 2.6. Yarı eliptik çift bandlı band geçiren ayarlanabilir filtre. (a) boyutlandırması (uzunluklar mm boyutundadır: $l_1=20.3$, $l_2=60.6$, $l_3=27.2$, $l_4=5.1$, $l_5=45.7$, $l_6=19.8$, $l_7=19.4$, $l_8=29$, $l_9=33$, $l_{10}=40.2$, $l_{11}=10.2$, $l_{12}=17.8$, $l_{13}=10.2$, $w_0=3.3$, $w_1=3.3$, $w_2=0.5$, ve $w_3=11.7$), (b) üretim fotoğrafı (Gomez-Garcia vd., 2016).

C_{r1} ve C_{r2} , sırasıyla üst ve alt geçme bantlarının merkez frekanslarını ayarlamak için kullanılan değişken kapasitörler olup, C_1 ve C_2 ise bant genişliğini kontrol etmek için kullanılan değişken kapasitörlerdir. Şekil 2.7'de önerilen filtreye ait hem simülasyon hem de ölçüm sonucu elde edilen S_{21} ve S_{11} genlikleri görülmektedir. Frekans cevabında $C_{r1}=0.9\text{pF}$, $C_{c1}=3.4\text{pF}$, $C_{r2}=1.8\text{pF}$, $C_{c2}=5\text{pF}$ olarak seçilmiştir.

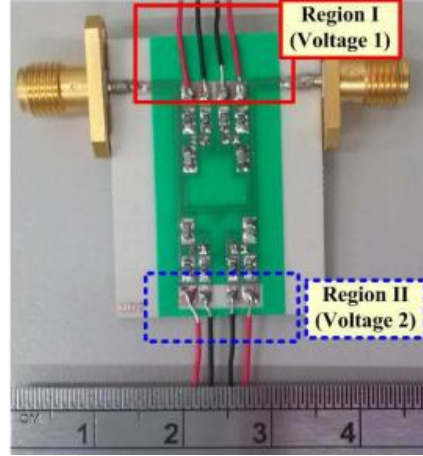


Şekil 2.7. Yarı eliptik band geçiren filtreye ait simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması (Gomez-Garcia vd., 2016).

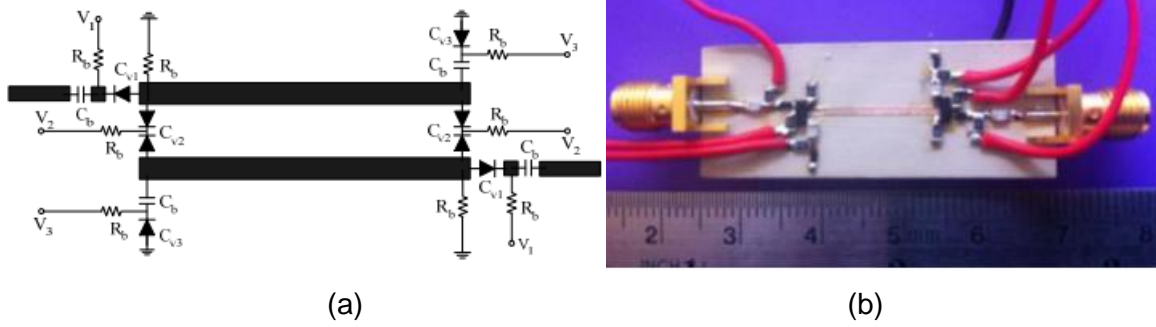
Tsai ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada sabit band genişliğine sahip ikinci dereceden bir ayarlanabilir band geçiren Chebyshev filtre sunulmuştur. Filtrede merkez frekansı ve geri dönüş kaybı seviyesini ayarlamak için iki grup varaktör ve yan hat yüklemeli bir çift mod rezonatör kullanılmıştır. Geleneksel tasarıma ek olarak, ayarlama sırasında harici kalite faktörlerini sabit tutmak için besleme iletim hatlarının sonlarında bir çift varaktör bulunmaktadır. Önerilen filtrede ayarlama elemanı olarak M/A COM MA46H120 varaktör diyot kullanılmış olup, varaktör diyotlara uygulanan gerilim 1-12V aralığında değişmektedir. Filtre sabit %5 kısmi band genişliği ile 1,7GHz ila 2,1 GHz arasında ayarlanabilmektedir. Deneysel çalışmalar sonucu elde edilen frekans cevabı Şekil 2.8'de görülmektedir. Ölçüm sonuçlarında, tüm ayar aralığı boyunca 20 dB'lik bir geri dönüş kaybı ve 2.9 dB'nin altında araya girme kaybı gözlemlenmiştir. Üretilen filtrenin fotoğrafı Şekil 2.9'da verilmiştir (Tsai vd., 2016).



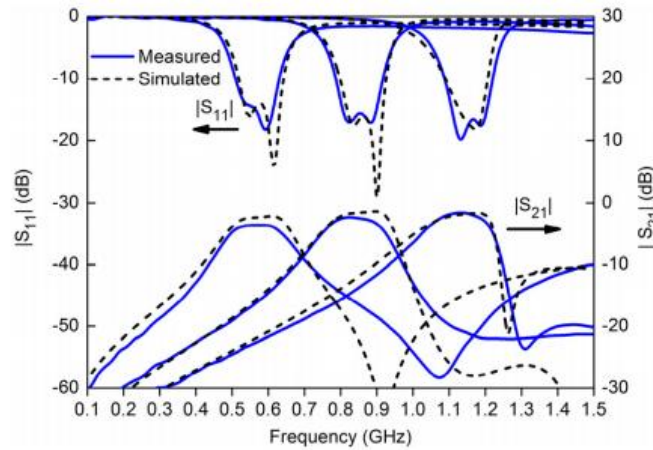
Şekil 2.8. Ölçüm sonuçlarına göre a) S21 ve b) S11 parametreleri (Tsai vd., 2016)



Şekil 2.9. Üretilen ayarlanabilir filtrenin fotoğrafı (Tsai vd., 2016)



Şekil 2.10. Önerilen ayarlanabilir mikroşerit filtre a) diyagramı b) fotoğrafı (Zhang vd., 2018)

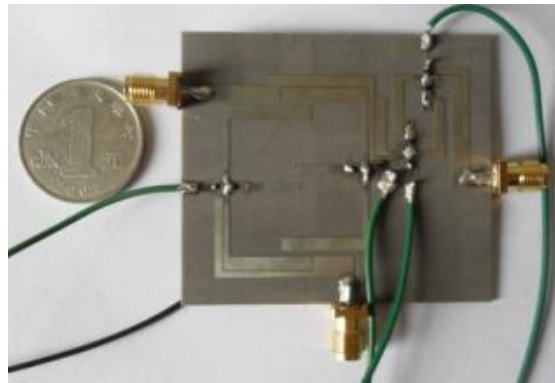
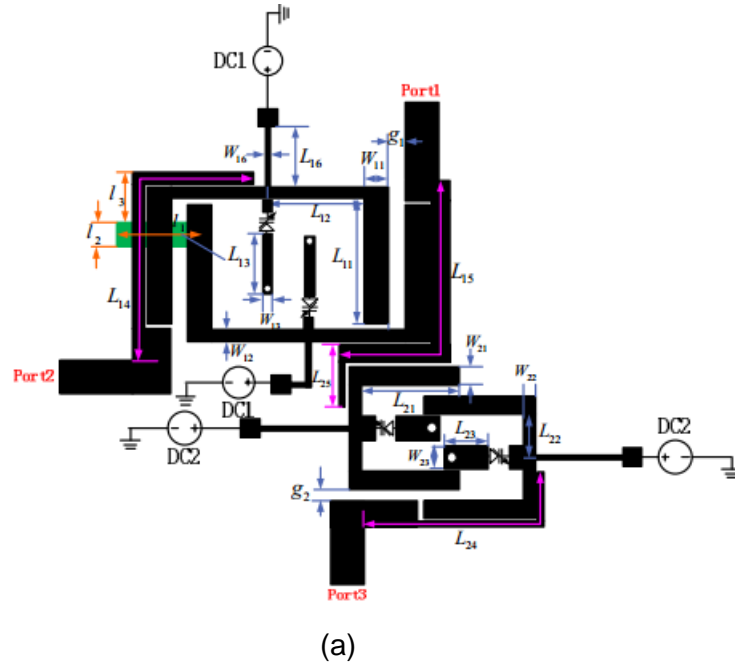


Şekil 2.11. Zhang ve arkadaşları tarafından önerilen ayarlanabilir filtrenin farklı band genişlikleri ve farklı merkez frekanslarındaki S-parametreleri (Zhang vd., 2018)

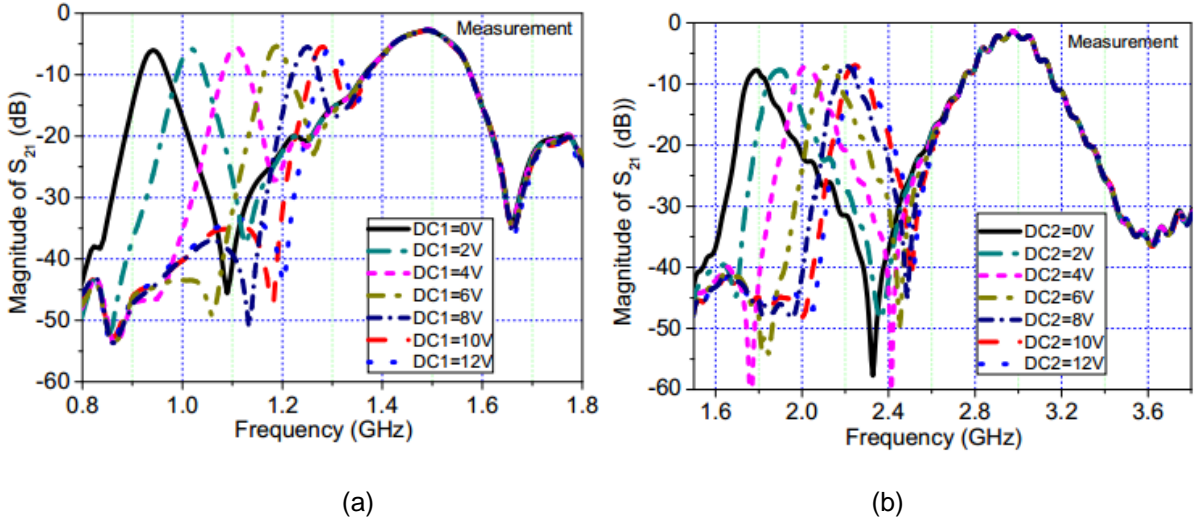
Zhang ve arkadaşları tarafından önerilen ayarlanabilir band geçiren mikroşerit filtrede, merkez frekans ve band genişliği kontrol edilmektedir. Varaktör diyot kullanılarak ayarlanan filtre tasarımı kısa paralel kuplajlı hatlara dayalıdır. 0.56-1.15GHz aralığında ayarlanabilen filtre oldukça küçük boyutlara sahiptir. Filtrenin band genişliği 65-180MHz aralığında

değişmektedir. Önerilen yapıya ait diyagram Şekil 2.10.a'da, fotoğrafı ise Şekil 2.10.b'de görülmektedir. Ayarlanabilir filtrenin performansı ise Şekil 2.11'de sunulmuştur (Zhang vd., 2018).

Bir çift kısa devre sonlandırılmalı yan hat yüklü basamak tipi empedans rezonatörler ile gerçekleştirilen iki çift mod filtre kullanılarak elde edilen ayarlanabilir dört bandlı çiftleyici devresinin önerildiği bu çalışmada Wu ve arkadaşları tarafından basamak tipi empedans rezonatörün ortasında Şekil 2.12'a'da verildiği üzere varaktör diyot kullanılmıştır. Varaktör diyodun değeri değiştikçe yan hattın eşdeğer uzunluğu değişmekte ve böylece tek mod rezonans frekansı sabit kalırken, çift mod rezonans frekansı ayarlanabilmektedir. Böylece çalışmada ikinci ve dördüncü band sabit kalırken, birinci ve üçüncü bandın ayarlanması sağlanmaktadır (Wu vd., 2016)

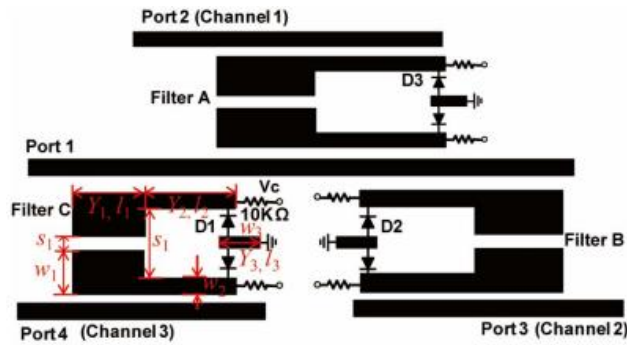


Şekil 2.12. Önerilen ayarlanabilir dört bandlı çiftleyici a) konfigürasyonu b) üretim fotoğrafı (Wu vd., 2016)

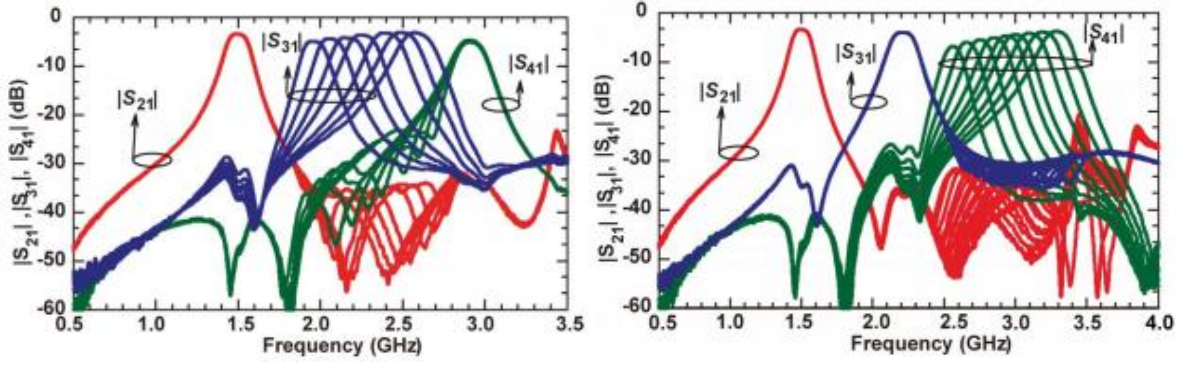


Şekil 2.13. Ayarlanabilir dört bandlı çiftleyiciye ait ölçüm sonuçları (a) S_{21} , (b) S_{31} (Wu vd., 2016)

Yang ve Rebeiz tarafından yapılan çalışmada kompakt boyutlu ve sabit kısmi band genişlikli ayarlanabilir üçleyici sunulmuştur. Tasarlanan üçleyiciye ait konfigürasyon Şekil 2.14'de verilmiştir. Silikon varaktör kullanılarak ayarlanabilen üçleyicide merkez frekansı 1.26 GHz ile 3.3 GHz arasında ayarlanabilmekte ve tüm ayarlama skalasında araya girme kaybı 2.8 dB ile 6.6 dB arasında değişmektedir. Şekil 2.15'ten de anlaşılacağı üzere, tasarlanan üçleyicide her bir filtre kanalı diğerlerini etkilemeden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir (Yang ve Rebeiz 2016).

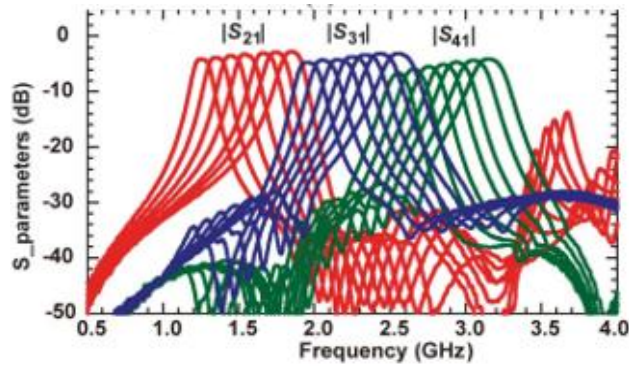


Şekil 2.14. Yang ve Rebeiz tarafından önerilen ayarlanabilir üçleyici konfigürasyonu (Yang ve Rebeiz 2016)



(a)

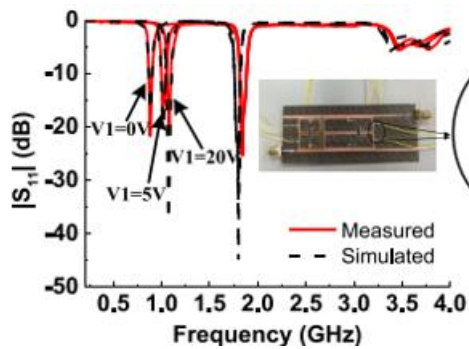
(b)



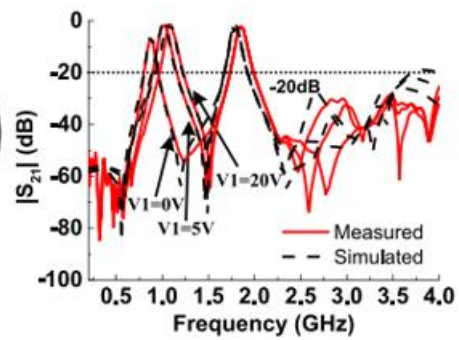
(c)

Şekil 2.15. Ölçülen üçleyiciye ait frekans cevabı a) kanal 1 ve 3 sabitken kanal 2 değişimi, b) kanal 1 ve 2 sabitken kanal 3 değişimi c) 3 kanalın aynı anda değişimi (Yang ve Rebeiz 2016)

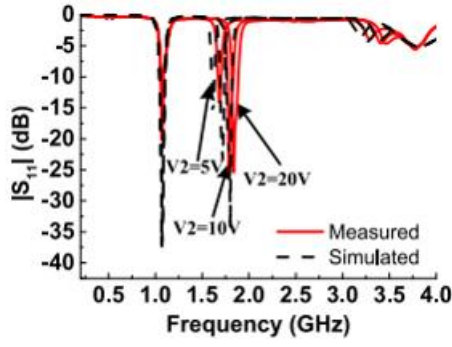
Katlı açık çevrim halka rezonatörlerin kullanıldığı ayarlanabilir çift modlu filtre ve çiftleyici tasarımında rezonatörlerde kullanılan varaktör diyotun DC ön gerilim voltajını değiştirerek her bir geçme bandı bağımsız olarak ayarlanabilmektedir. Her iki yapıda da farklı merkez frekanslarında iki çift açık çevrim halka rezonatör kullanılmıştır. Rezonatörlerin besleme hatları boyunca uygun şekillerde yerleştirilmesiyle maksimal manyetik kuplaj ve yüksek izolasyon elde edilmiştir.



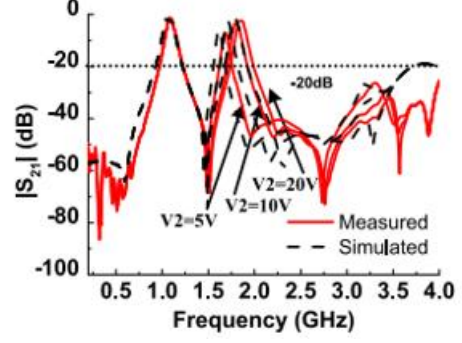
(a)



(b)



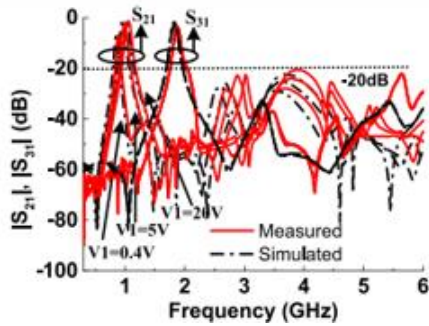
(c)



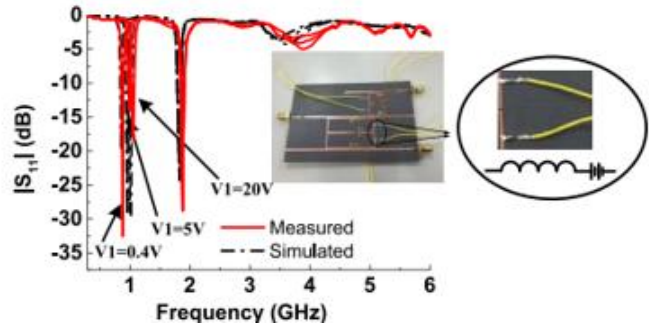
(d)

Şekil 2.16. Ayarlanabilir çift modlu filtreye ait simülasyon ve ölçüm sonuçları a) 2. band sabitken 1.band S_{11} değişimi b) 2. band sabitken 1.band S_{21} değişimi c) 1. band sabitken 2.band S_{11} değişimi d) 1. band sabitken 2.band S_{21} değişimi (Feng vd., 2017)

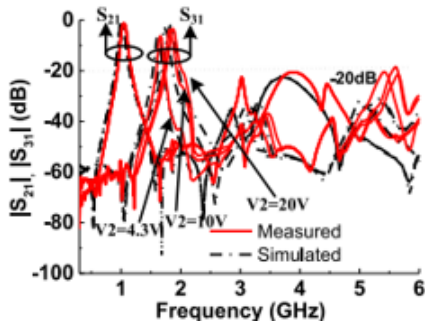
Önerilen çift modlu filtrede 2. geçme bandı 1.8 GHz'de sabit iken 1. geçme bandı 0.88-1.08 GHz aralığında değişmektedir. Tüm ayarlama bölgesinde geri dönüş kaybı 16 dB'den iyi ve araya girme kaybı 1.4-6.9 dB arasında değişmektedir. 1. geçme bandı 1.08 GHz'de sabit iken 2. geçme bandı 1.68-1.85 GHz aralığında değişmektedir. 2. Geçme bandının ayarlandığı bölgede geri dönüş kaybı 15 dB'den iyi ve araya girme kaybı 2.3-6.7 dB arasındadır. Ayarlanabilir çift modlu filtreye ait simülasyon ve ölçüm sonuçları Şekil 2.16'da verilmiştir. Şekil 2.17'de ise ayarlanabilir çiftleyiciye ait simülasyon ve ölçüm sonuçları görülmektedir. Ayarlanabilir çiftleyicide, 2. kanal sabitken 1.kanal, 3.42-6.72 dB aralığında değişen araya girme kaybıyla 0.88-1.05 GHz aralığında ayarlanabilmektedir. Birinci kanal sabit iken ikinci kanal 3.42-6.72 dB araya girme kaybıyla 1.66-1.87 GHz aralığında değişmektedir (Feng vd., 2017).



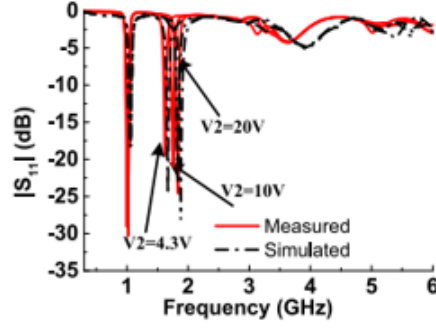
(a)



(b)



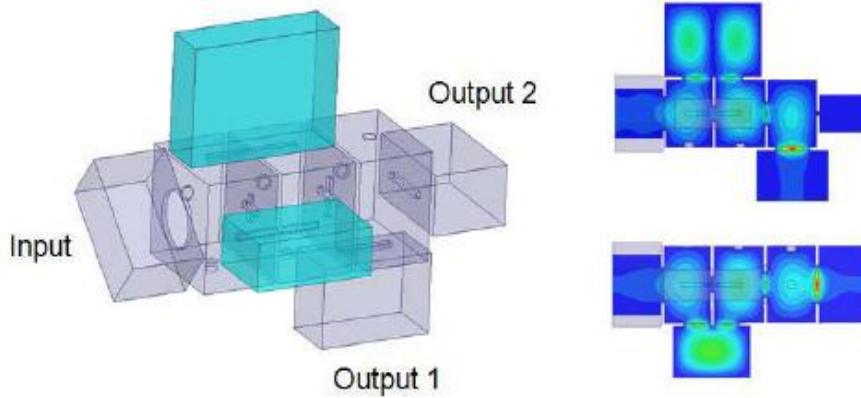
(c)



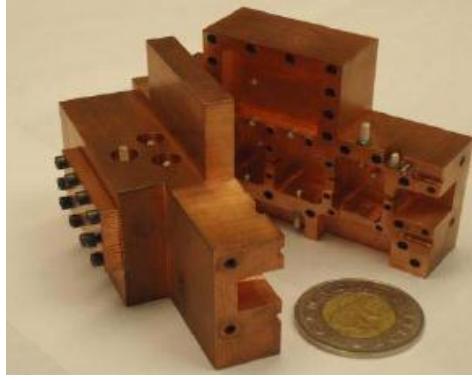
(d)

Şekil 2.17. Ayarlanabilir çiftleyiciye ait simülasyon ve ölçüm sonuçları a) 2. kanal sabitken 1.kanal S_{21} ve S_{31} değişimi b) 2. kanal sabitken 1.kanal S_{11} değişimi c) 1. kanal sabitken 2.kanal S_{21} ve S_{31} değişimi d) 1. kanal sabitken 2.kanal S_{11} değişimi (Feng vd., 2017)

Dalga kılavuzları kullanılarak elde edilen çoğullayıcı tasarımlarına Zhu ve arkadaşları tarafından gerçekleştirilen çalışma örnek olarak gösterilebilir. Çalışmada kullanılan çift modlu dikdörtgen rezonatörlerin her birinin iki dejenere modu dik polarizelidir ve filtreler oldukça yüksek simetriye sahiptir. Bu durum modlar arasındaki parazitik kuplajı oldukça azaltmakta ve önerilen devreler daha geniş band genişliği ile daha küçük geçme bandı ayrışımına sahip olmaktadır. Şekil 18'de HFSS ile elde edilen konfigürasyonu verilen Ku band dikdörtgen kesitli çiftleyicinin çıkış portları son çift band boşluğun bitişik kenarlarına dik olacak şekilde yerleştirilmiştir.

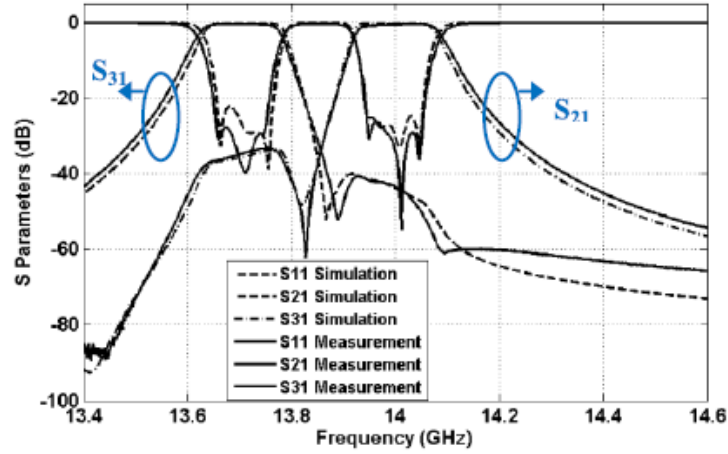


Şekil 2.18. Dördüncü dereceden Ku band çiftleyici konfigürasyonu (Zhu vd. 2017)



Şekil 2.19. Üretilen dikdörtgen kesitli Ku band çiftleyici devresi (Zhu vd. 2017)

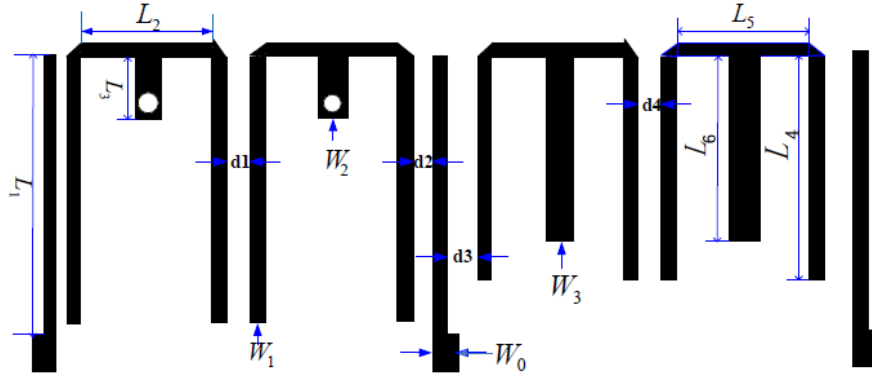
Tasarlanan çiftleyici devresi Şekil 2.19'da görüleceği üzere iki bakır parçadan üretilmiştir. Devreye frekans ve kuplaj parametrelerinden bağımsız kontrol için ayar vidaları eklenmiştir. Şekil 2.20'de üretilen devrenin ölçüm ve simülasyon performansları karşılaştırılmaktadır. Ölçülen araya girme kaybı seviyeleri en az 25 dB olarak ölçülürken, bitişik kanallardaki sönümlenme seviyesi 30 dB'den düşüktür. Araya girme kaybı seviyeleri, simülasyon sonuçlarına göre 0.39 dB seviyelerinde iken ölçüm sonuçlarına göre ise 0.48 dB olarak belirlenmiştir (Zhu vd., 2017).



Şekil 2.20. Ku band çiftleyici devresinin ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması (Zhu vd., 2017)

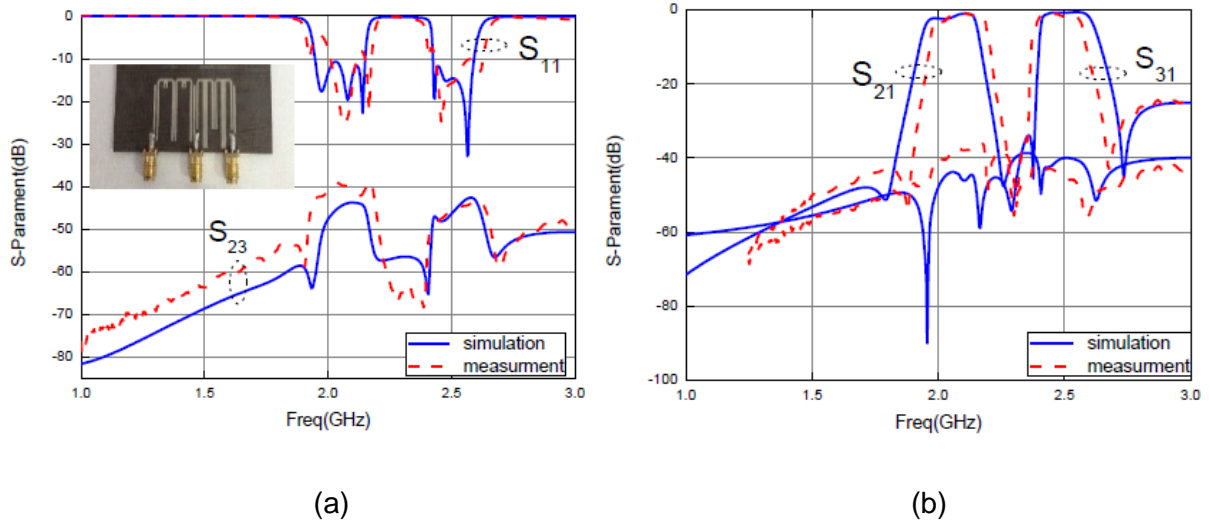
2016 yılında Feng ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada, geniş band çiftleyici ve çift band filtre tasarlamak için açık ve kısa devre yan hat yüklü rezonatörler kullanılmaktadır. Her bir mod arasındaki kuplajın birbirinden bağımsız olarak kontrol edilememesi sebebiyle çok modlu filtre ve çiftleyici devre tasarımlarının zor olmasından dolayı bu çalışmada simülasyon

hızını arttırmak için, ilk olarak çok modlu filtre ve çiftleyici tasarımında kapalı alan haritalama yöntemi uygulanmaktadır. Kapalı alan haritalama yöntemi kuplajı ihmal ederek boyut parametreleri, dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenlik katsayısı arasındaki haritalama ile ilgilenir. Şekil 2.21'den görüleceği gibi çift modlu çiftleyicinin sol tarafında kısa devre yan hatlar kullanılırken sağ tarafında açık devre yan hatlar kullanılmıştır. Çiftleyici merkez frekansı 1.9 GHz ve 2.5 GHz, band genişliği %30/%24 olan iki filtre ile tasarlanmıştır.



Şekil 2.21. Geniş band çiftleyici devresi (Feng vd., 2016)

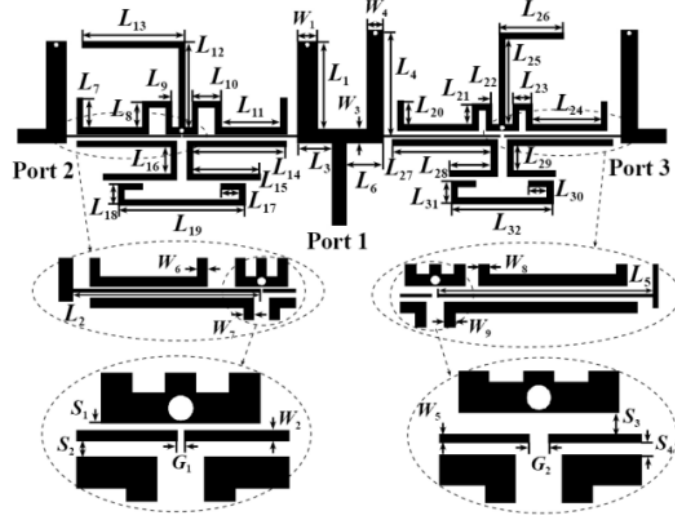
Önerilen çiftleyici devresine ait saçılma parametreleri Şekil 2.22'de verilmektedir. Sonuçların birbiriyle iyi bir uyum yakaladığı gözlemlenmiştir (Feng vd., 2016).



Şekil 2.22. Geniş band çiftleyiciye ait ölçüm ve simülasyon sonuçları (a) S_{11} (b) S_{21} , S_{31} . (Feng vd., 2016)

Shao ve arkadaşları tarafından gerçekleştirilen bir diğer çalışmada dört band çiftleyici devresinde kullanılmak üzere iki açık devre sonlandırılmalı yan hat, iki kısa devre

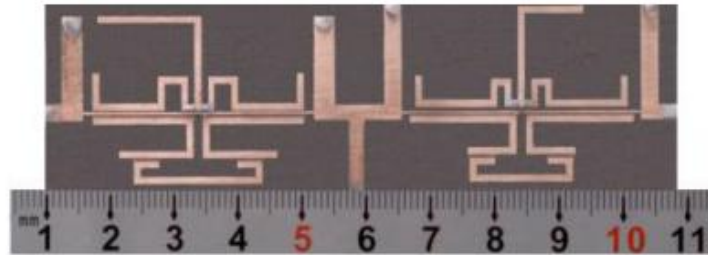
sonlandırmalı yan hat ve bir seri iletim hattından oluşanyeni bir tür uygunlama devresi önerilmektedir. Bu sayede karmaşık ayarlamalar yapılmaksızın band geçiren filtrelerin kombinasyonları ile çiftleyici devreleri kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir. Şekil 2.23'de önerilen uygunlama devresinin kullanıldığı dört band çiftleyici devresi gösterilmektedir.



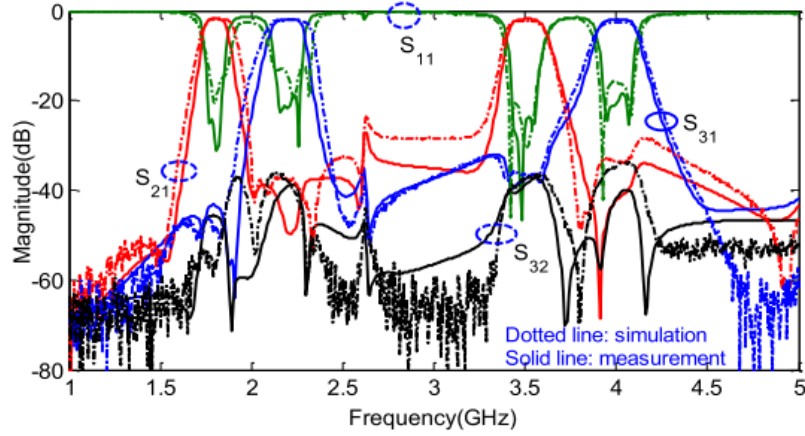
Şekil 2.23. Dört bandlı mikroşerit çiftleyici devresi (Shao vd. 2017)

Birinci ve ikinci kanalları oluşturmak için üç çeyrek dalga boyu uzunluğa sahip rezonatörden oluşan üçlü yapı, üçüncü ve dördüncü kanalları oluşturmak için ise için üç yarım dalga boyu uzunluğa sahip rezonatörden oluşan üçlü yapı kullanılmıştır.

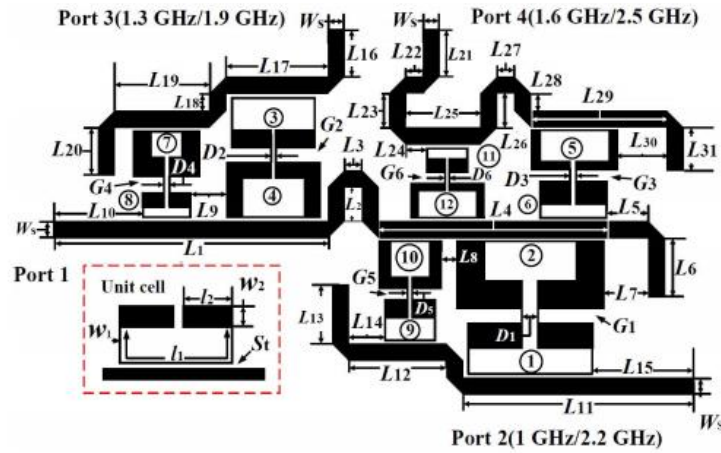
Önerilen devre Şekil 2.24'de gösterildiği üzere bağlı dielektrik katsayısı 2.55, tanjant kaybı 0.0029 ve kalınlığı 0.8 mm olan taban üzerinde imal edilmiştir. Devrenin geçerliliğini göstermek üzere simülasyon ve ölçüm sonuçları Şekil 2.25'de karşılaştırılmıştır (Shao vd., 2017).



Şekil 2.24. Dört bandlı mikroşerit çiftleyici devresinin üretim fotoğrafı (Shao vd., 2017)



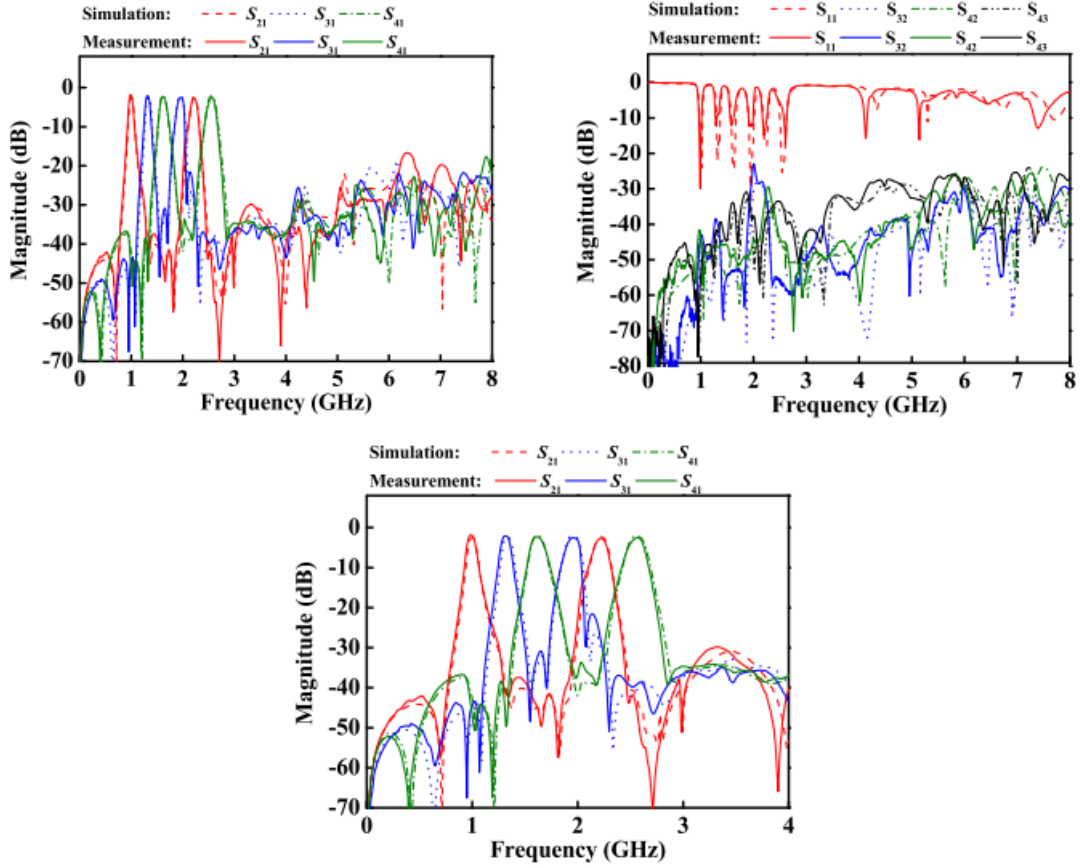
Şekil 2.25. Dört bandlı mikroşerit çiftleyici devresinin ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması (Shao vd., 2017)



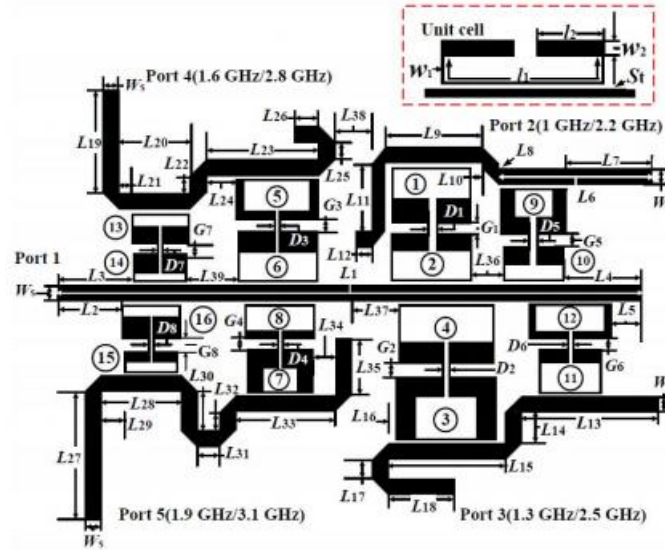
Şekil 2.26. 6 kanallı üçleyici konfigürasyonu (Hsu ve Tu 2017)

Hsu ve Tu'nun yapmış olduğu çalışmada dağılmış kuplaj tekniğine kullanılarak iki adet mikroşerit çok bandlı çoklayıcı sunulmaktadır. Önerilen çok bandlı çoklayıcılar dağılmış kuplaj besleme hattı, asimetrik kademeli empedans rezonatörleri ve çıkış besleme hatlarından oluşmaktadır. Her bir rezonatör çifti, iyi bir tasarım özgürlüğü sunabilmek için ilgili band geçiren kanalı kontrol etmektedir. Tasarlanan yapıda dağılmış kuplaj tekniğinin kullanılmasıyla, çoklayıcılarda gerekli olan ilave bir eşleşme ağına ihtiyaç duyulmamıştır. Geniş bir durdurma bandı elde etmek için asimetrik kademeli empedans rezonatörleri ve asimetrik besleme hatları kullanılmıştır. Önerilen çalışmada sunulan altı kanallı üçleyici konfigürasyonu Şekil 2.26'da görülmektedir. Üçleyici, bir adet yedi kapılı eşleme jonksiyonundan, üç adet üç kapılı eşleme jonksiyonundan ve altı adet bandgeçiren kanaldan oluşmaktadır. Dağıtılmış kuplaj tekniği kullanılarak, çok eşlemeli jonksiyonlar ortadan kaldırılmıştır. Önerilen üçleyicinin merkez frekansları çıkış kapısı 2 için 1 ve 2.2GHz, çıkış

kapısı 3 için 1.3 ve 1.9GHz, çıkış kapısı 4 için ise 1.6 ve 2.5GHz'dir. 6 kanallı üçleyicinin simülasyon ve ölçüm sonuçları Şekil 2.27'de verilmiştir (Hsu ve Tu 2017).

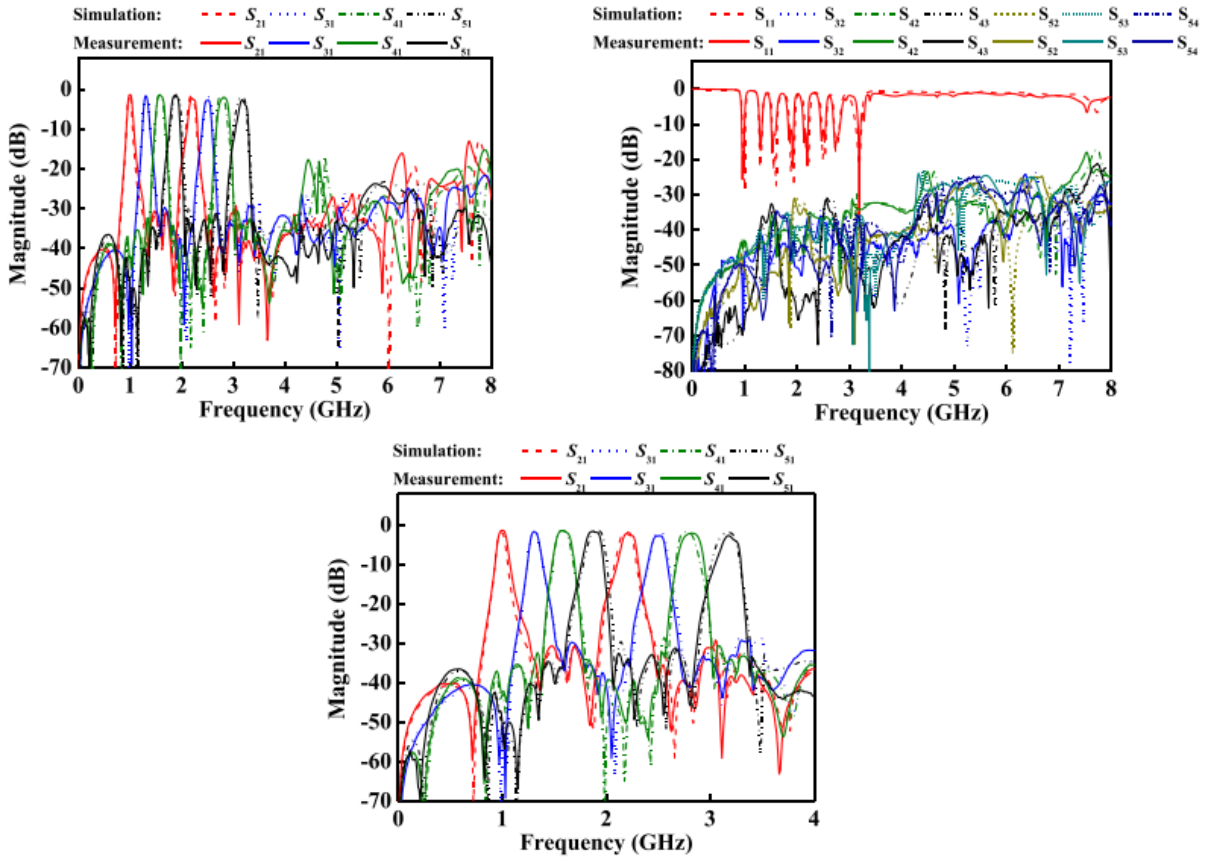


Şekil 2.27. 6 kanallı üçleyicinin simülasyon ve ölçüm sonuçları (Hsu ve Tu 2017)



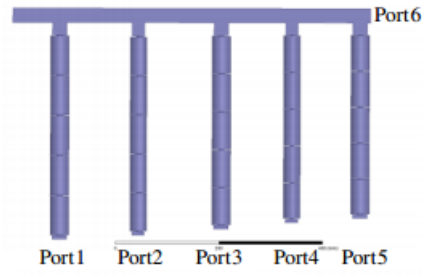
Şekil 2.28. Hsu ve Tu tarafından önerilen 8 kanallı dörtleyici tasarımı (Hsu ve Tu 2017)

Önerilen tekniğin çeşitliliğini göstermek için, altı kanallı üçleyicinin yanı sıra, sekiz kanallı dörtleyici tasarımı da incelenmiştir. Farklı kademeli empedans rezonatörlerinin avantajlarından *faydalanılarak* iyi bir durdurma bandı cevabı ve kompakt devre boyutu elde edilmiştir. Dörtleyici tasarımı Şekil 2.28'de görülmektedir. Önerilen dörtleyicide kapı 1 ortak olup, çıkış kapısı 2 için merkez frekans 1 ve 2.2GHz, çıkış kapısı 3 için 1.3 ve 2.5GHz, çıkış kapısı 4 için 1.6 ve 2.8GHz, çıkış kapısı 5 için 1.9 ve 3.1GHz'dir. Simülasyon ve ölçüm sonuçları Şekil 2.29'da görülmektedir (Hsu ve Tu 2017).

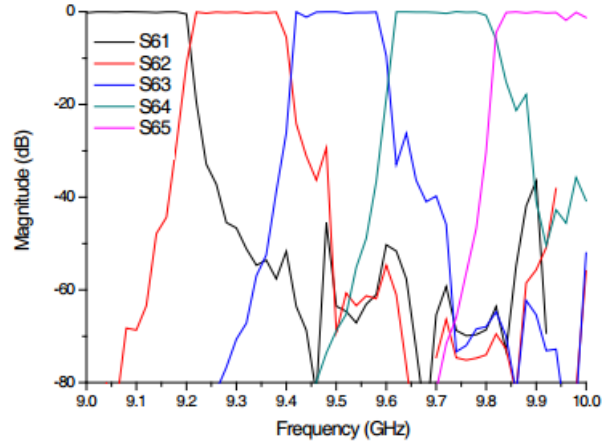


Şekil 2.29. 8 kanallı dörtleyicinin simülasyon ve ölçüm sonuçları (Hsu ve Tu 2017)

X band, 5 kanallı çoklayıcının sunulduğu çalışmada anahtar parça çoklayıcı tasarımında kullanılan silindirik filtrelerdir. Tasarımda kullanılan filtreler TE_{11} modunda çalışmakta ve geçme bandında yüksek iletim verimliliğine ve durdurma bandında yüksek yansıtma verimliliğine sahiptir. Simülasyon sonuçları, çoklayıcının her bir kanalı için iletim verimliliğinin %95'ten yüksek olduğunu göstermektedir. Çoklayıcı tasarımı Şekil 2.30'da, iletim verimliliğine ait simülasyon sonuçları ise Şekil 2.31'de görülmektedir (Li vd., 2016).



Şekil 2.30. 5 kanallı çoklayıcı tasarımı (Li vd., 2016)



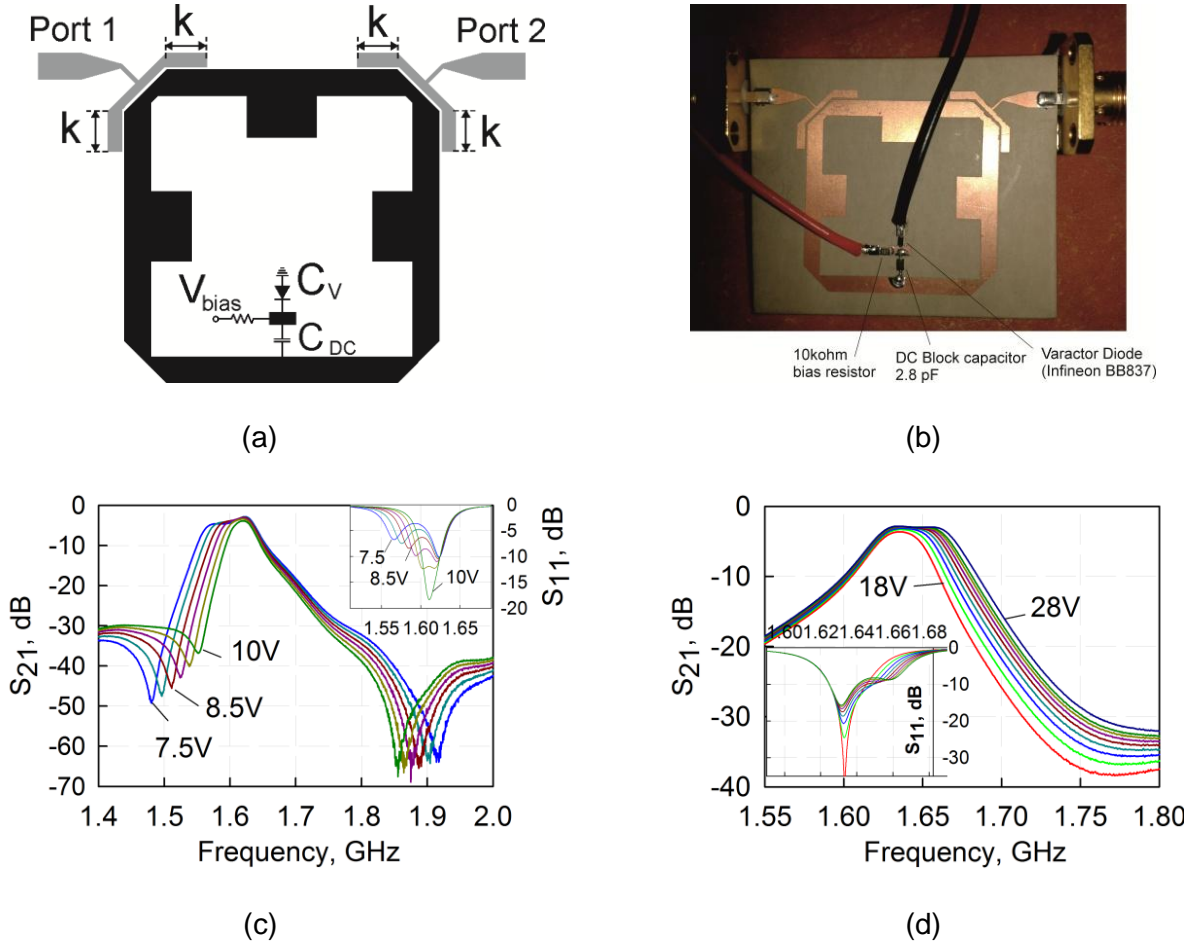
Şekil 2.31. 5 kanallı çoklayıcının simülasyon cevabı (Li vd., 2016)

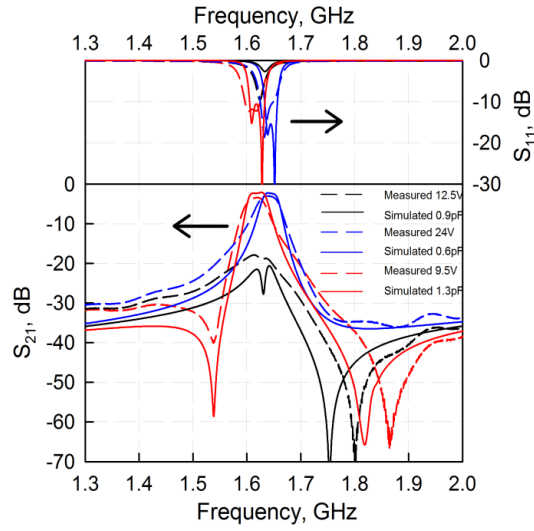
3. AYARLANABİLİR MİKROŞERİT FİLTRE TASARIMLARI

Proje kapsamındaki filtre tasarımları çalışmaları özellikle ayarlanabilir filtre tasarımları üzerine yoğunlaşmış olup, bunların dışında ayarlanabilir özelliğe sahip olmayan çeşitli filtre tasarımları da literatüre sunulmuştur. Bu doğrultuda bir, iki ve dört bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımları ile bir ve iki bandlı ayarlanabilir band durduran filtre tasarımları literatüre sunulmuştur. Bu bölümde söz konusu filtre tasarımlarının tamamı ayrı başlıklar halinde incelenmektedir.

3.1 Tek Bandlı Filtreleme Karakteristiği Yeniden Yapılandırılabilir Ve Band Genişliği Ayarlanabilir Filtre Tasarımı

Proje kapsamında tasarlanmış tek bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımında filtreleme karakteristiği lineer faz ve eliptik olarak değiştirilebilmekte, aynı zamanda band genişliği de her iki filtreleme karakteristiğinde ayarlanabilmektedir. Bu tasarımda kullanılan çift modlu kare halka rezonatör dört bandlı filtredeki ile aynı çalışma prensiplerine sahiptir. Bu çalışmaya ait filtre konfigürasyonu, filtre fotoğrafı ve ilgili ölçüm sonuçları Şekil 3.1'de verilmiştir. Bu çalışmayla ilgili bir de ulusal patent başvurusunda bulunulmuştur.





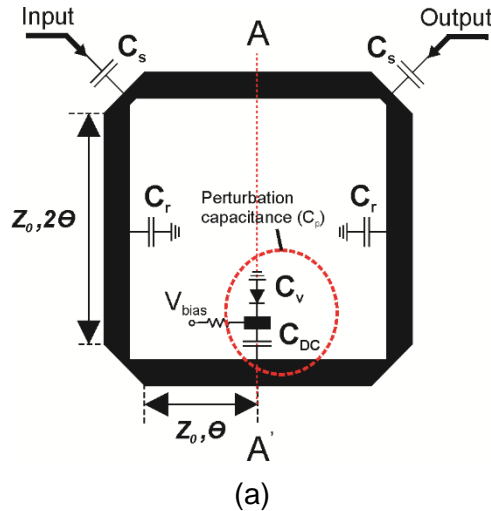
(e)

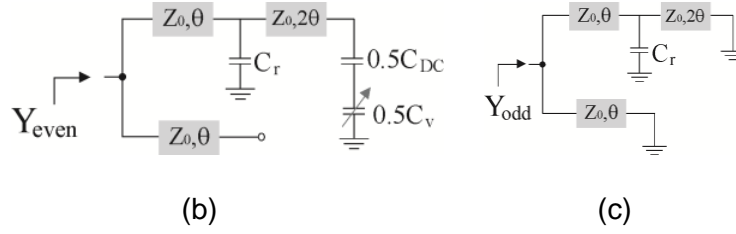
Şekil 3.1. a) Tasarlanan tek bandlı çok fonksiyonlu filtre konfigürasyonu, b) imal edilen filtre fotoğrafı, c) kuasi eliptik frekans cevabında band genişliği ayarlama işlemine dair ölçüm sonuçları, d) lineer faz frekans cevabında band genişliği ayarlama işlemine dair ölçüm sonuçları, e) ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırması

3.2 İki Bandlı Ayarlanabilir Band Geçiren Filtre Tasarımı

3.2.1 Rezonatör Analizleri

Bilindiği gibi, çift modlu kare halka rezonatörler, yama ve köşe kesim elemanı gibi pertürbasyon tiplerinden dolayı lineer faz veya eliptik filtreleme özellikleri sağlayabilmektedir (Görür, 2004). Bir başka deyişle, referans elemanların boyutları ile pertürbasyon elemanının boyutlarının karşılaştırılmasına bağlı olarak iletim sıfırları gerçek veya imajiner frekanslarda elde edilebilir (Görür, 2004). Her iki durumda da, geçirme bandının band genişliği ve iletim sıfırlarının yerleri, pertürbasyon boyutlarını değiştirerek kontrol edilebilmektedir.





Şekil 3.2. a) Önerilen çift mod rezonatör yapısı, b) çift mod eşdeğer devresi, c) tek mod eşdeğer devresi

Önerilen rezonatör Şekil 3.2a'da gösterilmiştir. Burada dikkat edilmesi gereken bir nokta, geleneksel çift mod kare halka rezonatörlerden farklı olarak, rezonatörün yan kollarında yer alan sadece iki yama referanslarının olduğuna dikkat edilmelidir (Görür, 2004). Bu yaklaşıma göre, Şekil 3.2b ve Şekil 3.2c' de sırasıyla çift ve tek mod uyarım altındaki yaklaşık eşdeğer devreler gösterilmiştir. Şekil 3.2b' ye dayalı olarak, çift mod giriş admitansı aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

$$Y_{even} = jY_0 \frac{(1 - \tan(\theta)^2)(b_r + b_p + Y_0 \tan(2\theta) - \frac{b_r b_p \tan(2\theta)}{Y_0}) + 2 \tan(\theta)(Y_0 - b_p \tan(2\theta))}{Y_0 - b_p \tan(2\theta) - b_p \tan(\theta) - Y_0 \tan(\theta) \tan(2\theta) - b_r \tan(\theta) + b_r b_p \tan(\theta) \tan(2\theta)} \quad (3.1)$$

Burada, $b_p = \omega C_p$ ve $b_r = \omega C_r$ sırasıyla pertürbasyon ve referans süseptanslarını temsil etmektedir. Ayrıca dikkat edilmelidir ki, pertürbasyon kapasitansı (C_p), varaktör diyot (C_v) ile DC blok kapasitör (C_{DC}) kapasitanslarının yarılarının seri toplamıdır. Y_0 ve $\theta = 2\pi l / \lambda$ ise sırasıyla ilgili iletim hattının karakteristik admitansı ve elektriksel uzunluğudur. Çift mod rezonans şartı $Y_{even} = 0$ denkleminde türetilebilir.

$$b_r \cot(2\theta) + 2b_p \cot(4\theta) + 2Y_0 - \frac{b_r b_p}{Y_0} = 0 \quad (3.2)$$

Şekil 3.2c' ye dayalı olarak, tek mod giriş admitansı aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$Y_{odd} = jY_0 \frac{2b_r - 2Y_0 \cot(2\theta) + Y_0 \tan(\theta) - Y_0 \cot(\theta)}{Y_0 - b_r \tan(\theta) + Y_0 \tan(\theta) \cot(2\theta)} \quad (3.3)$$

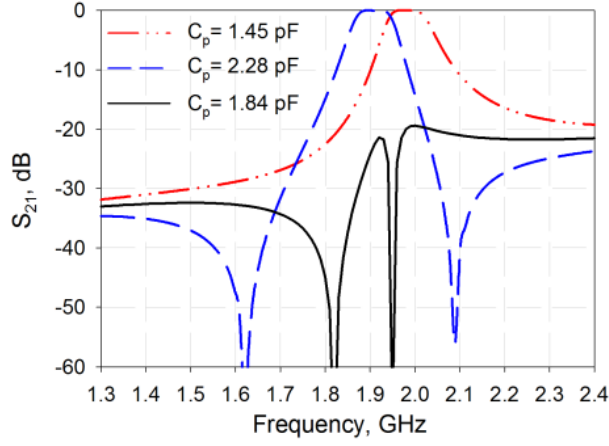
(3.3) numaralı denkleme göre, tek mod rezonans şartı $Y_{odd} = 0$ denkleminde türetilebilir.

$$Z_0 = 2 \cot(2\theta) \quad (3.4)$$

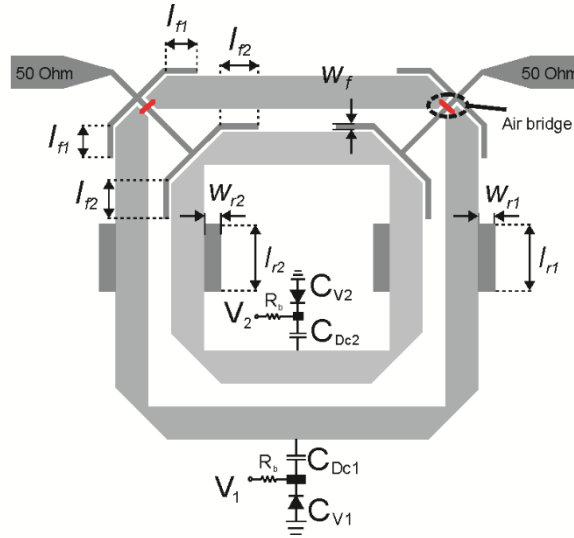
Öte yandan, bir filtre cevabı, analiz edilen rezonatörün Şekil 3.2a'da gösterildiği gibi C_s kapasitanslarıyla giriş ve çıkış portlarına kuplajlanmasıyla elde edilebilir. Böylece, önerilen filtre için çift ve tek mod giriş empedansları aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$Z_e = \frac{1}{Y_{even}} + \frac{1}{j\omega Cs} \quad (3.5a)$$

$$Z_o = \frac{1}{Y_{odd}} + \frac{1}{j\omega Cs} \quad (3.5b)$$



Şekil 3.3. Pertürbasyon kapasitesinin filtre karakteristiği üzerindeki etkisi



Şekil 3.4. Tasarlanan ayarlanabilir ve yeniden yapılandırılabilir çift band band geçiren filtre ($l = 7.1$ mm, 6.15 , $h = 1.27$ mm, $\epsilon_{eff} = 4.4$, $C_s = 0.6$ pF, $C_r = 1$ pF, $Z_0 = 50 \Omega$)

(3.5) numaralı denklemden elde edilen filtre cevapları Şekil 3.3'te gösterilmiştir. Pertürbasyon kapasitesinin referans kapasitanslarından daha büyük olduğu tüm zamanlarda kuasi-eliptik, lineer faz ve kapalı durum dâhil olmak üzere tüm filtreleme özellikleri elde edilebilir. Çünkü bu devrede referans elemanlarından biri de konvansiyonel tipten farklı bir şekilde kullanılmamıştır (Görür, 2004). Şekil 3.3'ten görüleceği gibi, pertürbasyon kapasitesi 1.84

pF değerinde iken elektriksel (kapasitif) ve manyetik (indüktif) kuplajlar dengelenir. Böylece geçirme bandının kesime gittiği durum elde edilebilir.

3.2.2 Çift Band Ayarlanabilir Filtre Tasarımı

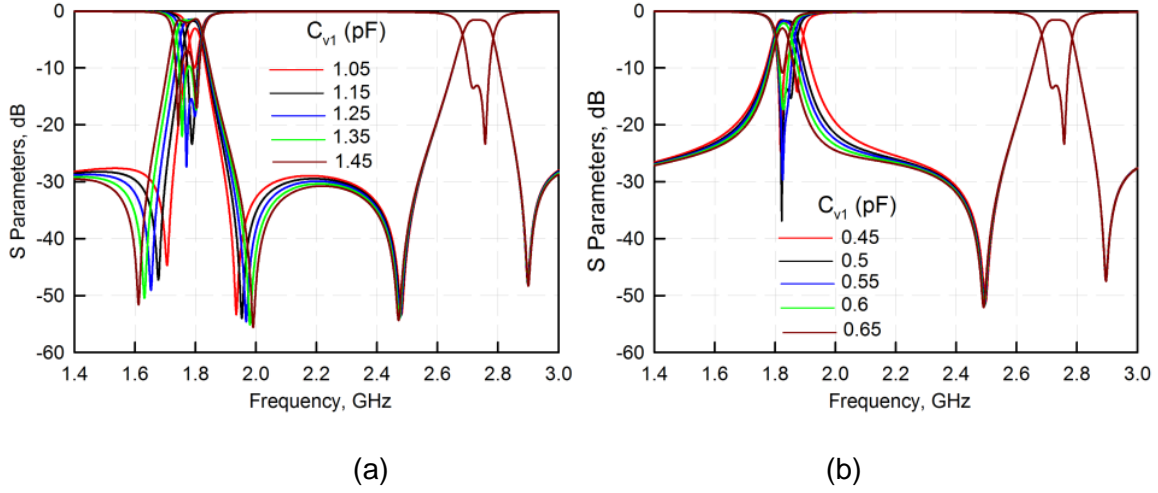
Önerilen metodun temelinde, iki geçiş bandı elde etmek için farklı elektriksel uzunluklara sahip iki rezonatörün iç içe geçirilmesi vardır (Karpuz ve Gorur 2009, Karpuz vd. 2013). Önerilen filtre Şekil 3.4'de gösterilmiştir. Yama elemanlar, referans kapasitansları temsil etmek için kullanılmıştır. Ayrıca, yan hat yüklü besleme hatları da çift mod rezonatörleri giriş ve çıkış portlarına kuplajlamak için kullanılmıştır. Kullanılan besleme hatları aynı zamanda birinci geçirme bandının ilk harmoniğini de bastırmaktadır. Besleme hattı konfigürasyonunun devam ettirilebilmesi için yapıda, hava köprüleri dıştaki çift mod rezonatörün köşelerine yerleştirilmiştir. Yan hat yüklü besleme hatlarının boyutları tam dalga elektromanyetik dalga simülatörü kullanılarak belirlenmiştir (Sonnet 2016). Diğer yandan, varaktör diyotlar ise, çift mod rezonatörlerin dejenere modlarını uyarmak için, yama veya köşe kesim elemanları yerine kullanılmışlardır. Bu sayede, band genişliği ayarlanabilirliği ve filtreleme özelliklerinin yeniden yapılandırılabilirliği her geçiş bandında kolayca elde edilebilmektedir. Şekil 3.2a' da gösterilen rezonatöre ait tüm boyutlar 1.8 GHz ve 2.8 GHz frekanslarında geçirme bandlarının merkez frekanslarını ayarlayabilmek için (3.2) ve (3.4)' den elde edilmiştir. Tablo 3.1'de de boyut bilgileri ve diğer parametrelere ait bilgiler verilmiştir. Dıştaki çift mod rezonatör birinci geçirme bandını ayarlamak için kullanılırken, içerideki çift mod rezonatör ikinci geçirme bandını ayarlamak için kullanılır.

Tablo 3.1. Rezonatör boyutları ve diğer parametreler

l_1	l_2	l_{c1}	l_{c2}	w_1	w_2	l_{f1}	l_{f2}
15.4	8.9	3.0	3.0	1.2	1.2	2.0	2.0
l_{r1}	l_{r2}	w_{r1}	w_{r2}	w_f	C_{DC1}	C_{DC2}	R_b
4.0	4.0	1.5	1.5	0.3	4.7	2.7	10k

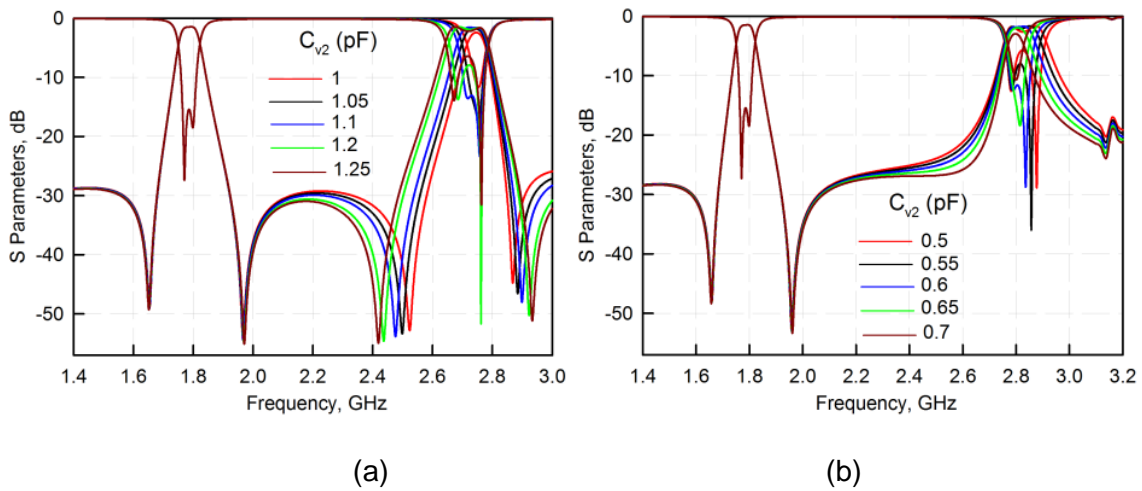
(*Uzunluk birimleri mm, kapasitanslar pF, dirençler Ω birimindedir)

Bütün simülasyon ve ölçüm işlemleri sırasında, bağıl dielektrik sabiti 6.15 ve kalınlığı 1.27 mm olan RT/Duroid malzeme kullanılmıştır. Ön dirençler ve DC blok kondansatörler, her rezonatör için doğru akım sızıntısını önlemek ve varaktör diyotların sadece bağlı oldukları rezonatöre etkide bulunabilmesi için kullanılmışlardır. Geçirme bandlarının merkez frekansları doğrusal ve kuasi-eliptik filtreleme karakteristikleri için sırasıyla 1.78-2.65 GHz ve 1.83-2.7 GHz frekanslarında ayarlanabilmektedir.



Şekil 3.5. Ayarlanabilir birinci geçirme bandının farklı filtreleme karakteristikleri için simülasyon sonuçları a) kuasi-eliptik, b) lineer faz

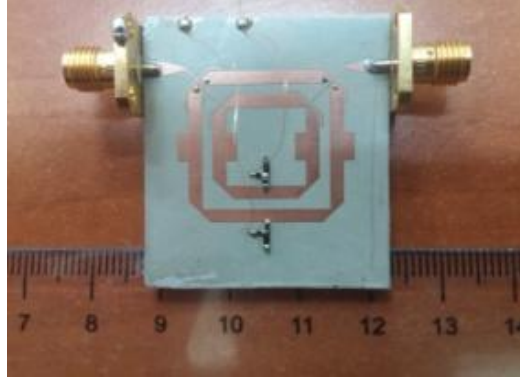
Şekil 3.5a ve 3.5b, birinci band üzerinde band genişliği ayarlama işlemini kuasi-eliptik ve lineer faz filtreleme karakteristikleri için göstermektedirler. Her iki durumda da 3 dB kesim noktasında band genişliği yaklaşık olarak 40 MHz ile 100 MHz arasında ayarlanabilmektedir. İkinci geçirme bandına ait band genişliği ayarlama işlemleri Şekil 3.6'da verilmiştir. Şekil 3.6a'da, kuasi-eliptik filtreleme karakteristiği için band genişliği 55 MHz'den 150 MHz'e kadar ayarlanabildiği görülürken, Şekil 3.6b'de, lineer faz filtreleme karakteristiği için 3 dB kesim noktasında band genişliğinin 60 MHz'den 160 MHz'e kadar ayarlanabildiği gösterilmiştir. Ayrıca bütün simülasyon sonuçlarında araya girme kaybı -3 dB' den daha iyi seviyede elde edilmiştir.



Şekil 3.6. Ayarlanabilir ikinci geçirme bandının farklı filtreleme karakteristikleri için simülasyon sonuçları a) kuasi-eliptik, b) lineer faz

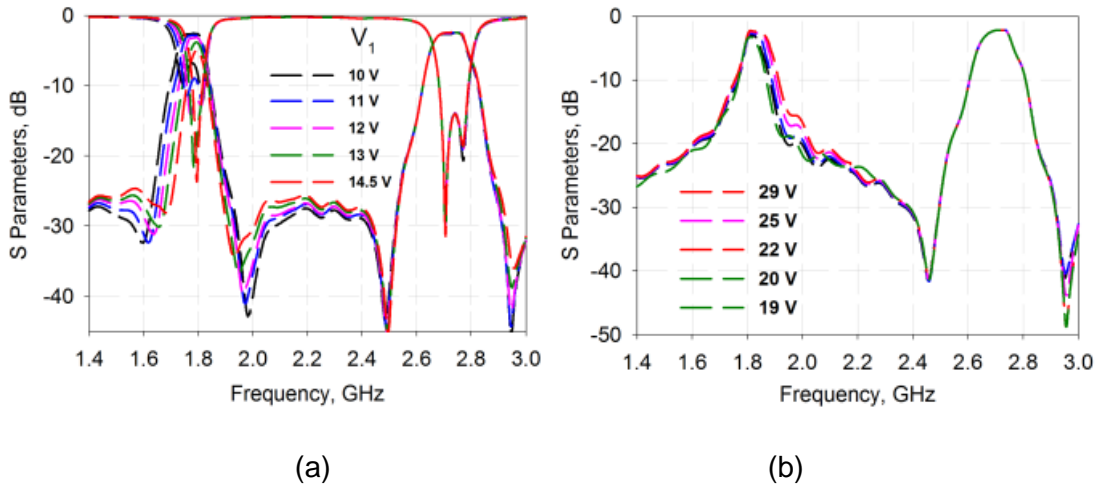
3.2.3 Deneysel sonuçlar

Şekil 3.7'de üretilen filtrenin fotoğrafı gösterilmiştir. Varaktör diyot olarak Infineon BB857 modeli kullanılırken, ölçümler Agilent E5071C Network Analizör ile gerçekleştirilmiştir. Bir önceki bölümde de ifade edildiği gibi dıştaki çift mod rezonatör birinci geçirme bandını kontrol ediyorken, içerideki çift mod rezonatör ikinci geçirme bandını kontrol etmektedir. Bu yüzden, dıştaki varaktör diyot (C_{v1}) sadece birinci geçirme bandına etkiye bulunabilirken, içteki varaktör diyot (C_{v2}) da ikinci geçirme bandına etkiye bulunabilmektedir.



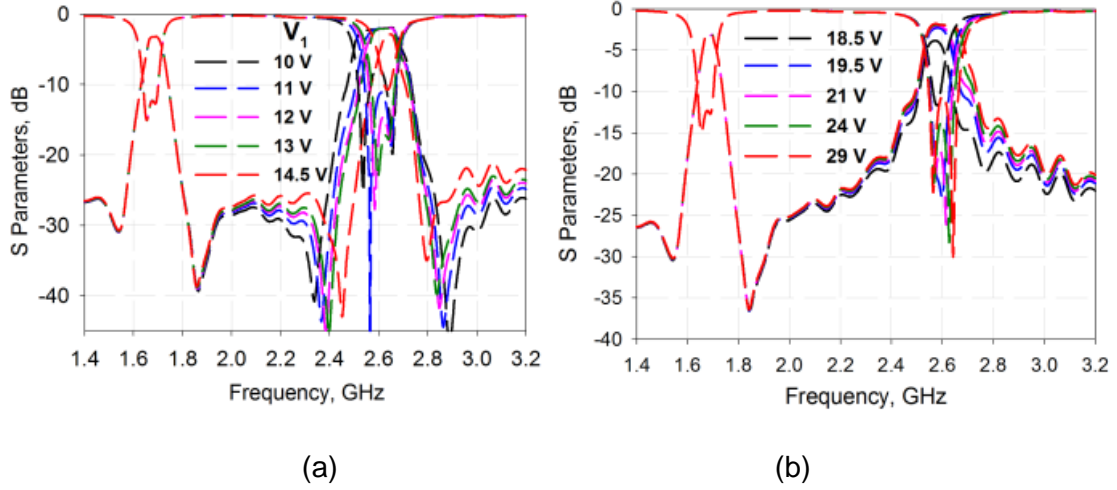
Şekil 3.7. Üretilen filtrenin fotoğrafı

Şekil 3.8a ve 3.8b, dıştaki varaktör diyota uygulanan V_1 ön gerilimine bağlı olarak, birinci bandın kuasi-eliptik ve lineer faz filtreleme karakteristiklerindeki band genişliği ayarlamasını göstermektedir. Band genişliği, kuasi-eliptik için 50 MHz ile 110 MHz aralığında ve lineer faz için 60 MHz ile 100 MHz aralığında ayarlanabilmektedir. Bu ölçümlerde minimum araya girme kaybı sırasıyla -4.8 dB ve -3.4 dB seviyelerinden daha iyi değerde elde edilmiştir.

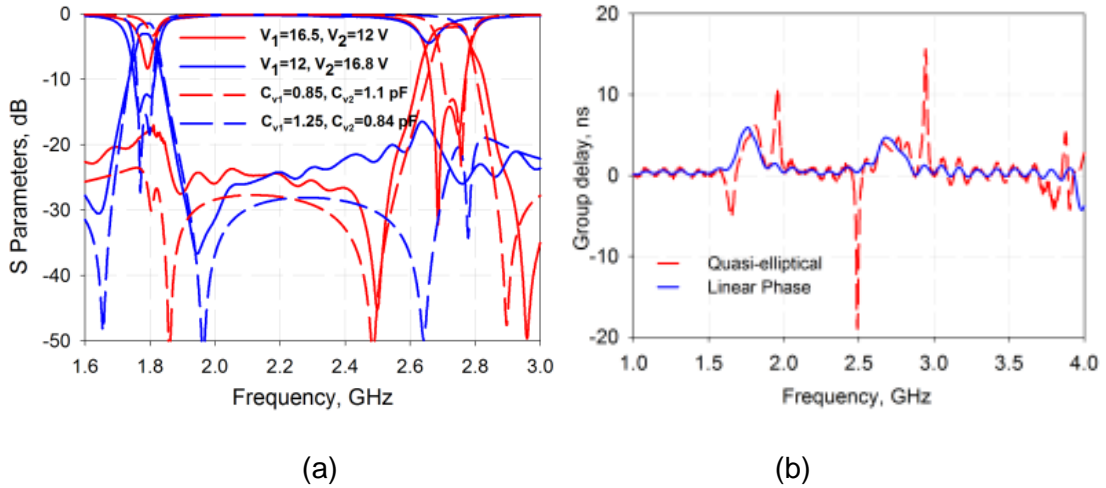


Şekil 3.8. Ayarlanabilir birinci geçirme bandının farklı filtreleme karakteristikleri için ölçüm sonuçları a) kuasi-eliptik, b) lineer faz

İkinci banda ait band genişliği ayarlama işlemlerinin ölçüm sonuçları ise kuasi-eliptik ve lineer faz filtreleme karakteristikleri için sırasıyla Şekil 3.9a ve 3.9b'de verilmiştir. Kuasi-eliptik filtreleme karakteristiği için band genişliği ayarlanabilirliği yaklaşık olarak 75 MHz ile 180 MHz arasında elde edilirken, lineer faz filtreleme karakteristiği için bu aralık, 80 MHz ile 155 MHz arasında elde edilmiştir. Ayrıca araya girme kayıpları, kuasi-eliptik filtreleme karakteristiğinde -1.96 dB ve -2.98 dB aralığında değişmekte, lineer faz filtreleme karakteristiğinde ise -1.84 dB ve -3.84 dB aralığında değişmektedir.



Şekil 3.9. Ayarlanabilir ikinci geçirme bandının farklı filtreleme karakteristikleri için ölçüm sonuçları a) kuasi-eliptik, b) lineer faz



Şekil 3.10. a) Tasarlanan filtrenin anahtarlama karakteristiği için ölçüm sonuçları, b) grup gecikmesi karşılaştırması

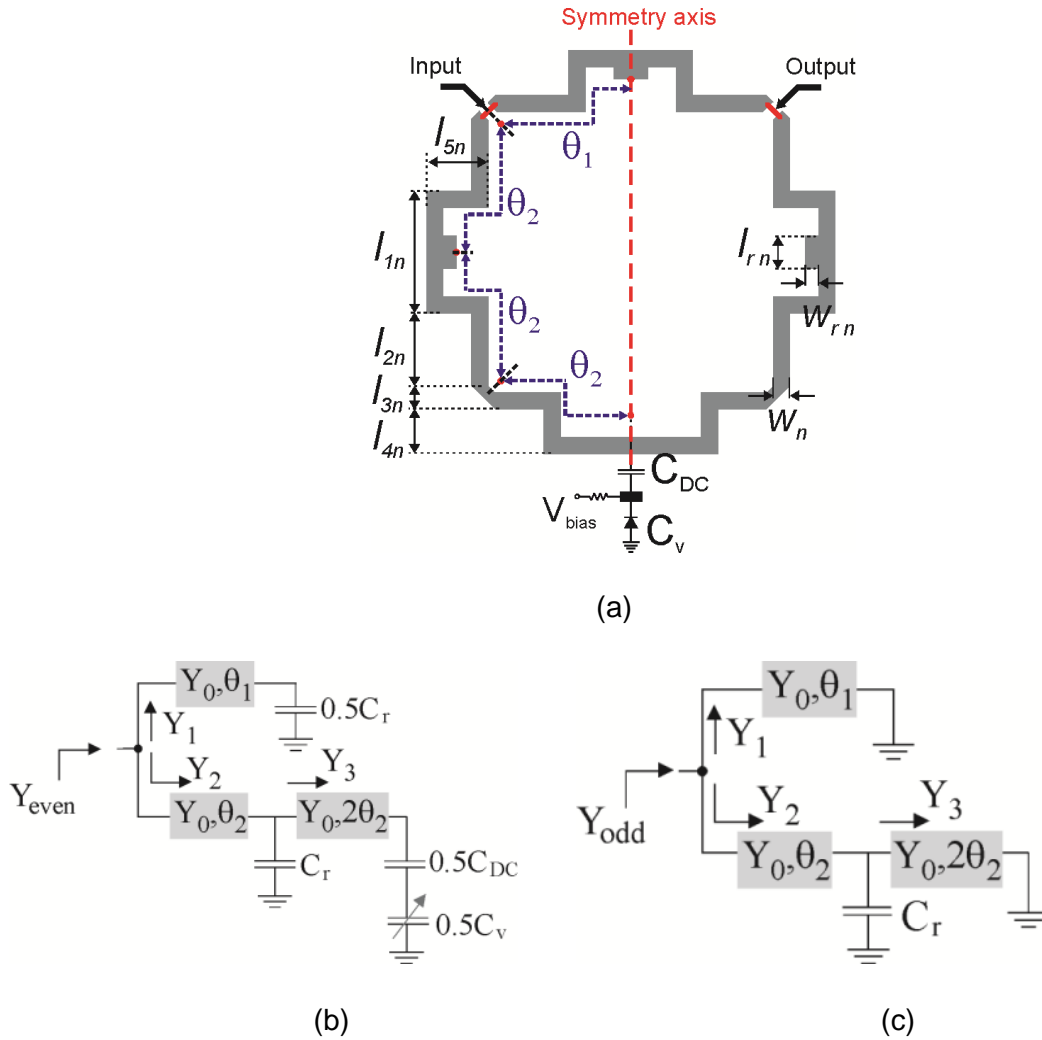
Tasarlanan konfigürasyon, Şekil 3.10a'da gösterildiği gibi her bandda anahtarlama yapılmasına izin veren bir konfigürasyondur. Kesim durumunda, her geçirme bandındaki araya girme kaybı, -18 dB değerinden daha iyi bir seviyede ölçülmüştür. Şekilden de

görülebileceği üzere, simülasyon ve ölçüm sonuçları gayet iyi bir uyum içerisindedir. Bir de ek olarak, lineer faz ve kuasi-eliptik filtreleme karakteristiklerinin grup gecikmesi karşılaştırması Şekil 3.10b'de gösterilmiştir. Tasarlanan filtre, bağımsız şekilde, yeniden yapılandırılabilir karakteristیکlerini, band genişliği ayarlanabilirliğini ve geçirme bandlarının anahtarlanabilirliğini sağlaması açısından çok önemli üstünlüklere sahiptir.

İlerleyen dönemlerde, referans yama kapasitansları yerine varaktör diyotlar kullanarak yapının merkez frekans ayarlama mekanizması içermesi arzu edilmektedir. Böylece, çift ve tek mod rezonans frekanslarının aynı anda ayarlanması beklenmektedir. Buna ek olarak, her iki geçiş bandı için de daha yüksek seçicilik elde etmek için, ikinci bir iç içe geçmiş çift modlu rezonatör devresi eklenilmesi arzu edilmektedir.

3.3 Dört Bandlı Anahtarlanabilir Band Geçiren Filtre Tasarımı

3.3.1 Rezonatör Analizi



Şekil 3.11. Çift-mod kare halka rezonatör a) düzeni b) çift-mod analizi c) tek-mod analizi

Çift modlu halka rezonatör teorisinden bilindiği üzere, pertürbasyon elemanının kapasitansı referans yama elemanlarının kapasitansına eşit olduğunda dejenere modlar uyarılmaz (Gorur 2004). Bir başka deyişle, çift-mod halka rezonatörün simetri ekseninde bir pertürbasyon etkisi yoksa iletim gözlemlenemez.

Pertürbasyon etkisi, kapasitansları elektroniksel olarak kontrol edilebilen p-i-n diyotlar, varaktör diyotlar gibi malzemeler aracılığıyla oluşturulabilir. Önerilen çift-mod kare halka rezonatör Şekil 3.11a' da gösterilmiştir. Şekilden de görüleceği üzere, kapasitörlerle temsil edilebilen üç yama elemanı rezonatör içerisine yerleştirilmiş ve rezonatörün üst köşelerinde iki adet atlama teli vardır. Atlama telleri iç rezonatörlerin de beslenmesini sağlamak için kullanılmaktadır. Çift ve tek mod uyarmaları altında önerilen rezonatörün eşdeğer devre modelleri sırasıyla Şekil 3.11b ve Şekil 3.11c' de gösterilmiştir. Atlama telleri rezonans frekansını önemli derecede etkilemediğinden eşdeğer devre modellerinde ihmal edilebilir. Çift/tek mod giriş admitansları aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$Y_{even/odd} = Y_1 + Y_2 \quad (3.6)$$

Burada Y_1 ve Y_2 sırasıyla girişin üst ve alt taraflarından görülen admitans değerleridir. Çift mod uyarma için üst ve alt admitans değerleri aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$Y_1 = Y_0 \frac{jb_r + jY_0 \tan(\theta_1)}{Y_0 - b_r \tan(\theta_1)} \quad (3.7)$$

$$Y_2 = Y_0 \frac{(Y_3 + j2b_r) + jY_0 \tan(\theta_2)}{Y_0 + j(Y_3 + j2b_r) \tan(\theta_2)} \quad (3.8)$$

$$Y_3 = Y_0 \frac{jb_p + jY_0 \tan(2\theta_2)}{Y_0 - b_p \tan(2\theta_2)} \quad (3.9)$$

Bu denklemlerde, b_r ve b_p sırasıyla $0.5\omega C_r$ ve $0.5\omega C_p$ ' yi temsil etmektedir. Ayrıca elektriksel uzunluk tanımlamaları da Şekil 3.11a' da gösterilmektedir. Not edilmesi gereken bir durum ise, C_p kapasitans değerinin, DC blok kapasitör olan C_{DC} ' nin ve varaktör diyodun kapasitansı olan C_v 'nin seri toplamları olarak hesaplanıyor olmasıdır. Tek-mod uyarma için alt ve üst admitans değerleri aşağıdaki formüllerden bulunabilir.

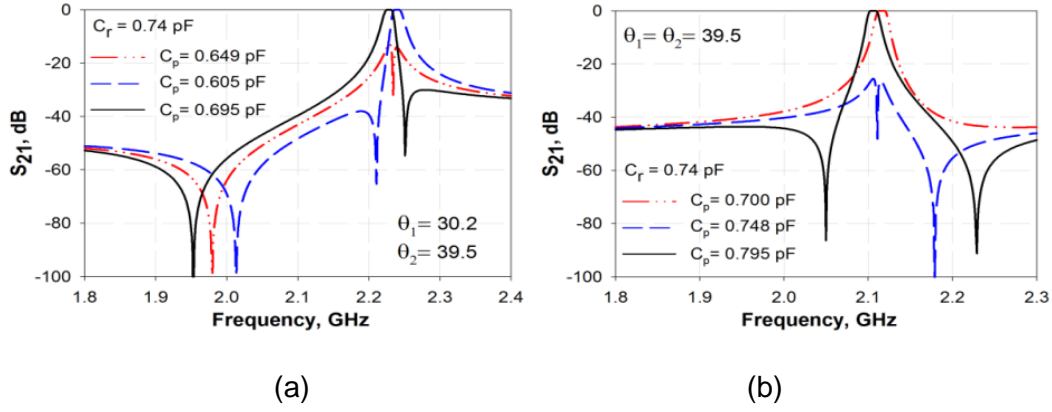
$$Y_1 = -jY_0 \cot(\theta_1) \quad (3.10)$$

$$Y_2 = Y_0 \frac{(Y_3 + j2b_r) + jY_0 \tan(\theta_2)}{Y_0 + j(Y_3 + j2b_r) \tan(\theta_2)} \quad (3.11)$$

$$Y_3 = -jY_0 \cot(2\theta_2) \quad (3.12)$$

Çift ve tek mod rezonans şartları Y_{even} ve Y_{odd} admitanslarının imajiner kısımları sıfıra eşitlenerek elde edilebilir.

Varaktör diyotları, simetri eksenini boyunca giriş/çıkış portlarının karşı tarafında olacak şekilde yerleştirildiği sürece aynı denklemler tek-mod giriş empedansları için de geçerli olacaktır. Ancak, çift-mod giriş admitansları için denklem (3.7) ve (3.9)'da sırasıyla b_r yerine b_p , b_p yerine de b_r yazılmalıdır.



Şekil 3.12. Varaktör kapasitansının frekans cevabına etkisi a) $\theta_1 \neq \theta_2$ b) $\theta_1 = \theta_2$

Özel bir durum olan $\theta_1 = \theta_2$ durumunda, çift ve tek mod rezonans şartları aşağıda olduğu gibi sadeleştirilebilir.

$$b_p - 2Y_0 \cot(2\theta_1) = 0 \quad (3.13)$$

$$b_r - 2Y_0 \cot(2\theta_1) = 0 \quad (3.14)$$

Denklem (3.7) ve (3.8)' e göre pertürbasyon kapasitansının sadece çift-mod frekansı üzerinde etkisi olduğu görülmektedir. Pertürbasyon elemanı olarak varaktör diyotlar, rezonatörde sadece çift mod frekansın ayarlanmasına etki eder. Önerilen topolojinin filtreleme özelliklerini göstermek için rezonatör, giriş/çıkış portlarına bir giriş kondansatörü C_{in} ile bağlanır. Böylece giriş empedansı aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

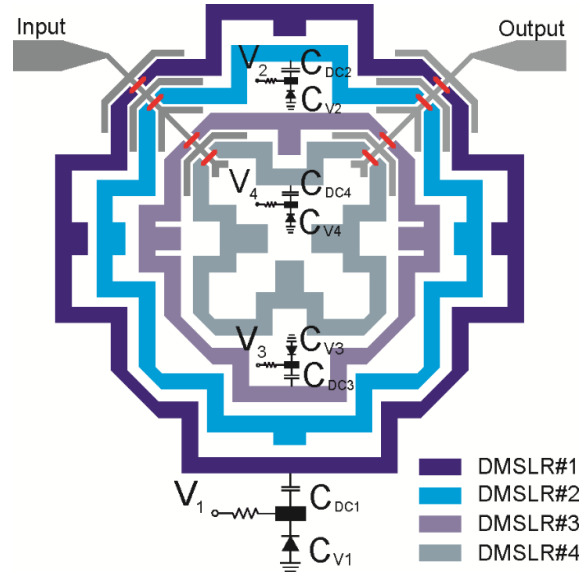
$$Z_{\text{even/odd}} = \frac{1}{Y_1 + Y_2} + \frac{1}{j\omega C_{in}} \quad (3.15)$$

Denklem (3.9)' dan elde edilen filtreleme karakteristikleri, $C_{in} = 0.2$ pF gibi zayıf kuplajlama altında Şekil 3.12a ve Şekil 3.12b' de gösterilmiştir. Şekil 3.12a, $\theta_1 \neq \theta_2$ olduğu durumda, pertürbasyon kapasitansının frekans cevabı üzerindeki etkisini göstermektedir. Şekilden görüleceği üzere, geçirme bandının kesime gitmesi için pertürbasyon kapasitans değerinin

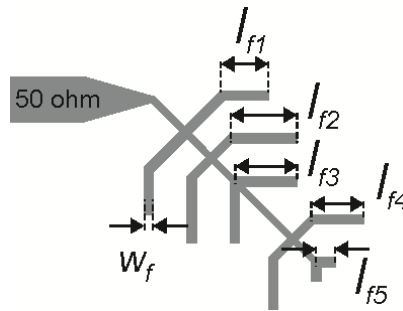
referans kapasitanslarından daha küçük olmalıdır. Ayrıca, iletim sıfırları (Eryılmaz vd. 2008)' de olduğu gibi asimetrik şekilde geçirme bandına yakın yerde bulunmaktadır. Şekil 3.12b'de ise $\theta_1=\theta_2$ durumu söz konusudur ve anahtarlama işleminin pertürbasyon ve referans kapasitansları neredeyse eşit olacak şekilde ayarlanarak elde edilebildiği gösterilmektedir. Bu durumda, Şekil 3.12a ile karşılaştırarak olursak daha simetrik bir frekans cevabı elde edildiği görülmektedir.

3.3.2. Tasarım Prosedürü

Bütün tasarım işlemleri süresince bağıl dielektrik sabiti 6.15 ve kalınlığı 1.27 mm olarak seçilen RT/Duroid malzeme kullanılmıştır. Elektronik olarak anahtarlanabilen dört-band band geçiren filtre tasarımı Şekil 3.13a' da verilmiştir. Ayrıca yan hat yüklü besleme hattı da Şekil 3.13b' de gösterilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 3.13. a) Önerilen çift-mod çift-band band geçiren filtre yapısı b) yan hat yüklü besleme hattı

Tablo 3.2. Rezonatöre ait bütün boyutlar

Rez. No. (n)	l_1	l_2	l_3	l_4	l_5	w	l_r	w_r
1	10.6	3.0	3.0	3.5	4.5	1.0	2.8	1.0
2	7.4	4.4	1.4	2.7	3.7	1.0	2.8	0.8
3	4.2	2.9	3.0	2.4	2.6	1.0	0.4	1.8
4	4.2	2.6	1.4	0	2.7	1.0	1.8	2.0

Tam bir tasarım prosedürü için;

(1) Birinci geçirme bandının merkez frekansı belirlenmeli ve DMSLR#1' in boyutları denklem (3.13) ve (3.14)' den hesaplanarak bulunmalı.

(2) DMSLR#2' nin boyutları, istenilen merkez frekansın elde edilebilmesi için denklem (3.13) ve (3.14)' den elde edilmelidir. Bu esnada, ikinci rezonatör birinci rezonatörün içinde yer alırken rezonatörler arasındaki karşılıklı kuplaj önlenmelidir. Bir diğer önemli nokta ise, varaktör diyotların kullanımına uygun bir topoloji elde edilmelidir. Bu amaçla, bütün geçirme bantları için meandered kare halka rezonatör kullanılmıştır.

(3) Varaktör diyotun bulunduğu devre yapısı ve referans elemanların dar bir alanda konumlandırılması zor olduğundan bir taraftaki kıvrılma yapılmayabilir. Bu olay, önceki bölümde de açıklandığı gibi, çift ve tek mod frekansları için denklem (3.13) ve (3.14)' den başka bir ifadeye gereksinim duyar. Bu yüzden, çift ve tek mod rezonans frekansları, Y_{even} ve Y_{odd} büyüklüklerinin imajiner kısımlarının sıfıra eşitlenmesiyle bulunmalıdır. Bu admitanslar, bir önceki bölümde verilen $\theta_1 \neq \theta_2$ durumu için elde edilen ifadelerle dayanılarak bulunabilir.

(4) Son geçirme bandı için, DMSLR#4' e ait boyutlar ilk adımdaki işlemlere benzer şekilde elde edilebilir.

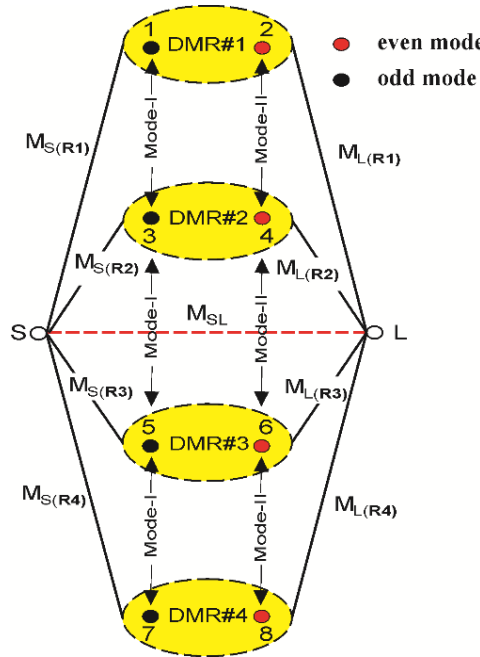
(5) Son olarak, yan hat yüklü besleme hatları, dört tane iç içe yerleştirilmiş olan rezonatörleri kuplajlamak için toplu bir kapasitör elemanı yerine kullanılmaktadır. Bu noktada, simülasyonlarda üst katmanda modellenen hava köprüleri, rezonatörlerin köşelerine yerleştirilmiştir. Bu köprüler rezonans frekansına olan etkileri ihmal edilebilir seviyededir. Açık devre yan hatların uzunlukları, Tam-dalgı EM Simülatör, (Sonnet 2016), kullanılarak aşağıdaki optimizasyon adımları ile en uygun boyutta seçilmiştir.

- 4 GHz' e kadar, 20 dB' den daha iyi sönümlenme seviyesine sahip net bir üst durdurma bandı elde etmek.
- Araya girme kaybını 4 dB daha iyi bir seviyede elde etmek.

Çift-mod kare halka rezonatöre ait bütün boyutlar Tablo 3.2' de verilmiştir.

3.3.3. Kuplaj Tanımlamaları

Önerilen filtrenin kuplaj şeması Şekil 3.14' te verilmiştir. Şekilden görüleceği üzere, bütün rezonatörler giriş/çıkış portlarına kuplajlanmıştır. Bilindiği gibi, çift mod kare halka rezonatörün dejenere modları, tek rezonans elemanları gibi temsil edilebilir (Amari 2004). Bir başka deyişle, kaynak ve yük aynı anda hem çift mod hem de tek modlara kuplajlanır. Böyle bir durumda, dejenere modlar arasındaki kuplajı tanımlamak gerekli değildir. Bu nedenle, kuplaj matrisinin boyutu, kaynak, yük ve sekiz adet rezonans elemanlarını içeren 10×10 boyutunda olacaktır (tüm geçiş bandları için çift ve tek mod rezonans frekanslarını temsil eden).

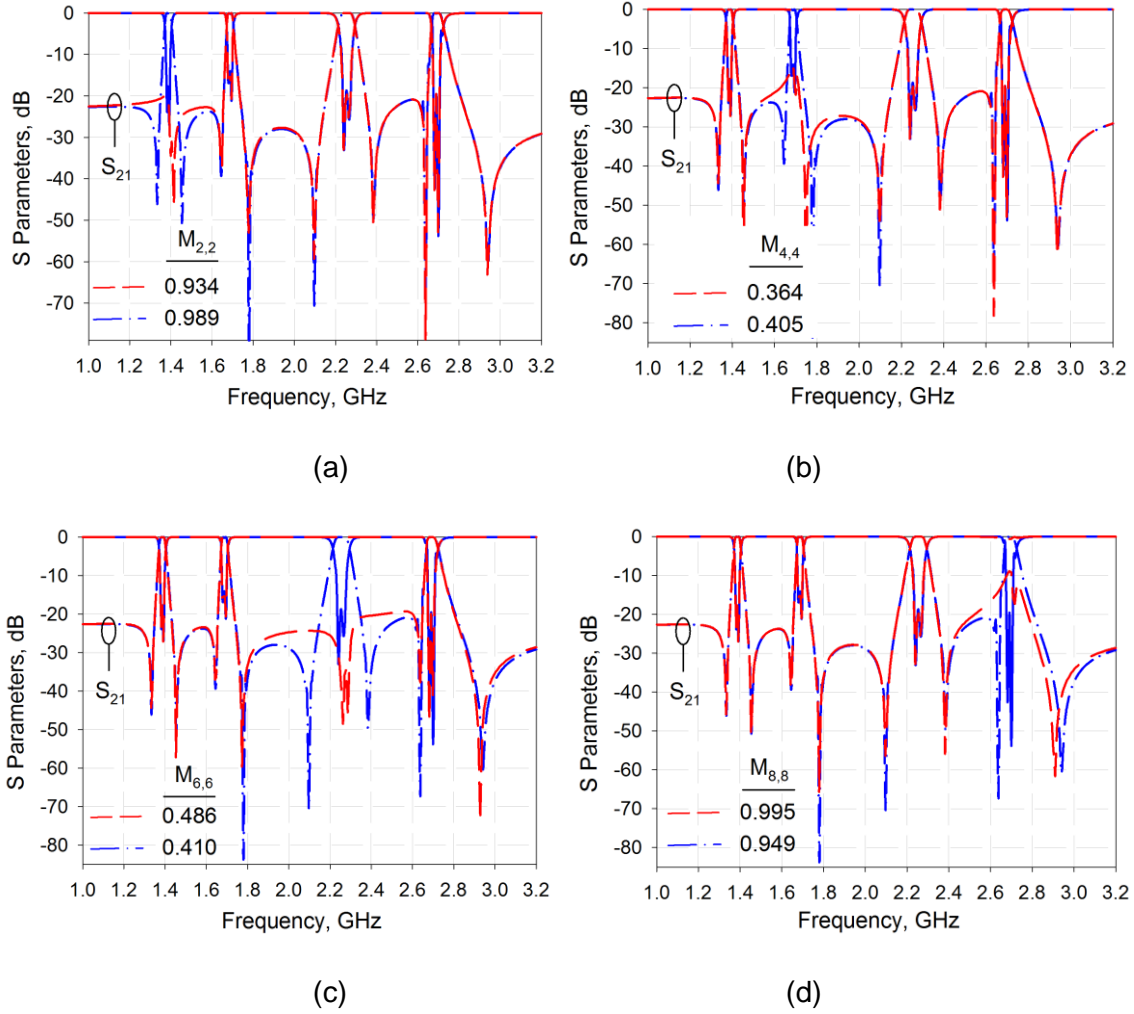


Şekil 3.14. Önerilen filtrenin kuplaj şeması

Şekil 3.14' te, $M_{S(R1)}$, ilgili rezonatörün sırasıyla tek ve çift modları olan M_{S1} ve M_{S2} ' yi içermektedir. Bu durum, kaynak-yük ve rezonatörler arasındaki tüm kuplaj tanımları için de geçerlidir. Herhangi bir rezonatörde birinci ve ikinci modlar sırasıyla tek ve çift modlara karşılık gelir. Bu sebeple, kuplaj matrisinin M_{22} , M_{44} , M_{66} , M_{88} elemanları geçirme bandlarının çift mod rezonans frekanslarına karşılık gelir ve ayar elemanları olarak adlandırılabilirler. Böylece, varaktör diyotların kapasitanslarına göre tanımlı olan kuplaj matrisi, anahtarlama cevabı elde etmek için kullanılan bu elemanların değerleri değiştirilerek yeniden düzenlenebilir.

Tasarlanan filtrenin kuplaj matrisi, (Cameron 1999 ve 2003)' deki yöntemlerden türetilir. Transfer fonksiyonu için, frekans cevabı, geniş band çok kutuplu çok sıfırlı filtre olarak

düşünülebilir. C_{v1} , C_{v2} , C_{v3} ve C_{v4} değerleri sırasıyla 1.3 pF, 1.0 pF, 1.4 pF ve 1.0 pF iken kuplaj matrisi (3.16)'daki gibi tanımlanabilir.

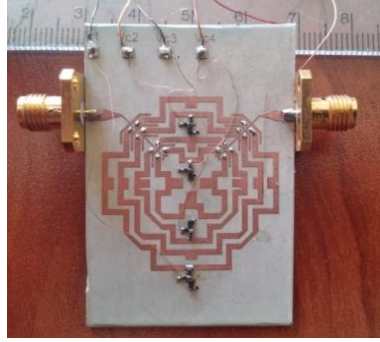


Şekil 3.15. a) Birinci band açık, b) ikinci band açık, c) üçüncü band açık, d) dördüncü band açık.

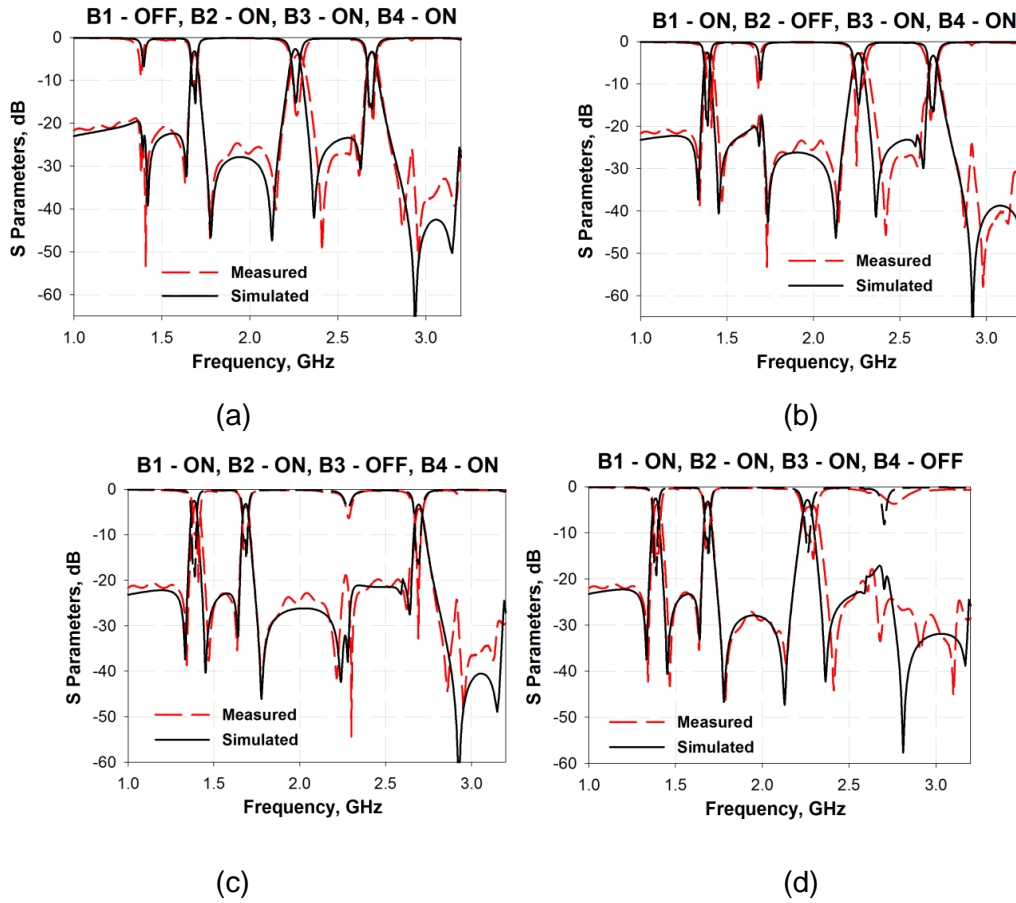
$$M = \begin{bmatrix} S & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & L \\ S & 0 & 0.110 & -0.104 & 0.097 & -0.081 & 0.126 & -0.130 & 0.116 & -0.085 & 0.033 \\ 1 & 0.110 & 0.935 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.110 \\ 2 & -0.104 & 0 & \mathbf{M_{22}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.104 \\ 3 & 0.097 & 0 & 0 & 0.364 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.097 \\ 4 & -0.081 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{M_{44}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.081 \\ 5 & 0.126 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.486 & 0 & 0 & 0 & 0.126 \\ 6 & -0.130 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{M_{66}} & 0 & 0 & 0.130 \\ 7 & 0.116 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.995 & 0 & 0.116 \\ 8 & -0.085 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{M_{88}} & 0.085 \\ L & 0.033 & 0.110 & 0.104 & 0.097 & 0.081 & 0.126 & 0.130 & 0.116 & 0.085 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Matris içerisinde, M_{22} , M_{44} , M_{66} ve M_{88} değerleri sırasıyla 0.989, 0.405, -0.410 ve -0.949' dur. Denklem (16)' dan elde edilen frekans cevapları ve simülasyonlar Şekil 3.15a ve Şekil 3.15d' de gösterilmiştir. C_{v1} , C_{v2} , C_{v3} ve C_{v4} değerleri neredeyse M_{11} , M_{33} , M_{55} ve M_{77} değerlerine eşit olduğunda, geçirme bantları Şekil 3.15a ve 3.15b' de görüldüğü gibi kesime gidebilir.

3.3.4. Deneysel Sonuçlar



Şekil 3.16. Üretilen filtrenin fotoğrafı



Şekil 3.17. Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması a) birinci band OFF diğerleri ON b) ikinci band OFF diğerleri ON c) üçüncü band OFF diğerleri ON d) dördüncü band OFF diğerleri ON

Üretilen filtrenin resmi Şekil 3.16'da gösterilmiştir. Tasarlanan filtrenin toplam boyutu yaklaşık $0.0484 \lambda^2$ 'dir. Burada λ , 1.4 GHz'de kılavuzlu dalga boyudur. Pertürbasyon elemanları yerine Infineon BB837 varaktör diyotlar DC besleme devreleriyle birlikte kullanılmıştır. Bias devrelerinde kullanılan kapasitörlerin değerleri DMSLR#1' den DMSLR#4' e kadar sırasıyla 0.9/0.8/0.7/0.9 pF ve bütün rezonatörlerde bias direncinin değeri 10 k Ω seçilmiştir. Hava köprüleri, bakır teller lehimlenerek oluşturulmuştur. Üretilen filtrenin ölçümleri Agilent E5071C Vector Network Analizör kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bütün geçirme bandlarının anahtarlama işlemleri, simülasyon ve ölçüm sonuçları karşılaştırılmış şekilde, Şekil 3.17a ve 3.17d' de gösterilmiştir. Ayrıca şekillerden, diğer geçiş bandlarını etkilemeksizin birden fazla geçiş bandın değiştirilmesinin mümkün olduğu görülmektedir. Geçirme bandları, kısmi band genişlikleri 2.87%/2.67%/2.7%/2.45%, araya girme kaybı 3.58/2.97/2.74/3.81 dB ve dönüş kayıpları 19.2/12.1/14.2/15.7 dB' den daha iyi bir seviyede sırasıyla 1.4/1.7/2.25/2.7 GHz frekanslarında elde edilmiştir. Tüm geçirme bandları, ilgili rezonatörlerdeki varaktör diyotun kapasitans değeri 0.5 pF iken birbirlerinden bağımsız olarak kesime götürülebilir. Her bandın kesime gitmesi için uygulanması gereken V değerleri sırasıyla 27/28/29/28 V'tur. Geçirme bandı kesimdeyken, sönümlenme seviyesi her band için sırasıyla 19.8/18.7/19.8/18.1 dB' den iyi bir değerde ölçülmüştür.

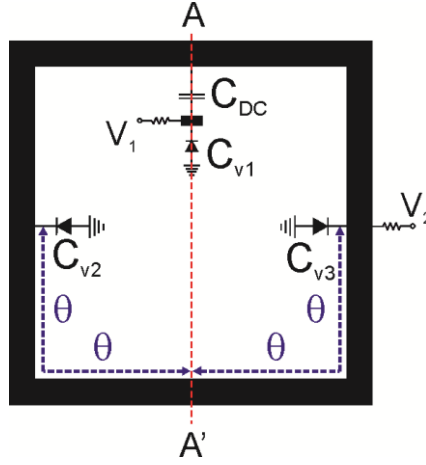
Ayrıca Şekil 3.17a ve 3.17d'den, varaktör diyotların kapasitanslarının sırasıyla 14/16/19/18 V uygulandığında 1.3/1.1/1.0/0.8 pF değerinde olduğunu ve geçirme bandlarını aktif hale getirdiği görülmektedir. Önceki çalışmalarla olan performans karşılaştırması Tablo 3.3' de verilmiştir. Yapılan çalışma, birbirinden bağımsız olarak anahtarlanabilen geçirme bandlarının sayısı ve daha küçük boyutta olması açısından oldukça önemli yeniliklere sahiptir. Ayrıca, elektronik olarak anahtarlanabilir filtreleri tasarlamak için çift modlu halka rezonatörleri kullanmak mikrodalga filtreler için çok iyi bir akımdır.

Tablo 3.3. Önceki çalışmalar ile bu çalışma arasındaki farklar

Ref.	Geçme bandı / Rez sayısı	Merkez frekans(GHz)	Size (λ_g^2)	On-Off Oranı (dB)	IL(dB)
(Chuang 2015)	2/3	0.9/2.35	0.07	23.7/28	1.4/1.9
Chao 2014	2/4	1.5/2.5	-	>32/>30	3.0/2.6
(Kim 2011)	2/4	2.4/5.2	0.12	42.9/28.5	2.06/3.5
(Deng 2011)	2/8	1.5/2	0.32	46.9/36.9	3.05/3.1
(Du 2015)	3/6	1.5/2.0/2.5	0.1	>24.7/>20.3/>26.5	2.7/2.8/3.6
(Weng 2013)	4/8	1.5/2.5/3.5/4.5	0.1	46.9/31.98/44.8/36.65	3.13/3.02/3.2/3.35
Bu çalışma	4/4	1.4/1.7/2.25/2.7	0.0484	19.8/18.7/19.8/18.1	3.58/2.97/2.74/3.81

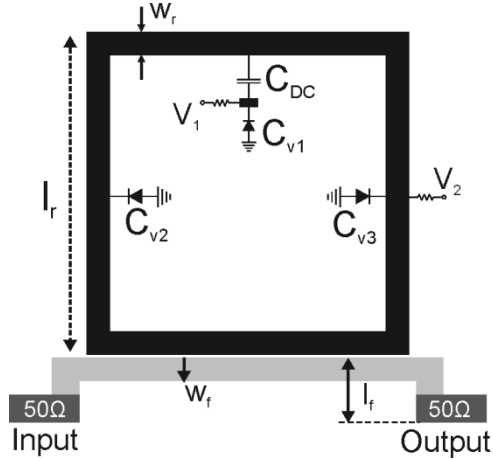
3.4. Ayarlanabilir Band Durduran Filtre Tasarımı

3.4.1. Rezonatör Analizi



Şekil 3.18. Önerilen varaktör diyotlu çift mod kare halka rezonatör

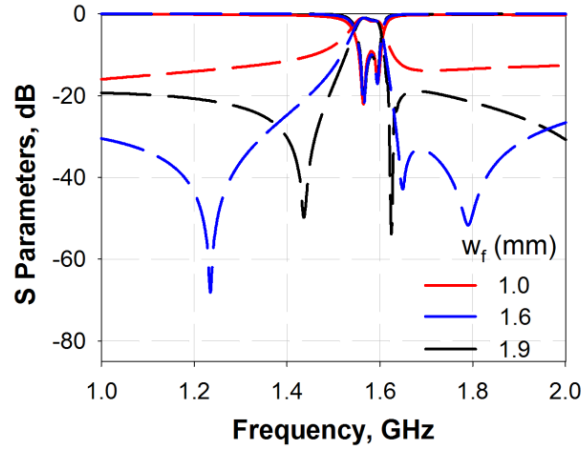
Önerilen varaktör diyotlu çift modlu kare halka rezonatör Şekil 3.18'de gösterilmiştir. Şekilden de görüleceği üzere referans elemanı olarak kullanılan iki adet varaktör, rezonatörün yan kollarına, pertürbasyon elemanı olarak kullanılan tek varaktör diyot ise rezonatörün simetri eksenine üzerine yerleştirilmiştir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, pertürbasyon kapasitesinin değerinin rezonatörde bulunan DC blok kapasitör ile pertürbasyon elemanı olarak kullanılan varaktör diyodun kapasitanslarının yarılarının seri toplamları olarak elde ediliyor olmasıdır.



Şekil 3.19. Tasarlanan ayarlanabilir band durduran filtre

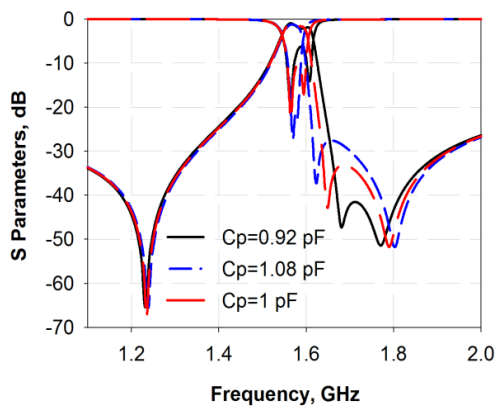
Ayrıca, rezonatör içerisinde pertürbasyon elemanının bulunduğu kolun karşı kenarında herhangi bir referans elemanının olmadığı da not edilmelidir. Önerilen rezonatörün konvansiyonel çift modlu halka rezonatörlerden farkı da bu noktada ortaya çıkmaktadır (Gorur 2004, Lei 2005, Karpuz ve Gorur 2009). Diğer yandan, tek modlu uyarım altında

herhangi bir pertürbasyon kapasitesinin olmadığı görülmektedir. Bu nedenle, C_{v1} varaktör diyodunun kapasitesi tek mod rezonans frekansını etkilememektedir.

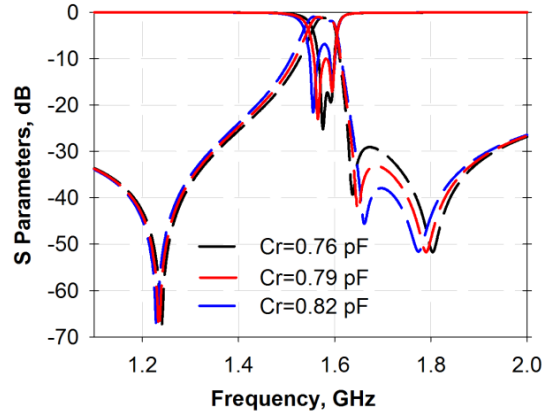


Şekil 3.20. Besleme hattı genişliğinin frekans cevabı üzerindeki etkisi

Tüm varaktör diyotların kapasitanslarını ayarlayarak, önerilen rezonatörün merkez frekansı ayarlanabilir. Çünkü, çift mod rezonans frekansı hem referans hem de pertürbasyon varaktörlerinin kapasite değerlerine bağlıdır. Tek mod uyarım altında pertürbasyon elemanı kısa devre olacağından, tek mod rezonans frekansı sadece referans varaktörlerinin kapasitanslarının değişimiyle ayarlanmaktadır. Bu nedenle, sadece C_{v1} pertürbasyon varaktörünün ya da sadece C_{v2} ve C_{v3} referans varaktörlerinin ayarlanmasıyla dar bir aralıkta band genişliği ayarı yapılabilir. Burada dikkat edilecek en önemli husus, C_{v2} ve C_{v3} varaktör diyotlarının tüm ayar işlemlerinde eş zamanlı olarak ayarlanıyor olmasıdır.



(a)



(b)

Şekil 3.21. Kapasite değişimlerinin band genişliği üzerindeki etkisi a) pertürbasyon varaktör diyotu, b) referans varaktör diyotları

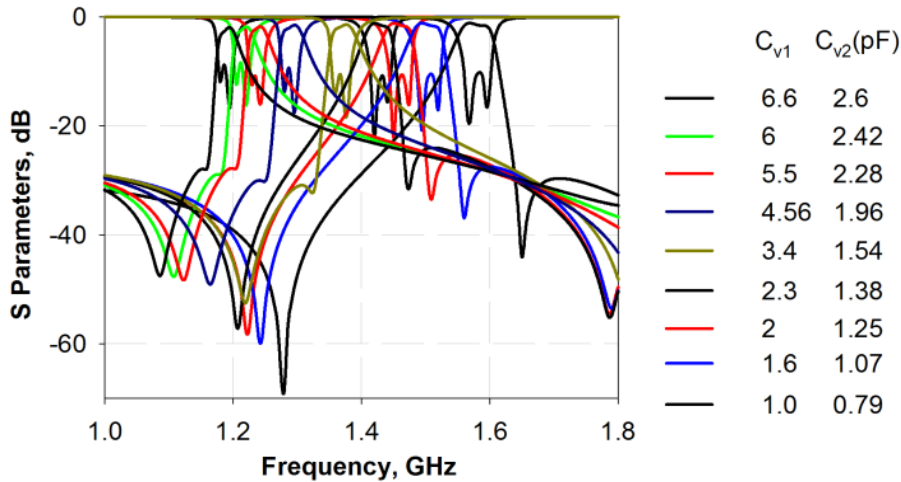
3.4.2. Filtre Tasarımı

Önerilen filtre tasarımında, çift mod rezonatör, giriş ve çıkış portlarını birbirine bağlayan düz iletim hattına kuplajlanmıştır. Ayrıca yüzey malzemesi olarak bağıl dielektrik sabiti 6.15 ve kalınlığı 1.27 mm olan RT/Duroid malzeme kullanılmıştır. Şekil 3.19'da tasarlanan filtre gösterilmiştir. Yine şekilden de görülebileceği gibi çift mod rezonatör ile C_{v1} varaktör diyodu arasına 15 pF kapasitans değerine sahip DC blok kapasitör kullanılmıştır. DC blok kapasitör kullanılmasındaki amaç, pertürbasyon varaktör diyotunun besleme devresinden rezonatöre akım akışını önlemektir. Varaktör diyotlar, C_{v2} ve C_{v3} , rezonatörün yan kolundan verilen V_2 gerilimiyle beslenmektedirler. Ayrıca RF izolasyonu elde etmek için 10 k Ω değerinde ön dirençler kullanılmıştır. Rezonatör ile besleme hattı arasındaki boşluk 0.2 mm iken önerilen filtreye ait bütün boyutlar Tablo 3.4' de verilmiştir.

Tablo 3.4. Önerilen filtreye ait boyutlar

w_f (mm)	w_r (mm)	l_r (mm)	l_f (mm)	C_{DC} (pF)	R_{bias} (k Ω)
1.6	1.6	22.4	4.5	15	10

Şekil 3.20'de, besleme hattı genişliği, w_f , değişiminin frekans cevabı üzerindeki etkisi gösterilmektedir. Görüldüğü gibi, yansıma sıfırları w_f 'ye göre ayarlanabilmektedir. w_f 1.6 mm' den büyük iken durdurma bandının yakınlarında yansıma sıfırlarının oluşmaya başladığı, w_f 1.9 mm olduğunda ise çok daha net iki yansıma sıfırı olduğu görülmektedir. Yani, düşük empedans beslemesi durumunda durdurma bandında daha yüksek seçicilik elde edilebilir.



Şekil 3.22. Merkez frekans ayarlama işlemi simülasyon cevabı

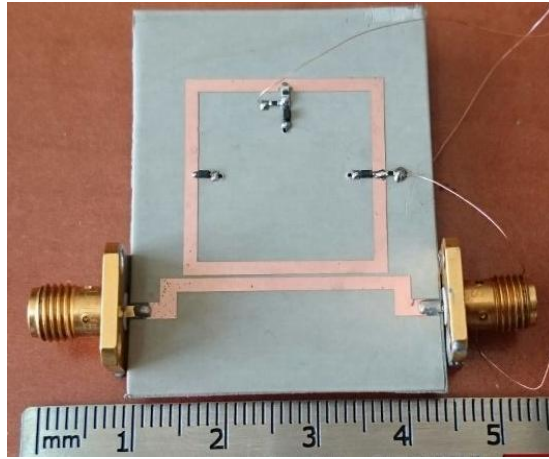
Önceki bölümde bahsettiğimiz teoriye bağlı olarak, durdurma bandına ait band genişliği ayar özellikleri Şekil 3.21'de gösterilmiştir. Şekil 3.21a'da pertürbasyon elemanının frekans cevabı

üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Bu işlem sırasında C_{V2} ve C_{V3} varaktörleri birbirine eşit ve 0.79 pF değerinde sabit tutulurken, C_{V1} kapasitans değeri değiştirilmiştir ve sağ yanlı band genişliği ayarlamasının gerçekleştirildiği gözlenmiştir. Sol yanlı band genişliği ayarlamasının ise sadece C_{V2} ve C_{V3} kapasitanslarının eş zamanlı olarak değiştirilerek elde edildiği, C_{V1} kapasitansı 1 pF değerinde sabit tutulurken, Şekil 3.21b' de gösterilmiştir.

Durdurma bandının merkez frekansı ise hem pertürbasyon hem de referans kapasitanslarının değiştirilmesiyle ayarlanabilmektedir. Bu nedenle, çift mod rezonatörün tek ve çift modları C_{V1} , C_{V2} ve C_{V3} kapasitanslarına göre birlikte değiştirilmelidir. Şekil 3.22, yaklaşık 1.18 GHz ile 1.61 GHz'lik bir ayar aralığında merkez frekans ayarlama işlemini göstermektedir. Simülasyonlarda, minimum geriye dönüş kaybı 3.1 dB' den daha iyi elde edilirken, maksimum yansıma seviyesi 12 dB değerinden daha iyi şekilde elde edilmiştir.

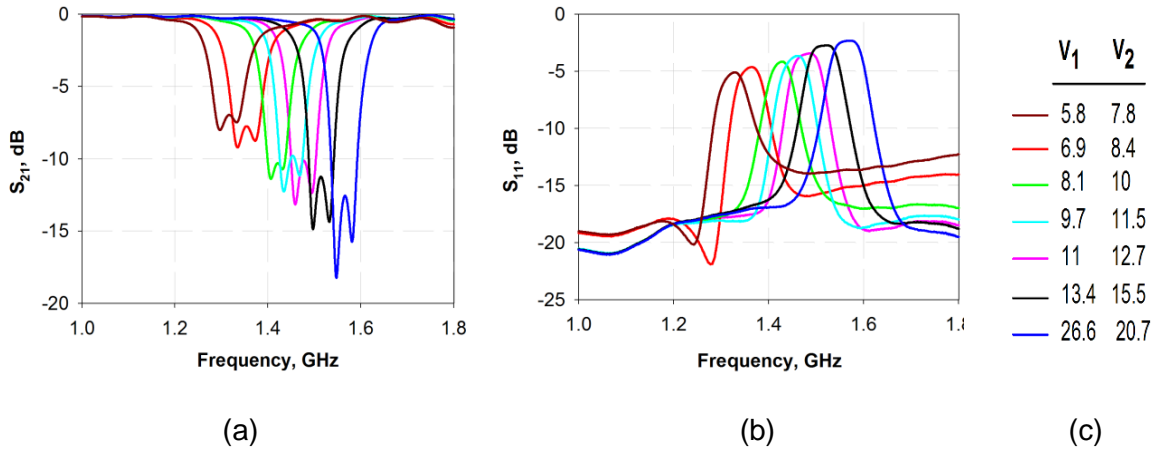
3.4.3. Üretim ve Ölçüm

Tasarlanan filtre deneysel çalışmalar için üretilmiştir. Simülasyonlarda verilen toplu devre elemanları temsil etmek için Infineon BB857 varaktör diyotlar, AVX ince film direnç ve kondansatörler kullanılmıştır. Şekil 3.23'de üretilen filtrenin fotoğrafı gösterilmiştir. Ölçümler, Agilent E5071C ENA Network Analizör kullanılarak gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.23. Üretilen çift mod ayarlanabilir band durduran filtrenin fotoğrafı

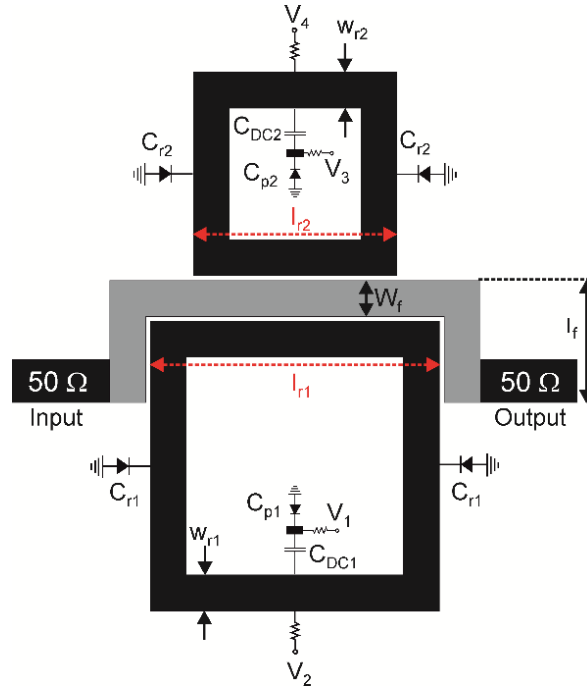
Filtreye ait ölçüm sonuçları Şekil 3.24a'da S_{21} parametreleri ve Şekil 3.24b'de S_{11} parametreleri ile gösterilmiştir. Ayrıca uygulanan ön gerilim voltajlarının varyasyonları da Şekil 3.24' de verilmiştir. Ölçüm sırasında V_1 ön gerilimi 5.8 V ile 26.6 V arasında değişirken, V_2 ön gerilimi 7.8 V ile 20.7 V arasında değişim göstermiştir. Ölçüm sonuçlarında merkez frekans ayar aralığı ise, 1.29 GHz ile 1.58 GHz arasında elde edilmiştir. Bu frekanslara karşılık gelen geri dönüş kayıpları sırasıyla 5.02 dB ve 2.32 dB olarak ölçülmüştür.



Şekil 3.24. Ölçüm sonuçları a) S_{21} parametreleri, b) S_{11} parametreleri, c) Gerilim değerleri

Maksimum yansıma seviyesi ise minimum ve maksimum merkez frekanslarda sırasıyla 8 ve 18.2 dB değerlerinden daha iyi değerde ölçülmüştür. Merkez frekans ayar aralığı için, 3 dB'lik kısmi band genişliği 0.66% ve 0.72% arasında değişmektedir. Bu sonuçlar neticesinde, tüm ayar aralığında sabit olarak düşünülebilir.

3.5. Ayarlanabilir Çift Bandlı Band Durduran Filtre Tasarımı



Şekil 3.25. Önerilen ayarlanabilir çift-bandlı band durdurucu filtre

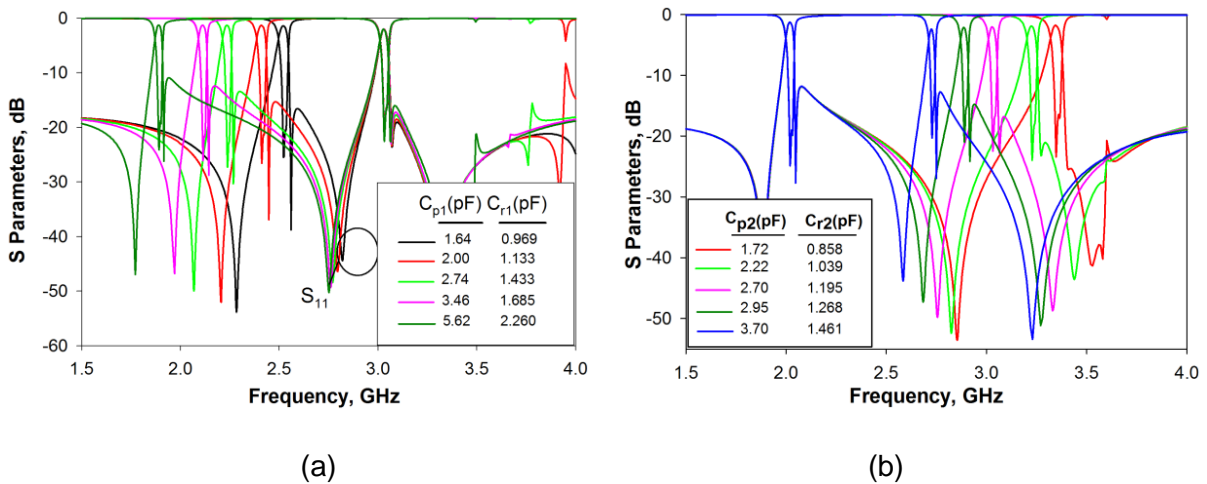
Merkez frekansları birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilen çift-band band durdurucu filtre tasarlamak için, farklı elektriksel uzunlukta olan iki tane çift-mod kare halka rezonatör kullanılmıştır. Söz konusu rezonatörler önceki gelişme raporunda ele alınan rezonatörlerle aynı karakteristik özelliklere sahiptir. Önerilen ayarlanabilir çift-band band durdurucu filtre

Şekil 3.25'de gösterilmektedir. Devrede yüzey malzemesi olarak, bağıl dielektrik sabiti 6.15 ve kalınlığı 1.27 mm olan RT/Duroid malzeme kullanılmıştır. DC blok kapasitörler referans ve perturbasyon varaktörleri için uygulanan gerilimlere ait DC akımın birbirini etkilemesini önlemek ve ön gerilim dirençleri de varaktör diyotları, üzerlerine uygulanan DC akımdan korumak için devrede kullanılmışlardır. Üst rezonatörde kullanılan DC blok kapasitör 4.7 pF seçilirken, alt rezonatörde kullanılan DC blok kapasitör 6.2 pF değerinde seçilmiştir. Ayrıca ön gerilim dirençlerinin değerleri de 10 k Ω 'dur. Önerilen filtrenin simülasyonları Tam-Dalga Elektrmanyetik Simülatör programı kullanılarak yapılmıştır (Sonnet 2016).

Tablo 3.5. Önerilen filtreye ait boyutlar

w_f (mm)	w_{r1} (mm)	w_{r2} (mm)	l_{r1} (mm)	l_{r2} (mm)	l_f (mm)
1.6	1.6	1.6	9	12.8	5.4

Tasarlanan filtreye ait boyut bilgileri Tablo 3.5'de gösterilmiştir. Ayrıca, iki rezonatörün de, giriş ve çıkış portlarını birbirine bağlayan iletim hattına kuplajlandığı Şekil 3.25' den görülebilmektedir. Birinci bandın merkez frekansı, C_{p1} ve C_{r1} kapasitanslarının değiştirilmesiyle ikinci banddan bağımsız bir şekilde ayarlanabilir. Bu arada referans varaktörlerin rezonatörlerin yan kollarında, perturbasyon varaktörlerinin de rezonatörlerin simetri eksenini üzerinde olduğunu unutmamak gerekir. Şekil 3.26a' da birinci banda ait ayarlama işlemi gösterilmektedir. Şekilden görüleceği gibi, merkez frekans ayar aralığı 1.89-2.52 GHz arasındadır ve dönüş kaybı (return loss) 1.35 civarındadır. Ayrıca, band içerisindeki söndürme seviyesi (rejection level) -19 dB ile -23 dB arasındadır.

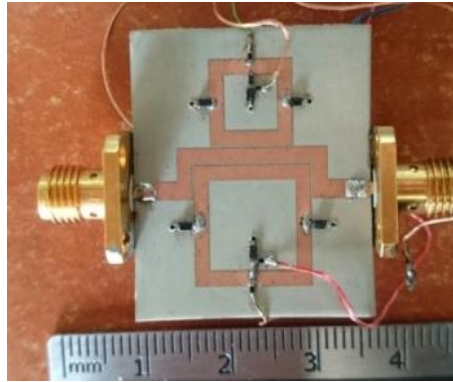


Şekil 3.26. Ayarlama işlemi simülasyon sonuçları a) birinci band için b) ikinci band için

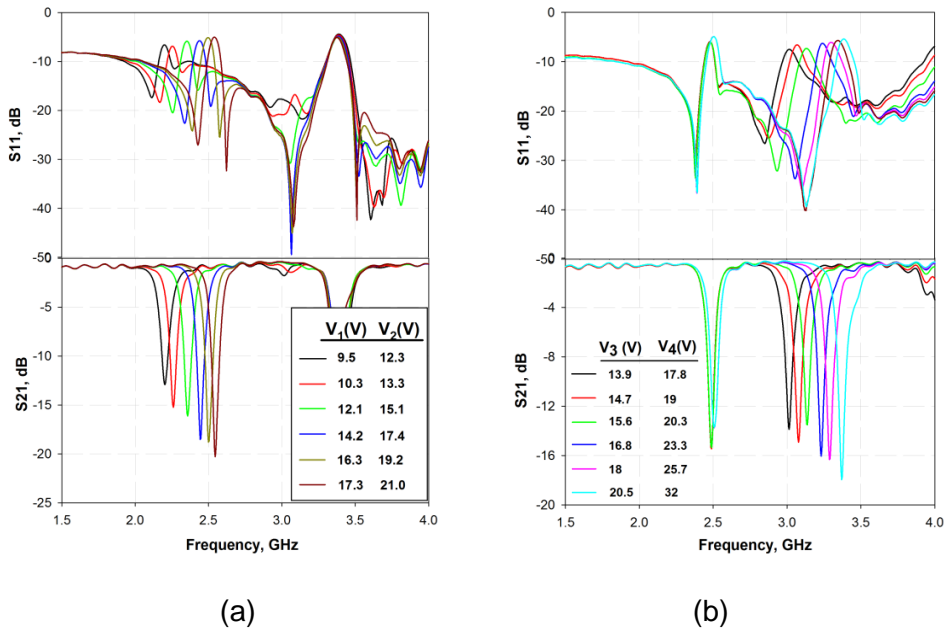
İkinci banda ait ayarlama işlemi ise Şekil 3.26b' de gösterilmektedir. İkinci bandın merkez frekans ayarlaması ise C_{p2} ve C_{r2} kapasitanslarının değiştirilmesiyle elde edilir. Şekilden de

görülebileceği gibi, merkez frekans ayar aralığı 2.72-3.35 GHz aralığındadır. Ayrıca dönüş kaybının -1.75 dB ile -2.34 dB, band içi söndürme seviyesinin -15 dB ile -18.2 dB arasında olduğu görülmektedir. Yine ekilden görüleceği üzere, ikinci durdurma bandı ayarlanırken birinci durdurma bandı sabit kalmaktadır. Tüm ayar işlemlerinde, kısmi band genişliği birinci ve ikinci band için sırasıyla 5% ve 4%' tür.

Tasarlanan filtre, deneysel çalışmalar için üretilip, ölçümleri Agilent E5071C Network analizör vasıtasıyla yapıldı. Üretilen filtre Şekil 3.27'de gösterilmektedir. Üretilen devrede, w_f genişliği 1.6 mm. olacak şekilde seçilmiş ve devrede varaktör diyot olarak Infineon BB857 kullanılmıştır. DC blok kapasitörler ve ön gerilim dirençleri önceki bölümlerde belirtilen simülasyon çalışmalarındaki değerlerle aynı değerlere sahiptir.



Şekil 3.27. Üretilen çift-band band durdurma filtre fotoğrafı

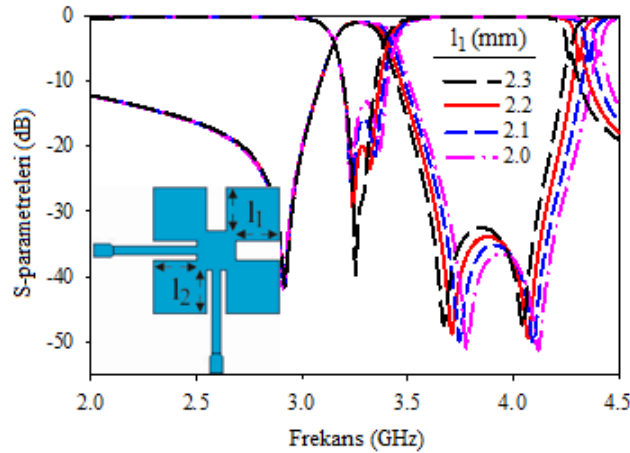


Şekil 3.28. Ölçüm sonuçları a) ayarlanabilir birinci durdurma bandı için b) ayarlanabilir ikinci durdurma bandı için

Ölçüm sonuçları Şekil 3.28'de gösterilmektedir. Şekil 3.28a' da, sırasıyla perturbasyon ve referans varaktörlerini ayarlamak için kullanılan V_1 ve V_2 bias gerilimlerine bağlı olarak ayarlama işlemi gösterilmektedir. V_1 geriliminin değeri 9.5V ile 17.3V gerilim değerleri arasında değişirken V_2 geriliminin değeri 12.3V ile 21V gerilim değerleri arasında değişmektedir. Merkez frekans, sabit band genişlikli olmakla birlikte 2.2-2.54 GHz aralığında ayarlanabilmektedir. Dönüş kaybı, -5 dB ile -6.5 dB arasında değişirken, söndürme seviyesi tüm ayar işlemi boyunca -13 dB' nin altında elde edildi. Ayrıca yine Şekil 3.28'den görülebileceği üzere, birinci band merkez frekans ayarlaması yapılırken ikinci bandın merkez frekans değeri sabit kalmaktadır. Şekil 4b, V_3 ve V_4 gerilimlerinin değişimlerine bağlı olarak ikinci bandın merkez frekans ayarlamasını göstermektedir. Ayarlama işlemi sırasında, V_3 gerilimi 13.9V ile 20.5V arasında değer alırken, V_4 gerilimi 17.8V ile 32V arasında değer almaktadır. Merkez frekans ayarlama aralığı 3-3.38 GHz arası ölçülürken, dönüş kaybı -7.3 dB' den ve söndürme seviyesi -13.8 dB' den daha iyi değerde elde edildi. Kısmi band genişliği merkez frekans ayarlama süresince sabit tutulurken, birinci bandın merkez frekansının değişmediğine dikkat edilmelidir.

3.6 Ayarlanabilir SIW Band Geçiren Filtre Tasarımı

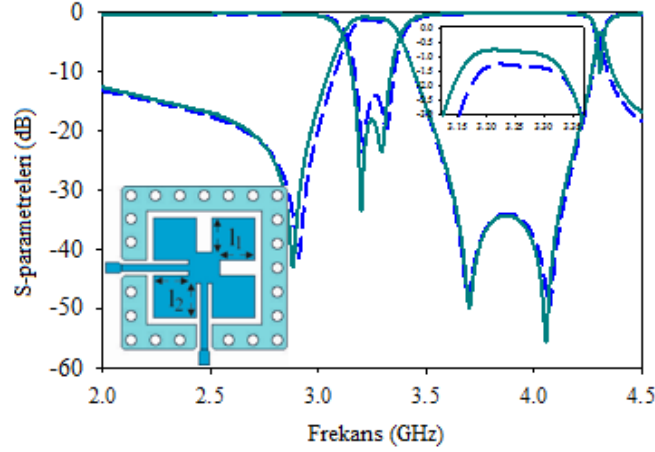
Bu tasarımda küçük boyutlu ve düşük kayba sahip ayarlanabilir band geçiren filtre amaçlanmıştır. Kompakt bir tasarım elde etmek için mikroşerit rezonatör kullanılmış; ışımayı azaltmak için ise mikroşerit rezonatör etrafına geçiş deliklerinden oluşan bir elektrik duvar ilave edilmiştir. Böylelikle araya girme kaybı azaltılmıştır.



Şekil 3.29. Farklı l_1 değerlerine göre mikroşerit rezonatörün frekans cevabı ($l_2=4.0\text{mm}$)

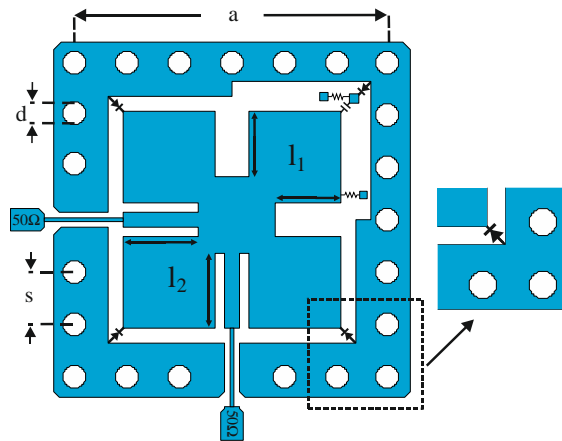
Çift modlu mikroşerit kare rezonatör yapısı ve frekans cevabı Şekil 3.29'da gösterilmiştir. 3.3GHz merkez frekansına sahip rezonatörde araya girme kaybı -1.25dB'dir. Fiziksel yapısından dolayı rezonatör doğal bir perturbasyon etkisine sahiptir. Perturbasyon etkisini

artırmak için l_1 uzunluğu, giriş-çıkış arasındaki kuplajı sağlayan l_2 uzunluğundan farklı seçilmiştir. Şekil 3.29'dan da anlaşılacağı üzere l_1 uzunluğu azaldıkça pertürbasyon etkisi ve geri dönüş kaybı seviyesi artmaktadır. Ayrıca l_1 uzunluğunun değişimiyle rezonatörün band genişliği de değişmektedir.



Şekil 3.30. Mikroşerit rezonatör ve etrafına elektrik duvar yerleştirilmiş mikroşerit rezonatörün frekans cevabının karşılaştırılması ($l_1=2.2\text{mm}$, $l_2=4.0\text{mm}$)

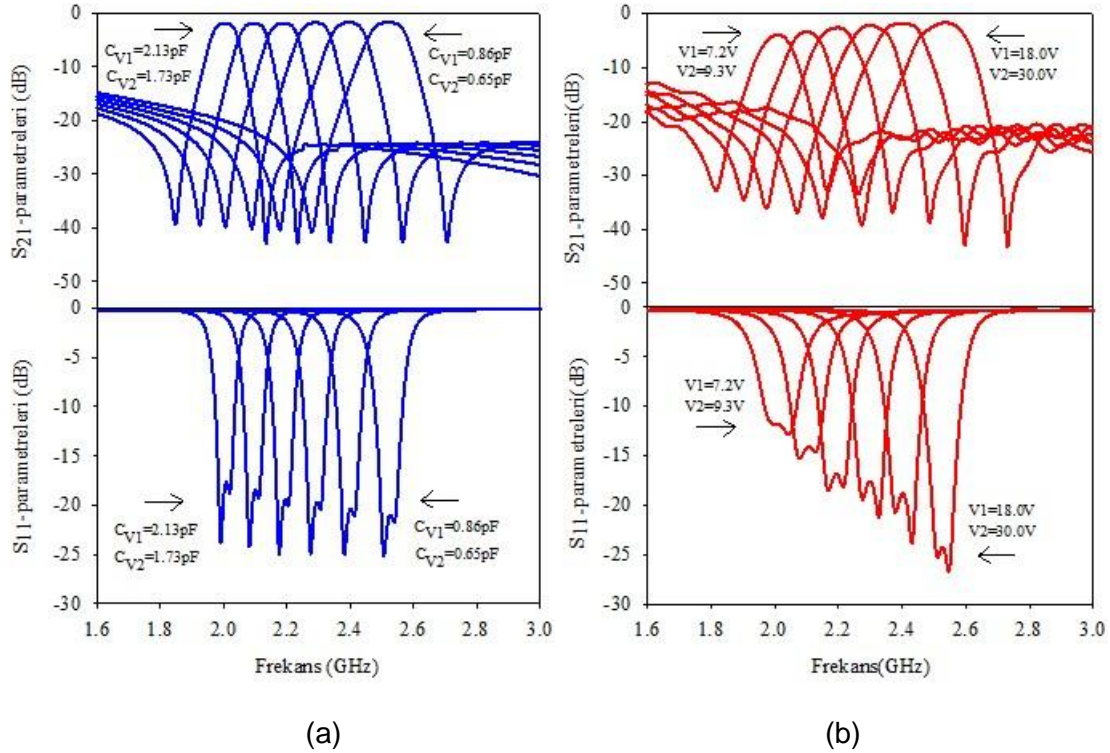
Şekil 3.30'da ise mikroşerit rezonatör etrafına yerleştirilen elektriksel duvar etkisiyle araya girme kaybının azaldığı görülmektedir. Şekil 3.29'da görülen mikroşerit rezonatör ile Şekil 3.30'da görülen rezonatörün frekans cevaplarının karakteristiklerinde neredeyse bir değişim olmazken Şekil 3.30'daki yapıyla hem araya girme kaybı hem de geri dönüş kaybında iyileşme elde edilmiştir. Elde edilen bu yeni yapı hem Dielektrik Tabanda Bütünleştirilmiş Dalga Kılavuzu (DBD)-Substrate Integrated Waveguide (SIW) hem de mikroşerit yapıya benzemektedir.



Şekil 3.31. Varaktör diyot ile ayarlanabilir filtre tasarımı ($a=16.8\text{mm}$, $d=1.2\text{mm}$, $s=2.7\text{mm}$, $l_1=3.5\text{mm}$, $l_2=4.0\text{mm}$)

Şekil 3.30'daki filtrede merkez frekansı ayarlamak için rezonatör ile elektrik duvar arasında dört adet varaktör diyot yerleştirilmiştir. Varaktör diyotlardan bir tanesi üst sağ köşeye yerleştirilmiş ve bu diyot pertürbasyon elemanı olarak kullanılmıştır. Diğer üç köşedeki varaktör diyotlar ise referans elemanı olarak kullanılmıştır. C_{V1} , pertürbasyon için kullanılan varaktör diyodun kapasitesini temsil ederken, C_{V2} de referans elemanı olarak kullanılan varaktör diyotların kapasitesini ifade etmek için kullanılmıştır. Rezonatöre akım akışını önlemek için 8.2pF değerinde DC blok kapasitör (C_{DC}), RF izolasyonu sağlamak için ise iki adet 10k Ω değerinde direnç kullanılmıştır. Tasarlanan ayarlanabilir filtre Şekil 3.31'de görülmektedir. Burada geçiş deliklerinin çapı 1.2mm, geçiş deliklerinin merkezlerinin birbirine uzaklığı (s) 2.7mm, l_1 ve l_2 uzunlukları sırasıyla 3.5mm ve 4.0mm seçilmiştir.

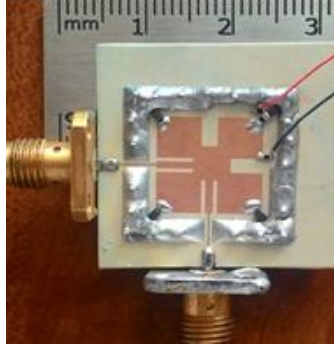
Filtrede merkez frekansının ayarlanması hem pertürbasyon hem de referans elemanı olarak kullanılan varaktör diyotların değerlerinin değişimiyle sağlanmıştır. Simülasyon sonucuna göre filtrenin frekans cevabı Şekil 3.32a'da verilmiştir. Simülasyon sonuçlarına göre araya girme kaybı -1.72 dB ile -1.90 dB arasında değişmektedir. Geri dönüş kaybı ise -17.70dB'den iyidir. Tüm simülasyonlar için Sonnet Software kullanılmıştır (Sonnet 2016)



Şekil 3.32. Ayarlanabilir filtreye ait a) simülasyon b) ölçüm sonuçları

Tasarlanan filtrenin üretimi için RT Duroid 6010 taban malzemesi kullanılmıştır. Varaktör diyot olarak Infineon BB857 seçilmiştir. Üretilen filtre Agilent E5071C ENA Network Analizörü

kullanılarak ölçülmüştür. Ölçüm sonuçları Şekil 3.32b’de verilmiştir. Ölçüm sonuçlarına göre araya girme kaybı -1.68 dB ile -3.90 dB arasında değişmekte, geri dönüş kaybı ise -12dB’den iyidir. Filtrenin merkez frekansını 2.0GHz ile 2.53GHz arasında ayarlamak mümkündür. Üretilen ayarlanabilir filtre Şekil 3.33’de görülmektedir.

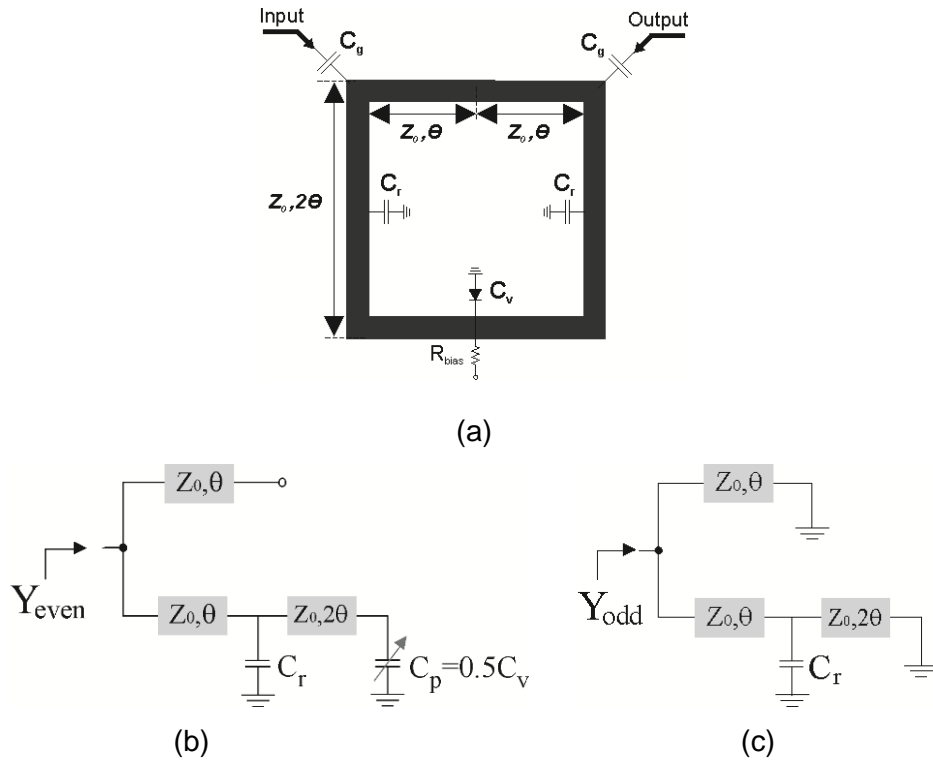


Şekil 3.33. Üretilen ayarlanabilir filtrenin fotoğrafı

4. MİKROŞERİT ÇOĞULLAYICI TASARIMLARI

4.1 Ayarlanabilir Band Genişlikli Ve Anahtarlanabilir Kanallı Mikroşerit İkileyici Tasarımı

4.1.1 Rezonatör Analizi



Şekil 4.1. a) Önerilen çift mod rezonatör yapısı, b) çift mod eşdeğer devresi, c) tek mod eşdeğer devresi

Önerilen rezonatör yapısı Şekil 4.1a'da gösterilmiştir. Giriş ve çıkış portlarına kuplaj kapasitörleri C_g ile bağlanır. Görüldüğü gibi ayarlama elemanı olarak bir varaktör diyot ve iki referans yama elemanı kullanılmıştır. Önerilen rezonatörün çift ve tek modlu uyarımları altındaki eşdeğer devre modelleri de sırasıyla Şekil 4.1b ve Şekil 4.1c' de gösterilmiştir.

Devre modelleri sadece önerilen rezonatörün özelliklerini tanımladığından, giriş kapasitörünün (C_g) eşdeğer devre modellerinde dikkate alınmadığı açıktır. Şekil 4.1b'de, hem referans elemanları hem de varaktör diyotlar temsil edilebilir, çünkü rezonatörün simetrik eksen, çift mod uyarımı altında açık devredir. Bundan dolayı, çift mod rezonans durumu hem referans elemanlarının hem de varaktör diyotlarının kapasitanslarını içermelidir. Şekil 4.1b'ye dayanarak, çift mod giriş admitansı aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$Y_{even} = jY_0 \frac{(1 - \tan(\theta)^2)(b_r + b_p + Y_0 \tan(2\theta) - \frac{b_r b_p \tan(2\theta)}{Y_0}) + 2 \tan(\theta)(Y_0 - b_p \tan(2\theta))}{Y_0 - b_p \tan(2\theta) - b_p \tan(\theta) - Y_0 \tan(\theta) \tan(2\theta) - b_r \tan(\theta) + b_r b_p \tan(\theta) \tan(2\theta)} \quad (4.1)$$

Burada, Y_0 , rezonatördeki iletim hattının karakteristik admittansıdır, $b_p = \omega C_p$ ve $b_r = \omega C_r$, pertürbasyon ve referans kapasitanslarının süseptanslarını temsil etmektedir. Ayrıca, θ ilgili iletim hattının elektriksel uzunluğudur. İletim hattının yayılma sabiti ve fiziksel uzunluğunun çarpımı ile hesaplanabilir. Çift mod rezonans durumu, Y_{even} 'i 0'a eşitleyerek aşağıdaki gibi bulunabilir (Hong ve Lancaster 2001).

$$b_r \cot(2\theta) + 2b_p \cot(4\theta) + 2Y_0 - \frac{b_r b_p}{Y_0} = 0 \quad (4.2)$$

Şekil 4.1c'ye göre, varaktör diyonu, tek mod eşdeğer devre modelinde kısa devre olduğundan, tek modlu rezonans durumunun varaktör diyonunun kapasitansını içermesine gerek yoktur. Tek mod giriş admitansı aşağıdaki gibi formüle edilebilir.

$$Y_{odd} = jY_0 \frac{2b_r - 2Y_0 \cot(2\theta) + Y_0 \tan(\theta) - Y_0 \cot(\theta)}{Y_0 - b_r \tan(\theta) + Y_0 \tan(\theta) \cot(2\theta)} \quad (4.3)$$

Çift modda uyarımla benzer şekilde, tek mod rezonans durumu, Y_{odd} değerini 0 eşitleyerek, aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Hong ve Lancaster 2001).

$$Z_0 b_r = 2 \cot(2\theta) \quad (4.4)$$

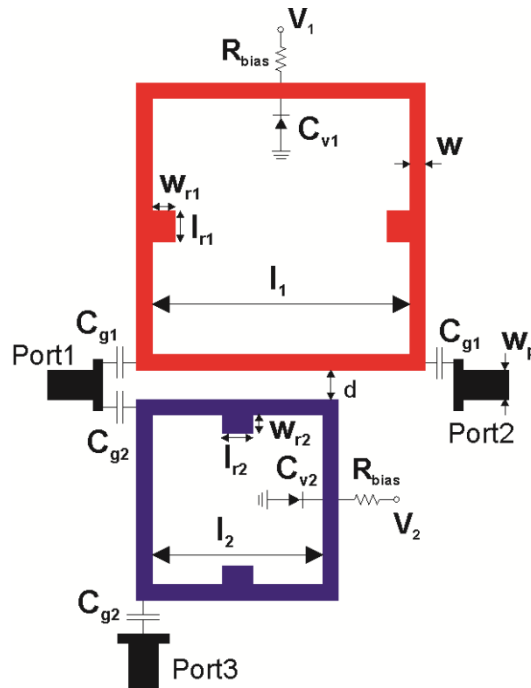
(4.2) ve (4.4)'ün sayısal çözümlerinden sırasıyla, çift ve tek mod rezonans frekansları türetilir. Geçiş bandının merkez frekansı da, aritmetik olarak bu değerler vasıtasıyla aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$f_c = \frac{f_{even} + f_{odd}}{2} \quad (4.5)$$

Burada f_{even} ve f_{odd} , (4.2) ve (4.4) 'ten hesaplanan, çift ve tek mod rezonans frekanslarıdır. Böylece, önerilen rezonatör tarafından oluşturulan bir geçiş bandının merkez frekansı elde edilebilir. Buna ek olarak, geçiş bandının band genişliği, bir varaktör diyodu gibi değişken bir kapasitör vasıtasıyla f_{even} 'i değiştirerek ayarlanabilir. Çift ve tek modlu rezonans frekansları neredeyse eşit iken çift-modlu bir rezonatörde, anahtarlama işlemi (Gorur 2004 ve Karpuz vd. 2016)'da açıklandığı gibi elde edilebilir.

4.1.2. Mikroşerit İkileyici Tasarımı

Önerilen rezonatörü giriş ve çıkış portlarına bağlayarak bir mikroşerit çoklayıcı tasarlanabilir. Şekil 4.2'de gösterildiği gibi, farklı elektrik uzunluklarındaki iki rezonatör, bir mikroşerit çiftleyici yapısı elde etmek için toplu kapasitörler C_{g1} ve C_{g2} vasıtasıyla giriş ve çıkış portlarına bağlanır. Önceki bölümde C_p olarak gösterilen pertürbasyon kapasitansı, pertürbasyon elemanları yerine varaktör diyotları kullanıldığı için C_v olarak adlandırılır.



Şekil 4.2. Tasarlanan ayarlanabilir mikroşerit çiftleyici

Tüm tasarım süreçlerinde 1.27 mm kalınlığa, 6.15 bağıl dielektrik sabitine, 0.0027 dielektrik kayıp tanjantına sahip bir RT / Duroid alt tabaka (Rogers RT6006) kullanılmıştır. Referans kapasitörler l_r ve w_r boyutlarına sahip yama elemanları ile temsil edilir. Toplu kapasitörlerin kapasiteleri, Tam Dalga Elektromanyetik Simülöründe önerilen çiftleyicinin frekans cevabının optimizasyonu ile belirlenmiştir (Sonnet 2016).

Tasarlanan çiftleyicinin boyutları Tablo 4.1'de verilmektedir. Bu boyutlar, iki kanalın merkez frekanslarını 1.8GHz ve 2.6GHz'e ayarlamak için seçilmiştir ve bunlar 4.5G sistemleri için uygundur.

Tablo 4.1. Tasarlanan çiftleyicinin boyutları (Birimler: mm)

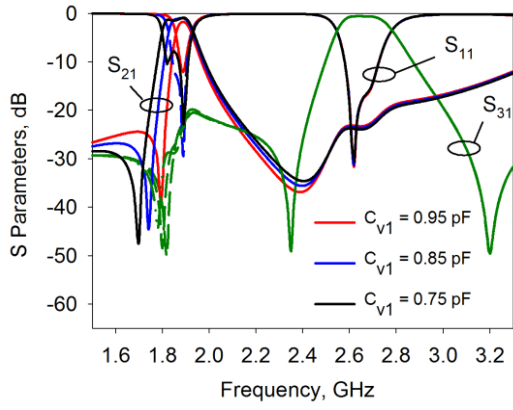
w_p	w	l_1	l_2	w_{r1}	l_{r1}	w_{r2}	l_{r2}	d
1.9	1.0	16.6	11.0	1.8	2.2	1.4	2.2	1.9

Merkez frekansları, önceki bölümde açıklanan yöntemle göre hesaplanabilir. Başka bir deyişle, tüm boyutlar, (4.2) ve (4.4)' ün sayısal çözümlerinden yaklaşık olarak bulunabilir. Ayrıca, elektriksel uzunluk θ 'nun sırasıyla birinci ve ikinci kanallar için $l_1/2$ veya $l_2/2$ 'ye karşılık geldiği de belirtilmelidir. 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 ($d = 1.9$ mm) yeterli bir boşluk olduğu için, iki rezonatör arasındaki karşılıklı kuplaj önemsizdir. Her iki kanal için band genişliği ayarlama işlemleri ve anahtarlama işlemleri Şekil 4.3a-4.3c'de gösterilmektedir.

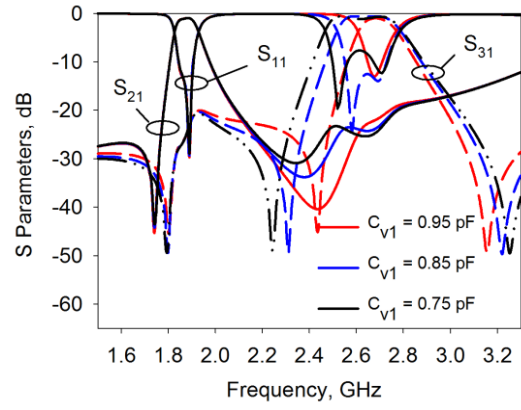
Şekil 4.3a'dan görülebileceği gibi, birinci kanalın band genişliği C_{v1} 'deki değişim sayesinde ayarlanabilir. 60 ve 120 MHz arasında bir ayarlama aralığı elde edilebilir. Bahsedilen band genişliği 3 dB band genişliğine aittir. Bütün makalede, S_{11} ve S_{21} 'in (veya S_{31} 'in) 3-dB kesişim noktaları arasındaki fark sayesinde band genişliği hesaplamaları gerçekleştirilir. Tablo 4.2'de, önemli kapasitans değerlerinde yaklaşık sayısal veriler (simülasyonlardan okunmuştur) gösterilmektedir.

Tablo 4.2. Birinci kanal ayarlama işlemi için sayısal değerler (Simülasyon)

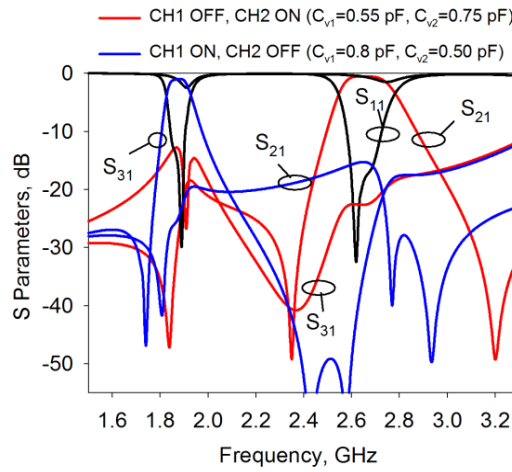
C_{v1} (pF)	f_{3dB1} (GHz)	f_{3dB2} (GHz)	IL (@ f_{3dB1}) (dB)	IL (@ f_{3dB2}) (dB)	BW (MHz) ($f_{3dB2} - f_{3dB1}$)	Min. IL (dB)
0.70	1.86	1.92	4.38	4.01	60	1.78
0.75	1.84	1.92	3.97	3.95	80	1.19
0.80	1.83	1.93	3.93	3.75	100	0.93
0.85	1.81	1.93	3.85	3.70	120	0.95



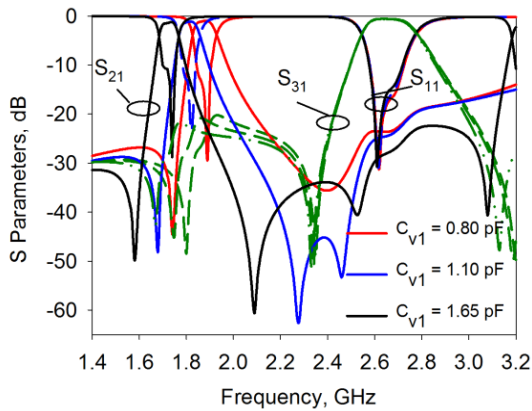
(a)



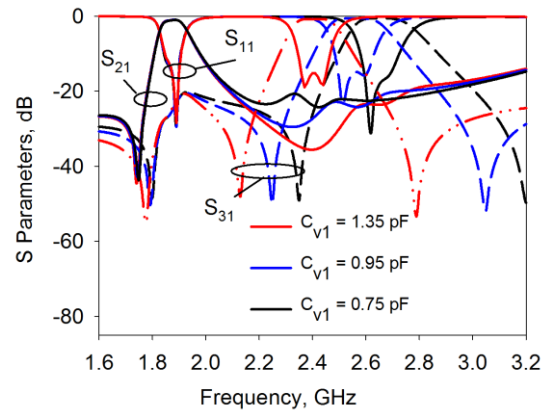
(b)



(c)



(d)



(e)

Şekil 4.3. a) İlk kanal için ayarlama işlemleri(Simülasyon), b) ikinci kanal için ayarlama işlemleri(Simülasyon), c) her iki kanal için ayar işlemleri(Simülasyon), d) ilk kanal için merkez frekans kontrolü(Simülasyon), e) ikinci kanal için merkez frekans kontrolü(Simülasyon)

Araya girme kaybı 2 dB'den daha iyi olarak elde edilebilirken, band içi geri dönüş kaybı 10 dB ile 20 dB arasında değişir. Ayarlama işlemi sırasında, merkez frekansı 1.84 ile 1.88 GHz arasında değişir. Bu değişiklik, ayarlama mekanizmasından kaynaklanır, çünkü yalnızca çift mod rezonans frekansının ayarlanmasına izin verebilir. Böylece, tek mod bir frekansta sabitlenir ve geçiş bandının merkez frekansı (4.3) 'e göre ayarlanır. Şekil 4.3b, C_{v2} 'deki değişikliğe bağlı olarak ikinci kanal için ayar işlemini göstermektedir. Bu kanalın band genişliği, 1.5 dB'den daha iyi bir araya girme kaybıyla, 150 Mhz ve 330 MHz arasında ayarlanabilir. Band içi dönüş kayıpları 10 dB ile 20 dB arasında değişir. Benzer şekilde, merkez frekansı ayar işlemi sırasında 2.61 ve 2.66 GHz arasında değişir. Şekil 4.3c, her iki kanal için anahtarlama işlemini göstermektedir. Bir önceki bölümde de belirtildiği gibi, varaktör diyodun kapasitansına göre her iki kanal da kapatılabilir. C_{v1} 0.55 pF iken ilk kanal kapatılabilir. C_{v2} 0.5 pF iken ikinci kanal da kapatılabilir. İkinci kanal band genişliği ayarlama işlemi için ayrıntılı sayısal değerler Tablo 4.3'te görülebilir.

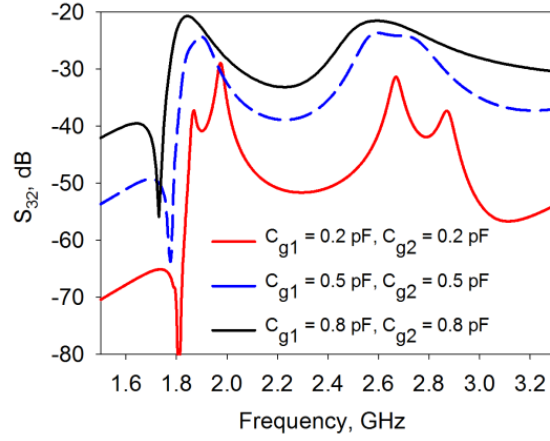
Tablo 4.3. İkinci kanal ayarlama işlemi için sayısal değerler (Simülasyon)

C_{v1} (pF)	f_{3dB1} (GHz)	f_{3dB2} (GHz)	IL (@ f_{3dB1}) (dB)	IL (@ f_{3dB2}) (dB)	BW (MHz) ($f_{3dB2} - f_{3dB1}$)	Min. IL (dB)
0.65	2.60	2.75	3.84	3.59	150	1.01
0.70	2.57	2.77	3.80	3.50	200	0.64
0.80	2.52	2.78	3.66	3.45	260	0.60
0.90	2.46	2.79	3.65	3.44	330	0.60

Kanalların merkez frekansları, referans yama elemanlarının boyutlarını ve varaktör diyotlarının kapasitanslarını rezonatör boyutlarını değiştirmeden değiştirerek de kontrol edilebilir. Şekil 4.3d ve 4.3e, varaktör diyot kapasitanslarına ve ayrıca referans yama elemanları boyutlarına karşı merkez frekans kontrolünü göstermektedir.

İlk kanal kontrolü için, referans yama elemanının toplam alanı $24 \times 48 \text{ mm}^2$, $22 \times 28 \text{ mm}^2$ ve $16 \times 20 \text{ mm}^2$ olarak değiştirilirken, varaktör diyot C_{v1} 'in kapasitansı 1.65 pF, 1.10 pF ve 0.8 pF olarak değiştirilmektedir. İkinci kanal kontrolü için, referans yama elemanlarının boyutları $30 \times 30 \text{ mm}^2$, $22 \times 20 \text{ mm}^2$ ve $13 \times 20 \text{ mm}^2$ olarak değiştirilirken, C_{v2} sırasıyla 1.35 pF, 0.95 pF ve 0.75 pF olarak değiştirilir.

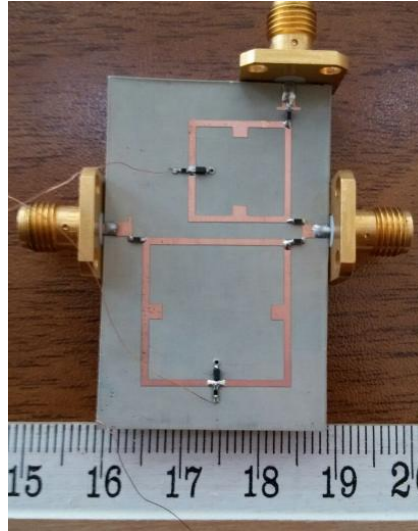
Bir mikroşerit çiftleyici tasarımında, çıkış portları arasındaki iletme izin verilmemesi gerektiği için çıkış portları arasındaki izolasyon en üst düzeye çıkarılmalıdır. Tasarlanan çiftleyicinin izolasyonu Şekil 4.4'de farklı kuplaj kapasitanslarına karşı gösterilmiştir.



Şekil 4.4. Kuplaj kapasitanslarındaki değişikliklerin izolasyon seviyesi ayarına etkisi(Simülasyon)

Buna göre, kuplaj kapasitanslarını azaltarak izolasyon artırılabilir. Bununla birlikte, bu seferde band genişliği ayar aralığı da azalmaktadır. Daha dar band genişliğine sahip frekans cevaplarında, band genişliği ayarlama aralığı, geri dönüş kaybı seviyeleri ile sınırlıdır ve geniş bir aralıkta ayarlanamaz. Bu nedenle, izolasyon seviyesi ve band genişliği ayar aralığı arasındaki denge korunmalıdır. C_{g1} ve C_{g2} 0.5 pF iken en iyi denge elde edilebilir.

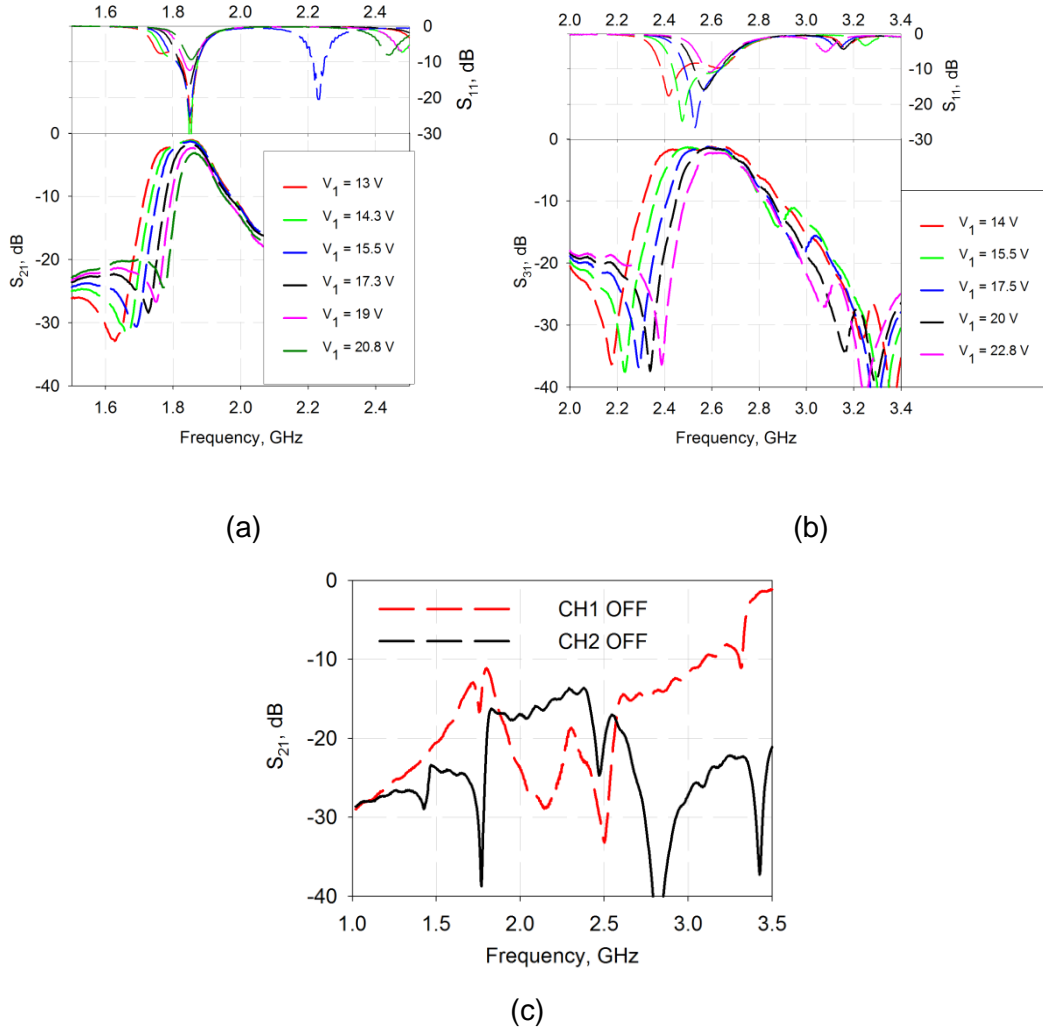
4.1.3. Deneysel Çalışmalar



Şekil 4.5. Üretilen filtrenin fotoğrafı

Tasarlanan mikroşerit çiftleyici imal edildi ve ölçüldü. Üretilen çiftleyicinin fotoğrafı Şekil 4.5'de gösterilmiştir. Ölçümler, Agilent E5071C Network Analizör kullanılarak gerçekleştirildi. İkileyiciyi ayarlamak için Infineon BB857 varaktör diyotları kullanıldı. Ayrıca, deneylerde toplu

bağlantı kapasitörlerini uygulamak için kullanılan AVX ince film kapasitörleri kullanılmıştır. Varaktör diyotları her iki rezonatörde de 10 k Ω 'luk ön dirençleri ile sürülür. Toplam devre boyutu 27.8x38.3 mm²'dir. Bu 0.23 λ_g x 0.167 λ_g (0.038 λ_g^2) 'ye karşılık gelir, burada λ_g kullanılan alt taban için 1.8 GHz'lik en düşük kanal frekansında kılavuzlanmış dalga boyudur. İmal edilen filtrenin boyutları, Tablo 4.1'de verilen simülasyondaki boyutlarla aynıdır.



Şekil 4.6. a) İlk kanal için ayarlama işlemleri(Ölçüm), b) ikinci kanal için ayarlama işlemleri(Ölçüm), c) her iki kanal için ayar işlemleri(Ölçüm)

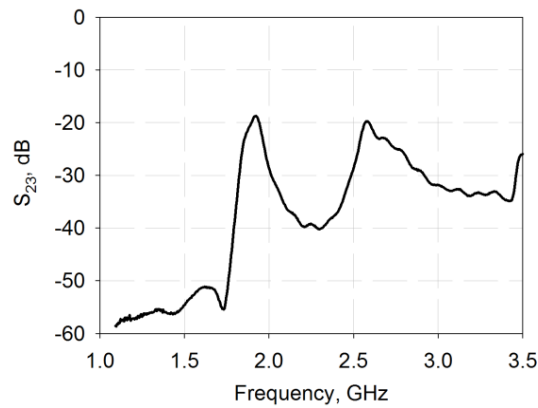
Ölçüm sonuçları Şekil 4.6a ve 4.6b'de gösterilmektedir. Şekil 4.6a, birinci kanal için band genişliği ayarlama işlemini göstermektedir. Görüldüğü gibi band genişliği düşük frekanslara ayarlanabilir. 3 dB'lik band genişliği yaklaşık olarak 60 MHz'den 160 MHz'e ayarlanabilir. 13V ve 20.8V arasında ön gerilim uygulanmıştır. Bu işlem sırasında, merkez frekansı 1.80 GHz ve 1.85 GHz arasında değişir. Araya girme kayıpları, tüm ayar adımlarında 3,5 dB'den daha iyi gözlemlenmiştir. Ön gerilim 20.8 V iken, en kötü araya girme kaybı 3.47 dB olarak

ölçülmüştür. 13V iken, geçiş bandındaki en kötü araya girme kaybı 2.75 dB olarak gözlemlenmiştir. Diğer ayar adımları için, araya girme kaybı her zaman bu değerlerden daha iyidir. Ön gerilim 13 V ile 16 V arasında olduğunda minimum araya girme kaybı seviyesi 1,4 dB'e yakındır. Geri dönüş kaybı 10 dB ile 20 dB arasında değişir. İlk kanal için önemli ön gerilimlere göre ölçümlerin sayısal sonuçları Tablo 4.4'te verilmiştir.

Tablo 4.4. İlk kanal ayarlama işlemi için sayısal değerler (Ölçüm)

Bias	f_{3dB1}	f_{3dB2}	IL (@ f_{3dB1})	IL (@ f_{3dB2})	BW (MHz)	Min. IL
Voltage (V)	(GHz)	(GHz)	(dB)	(dB)	($f_{3dB2} - f_{3dB1}$)	(dB)
13.0	1.75	1.91	4.05	4.11	160	1.09
14.3	1.77	1.91	4.0	4.24	140	1.19
15.5	1.785	1.91	4.36	4.36	125	1.32
17.3	1.80	1.90	4.18	4.13	100	1.73
19.0	1.82	1.90	4.22	4.49	80	2.31
20.8	1.84	1.90	4.18	4.35	60	3.13

Şekil 4.6b'de, ikinci kanal için band genişliği ayar işlemi gösterilmektedir. Benzer şekilde, yaklaşık olarak 150 MHz - 350 MHz arasındaki ayar aralığında 3 dB'lik band genişliği düşük frekanslara ayarlanabilir. Bu işlem için uygulanan ön gerilim 14 V ile 22.8 V arasındadır. Buna göre merkez frekansı 2.52 GHz ve 2.63 GHz arasında değişir. Araya girme kayıpları 2.3 dB'den daha iyi gözlemlenmiş ve geri dönüş kayıpları 10 dB'den daha iyi elde edilmiştir. En kötü araya girme kaybı 2.28 dB, ön gerilim 22.8 V iken ölçülmüştür. Diğer ayar adımları için, araya girme kaybı seviyesi her zaman 1.8 dB'den daha iyidir. Her kanal, varaktör diyotların ön gerilimlerine göre kapatılabilir. Her iki kanal için kapatma işlemleri de Şekil 6c'de gösterilmektedir. Kapanma oranları, birinci ve ikinci varaktörler için ön gerilimler sırasıyla 27.8V ve 28.2V olduğunda 10 dB'den daha iyi ölçülmüştür. Ek olarak, çıkış portları arasındaki izolasyon da Şekil 4.7'de gösterildiği gibi ölçülmüştür. Her bir kanal frekansında 18 dB'den daha iyi elde edilmiştir.



Şekil 4.7. Çıkış portları arasındaki ölçülen yalıtım seviyesi

İkinci kanal için önemli ön gerilimlere göre ölçümlerin sayısal sonuçları Tablo 4.5'te verilmiştir.

Tablo 4.5. İkinci kanal ayar işlemi için sayısal değerler (Ölçüm)

Bias Voltage (V)	f_{3dB1} (GHz)	f_{3dB2} (GHz)	IL (@ f_{3dB1}) (dB)	IL (@ f_{3dB2}) (dB)	BW (MHz) ($f_{3dB2} - f_{3dB1}$)	Min. IL (dB)
14.0	2.41	2.76	3.96	3.89	360	1.23
15.5	2.42	2.71	3.96	3.98	290	1.25
17.5	2.46	2.71	3.95	3.86	250	1.25
20.0	2.51	2.71	3.86	3.75	200	1.40
22.8	2.55	2.70	3.96	3.97	150	2.22

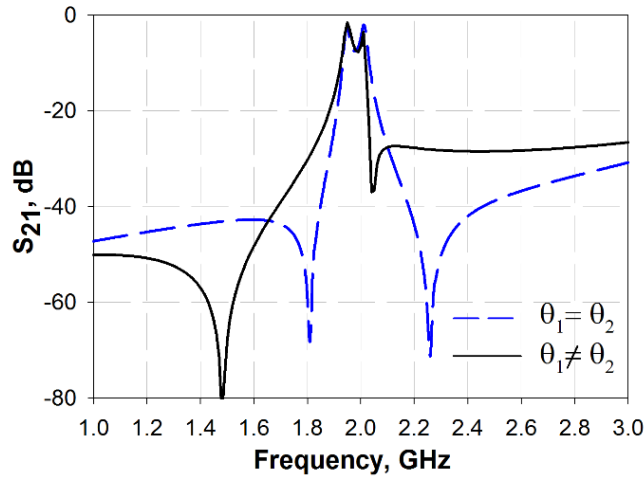
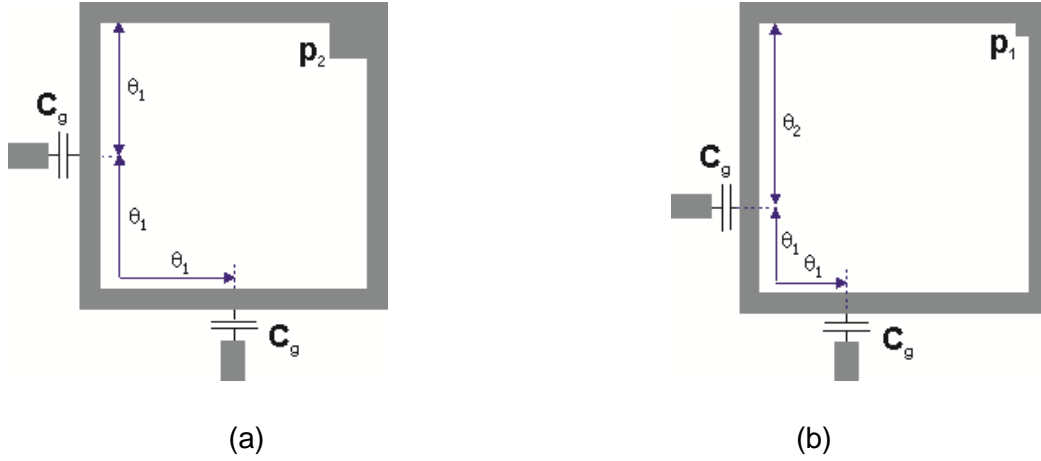
Tasarlanan yapı, her iki kanalda ayarlanabilir band genişliği ve anahtarlanabilir özellikleri açısından, literatürdeki elektronik olarak ayarlanabilir çiftleyicilere kıyasla önemli yeniliklere sahiptir. Benzer çalışmalarla yapılan bir karşılaştırma Tablo 4.6'da verilmektedir.

Tasarlanan çiftleyici, her bir kanalı bağımsız olarak anahtarlamaya ve band genişliği açısından ayarlamaya izin verir. Bu nedenle önerilen çalışma, elektronik olarak ayarlanabilen mikroşerit çiftleyici tasarım metotları için kabul edilebilir performanslara sahip yeni bir yaklaşıma sahiptir.

Tablo 4.6. Benzer çalışmalarla karşılaştırma. (* CF: Merkez frekansları)

References	IL variation (dB)	Size ($\lambda_g \times \lambda_g$)	Isolation (dB)	Tunable CF*	Switchable Channels	Tunable Bandwidth
(Chen 2014)	1.46, 1.44	0.228	> 36	x	x	x
(Tu 2014) (8 channel diplexer)	2.1<ILv<2.8 @channels	0.1	> 29	x	x	x
(Shi 2011)	3, 2.4	NA	> 33	x	x	x
(Chen 2012)	< 3	0.017	> 32	x	x	x
(Djoumessi 2010)	2.89-5.3 3.7-5.3	NA	> 40	✓	x	x
(Chen 2014)	1.5-3.2 1.6-3.5	0.027	> 22	✓	x	x
(Feng 2016)	1.4-7.2	0.154	> 45	✓	x	x
(Xu 2017)	2.5-4.35 3.6-7.72	0.00551	> 20	✓	✓	x
(Ko 2015)	5-7.7	NA	> 13	✓	x	x
(Chuang 2014) (4 channel multiplexer)	1.1, 1.4, 1.3, 1.5 (fixed)	0.25	> 18	x	✓	x
Bu çalışma	1.09-4.49 1.23-3.98	0.1683	> 18	x	✓	✓

4.2. Kıvrımlı Halka Rezonatörlere Dayalı Mikroşerit Üçleyici



(c)

Şekil 4.8. Geleneksel çift modlu kare halka rezonatörler a) simetrik durum (Eşit elektriksel uzunluklar), b) asimetrik durum ($\theta_1 \neq \theta_2$), c) frekans cevaplarının karşılaştırılması

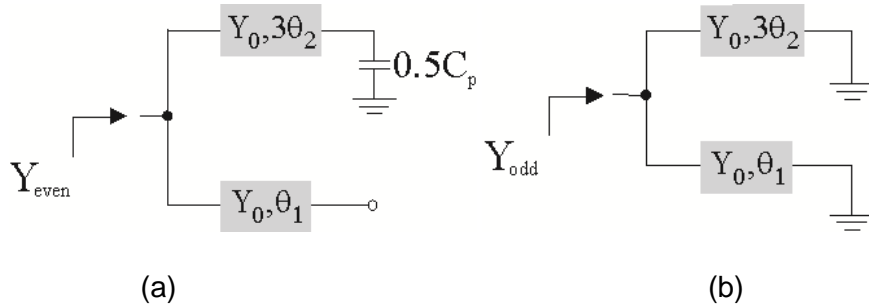
Rezonatörün ortogonal köşesine yerleştirilmiş bir yama pertürbasyon elemanına sahip geleneksel çift-modlu halka rezonatörler simetrik bir frekans cevabı gösterir (Gorur 2004). Bu durumda pertürbasyon elemanı çift modlu rezonatörün dejeneratif modlarını uyarır. Buna ek olarak, geleneksel çift modlu bir halka rezonatörde giriş ve çıkış portları arasında iki sinyal yayılım yolu vardır (Gorur 2004). Bu iki yol arasındaki elektriksel uzunluk oranı, geçiş bandının yakınında daha simetrik iletim sıfırları elde etmek için $\theta-3\theta$ 'a ayarlanmalıdır. Pertürbasyon elemanı aynı zamanda, giriş ve çıkış portlarını birbirine bağlayan köşenin tam karşısındaki ortogonal köşede bulunmalıdır. Çift modlu rezonatörü giriş ve çıkış portlarına kapasitif olarak bağlayarak bir band geçiren cevap elde edilebilir. Üstelik geçiş bandının üst ve alt frekanslarında iki iletim sıfırı gözlemlenebilir. Geçiş bandının band genişliği,

pertürbasyon eleman boyutunun değişimine göre ayarlanabilir. Asimetrik bir frekans tepkisi elde etmek için giriş ve çıkış bağlantı noktaları arasındaki elektriksel uzunluk (Eryılmaz vd. 2008)'deki gibi değiştirilmelidir. Böylece, her iki iletim sıfırı birlikte üst veya alt frekanslarda bulunabilir. Başka bir deyişle, iletim sıfırları asimetrik olarak bölünebilir.

Geleneksel simetrik ve asimetrik çift modlu rezonatörler sırasıyla Şekil 4.8a ve 4.8b'de gösterilmiştir. Şekil 4.8c'de, zayıf kuplaj ($C_g=0,2\text{pF}$) altında simetrik ve asimetrik geleneksel çift modlu rezonatörlerin frekans cevaplarının karşılaştırılması gösterilmiştir. Kare halka rezonatörde üst ve alt elektriksel uzunluklar eşitken iletim sıfırlarının daha simetrik bir konumda gözlemlenebileceğine dikkat edilmelidir.

4.2.1 Rezonatör Analizi

Şekil 8b'de gösterilen geleneksel asimetrik çift modlu rezonatörün çift ve tek mod uyarım altındaki eşdeğer devre modelleri Şekil 4.9a ve 4.9b' de gösterilmektedir.



Şekil 4.9. Asimetrik geleneksel çift modlu kare halka rezonatörün eşdeğer devreleri a) çift mod, b) tek mod

Çift mod rezonans durumu (Cheng 1997)'deki gibi ifade edilebilir,

$$Y_0 + 0.5wC_p \cot(\theta_1 + 3\theta_2) = 0 \quad (4.6)$$

Burada Y_0 iletim hatlarının karakteristik empedansı, θ ilgili iletim hattının elektriksel uzunluğu, w açısal frekans ve C_p çift modlu rezonatörün pertürbasyon elemanıdır.

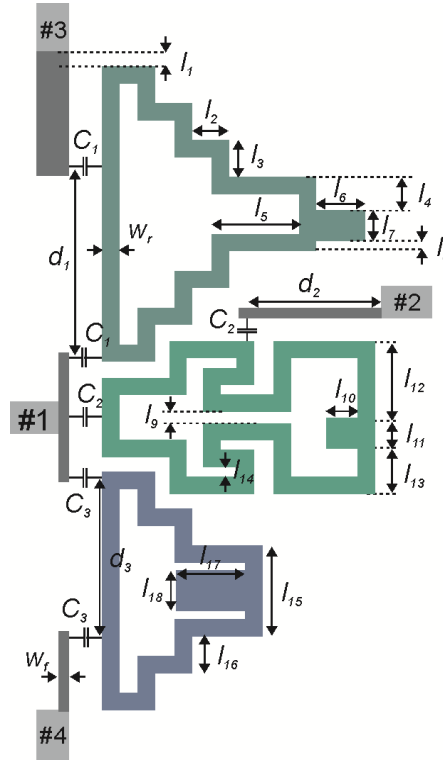
Tek mod rezonans durumu (Cheng 1997)'deki gibi ifade edilebilir,

$$\cot(\theta_1) + \cot(3\theta_2) = 0 \quad (4.7)$$

Simetrik durum, asimetrik çift modlu rezonatörün özel bir örneği olduğundan, eşit ve tek modlu rezonans koşulları, θ_1 ile θ_2 eşitlenerek yeniden düzenlenebilir.

4.2.2. Üçleyici Tasarımı

Önceki bölümde bahsedilen rezonatör analizine göre, bir mikroşerit üçleyici, çift-modlu kare halka rezonatör gibi davranan bir kıvrımlı halka rezonatör inşa ederek tasarlanabilir. Önerilen mikroşerit üçleyici Şekil 4.10'da gösterilmektedir. Şekilden görülebileceği gibi, kıvrımlı çift modlu halka rezonatörler, toplu kapasitörler ile giriş ve çıkış portlarına bağlanmıştır. Bu kapasitörler, önceki bölümde anlatıldığı gibi, giriş ve çıkış portları arasındaki yayılma yollarında $\theta-3\theta$ oranını elde edecek şekilde konumlandırılmıştır. Bununla birlikte, bu tasarım prosedürü için, bu oran geometriye bağlı olarak kısıtlanabileceğinden mümkün olduğunca elde edilir. Üçüncü ve dördüncü çıkışlara bağlı rezonatörler asimetrik iletim sıfırlarını elde etmek için ayarlanır. Bu nedenle, giriş ve çıkış bağlantı noktaları arasındaki yayılma yolları geleneksel elektriksel uzunluk oranından farklıdır. Bu sayede izolasyon istenilen frekanslarda da geliştirilebilir. Ayrıca, her rezonatörün yama pertürbasyon elemanı bulunduğu dikkat edilmelidir. Üstelik pertürbasyon elemanının konumu iletim sıfırlarının simetrisini etkileyebilir. Bu nedenle, önerilen topolojide elde edilen iletim sıfırlarının simetrisi üzerindeki pertürbasyon elemanı yerinin etkilerini ortadan kaldırmak için, giriş ve çıkış portlarından eşit mesafede yerleştirilmelidirler. Böylece, iletim sıfırlarının simetrisi ancak toplu kapasitörlerin yerleri sayesinde ayarlanabilir. Öte yandan, geleneksel elektriksel uzunluk oranı sadece ikinci çıkış portuna bağlı rezonatör için kullanılır.



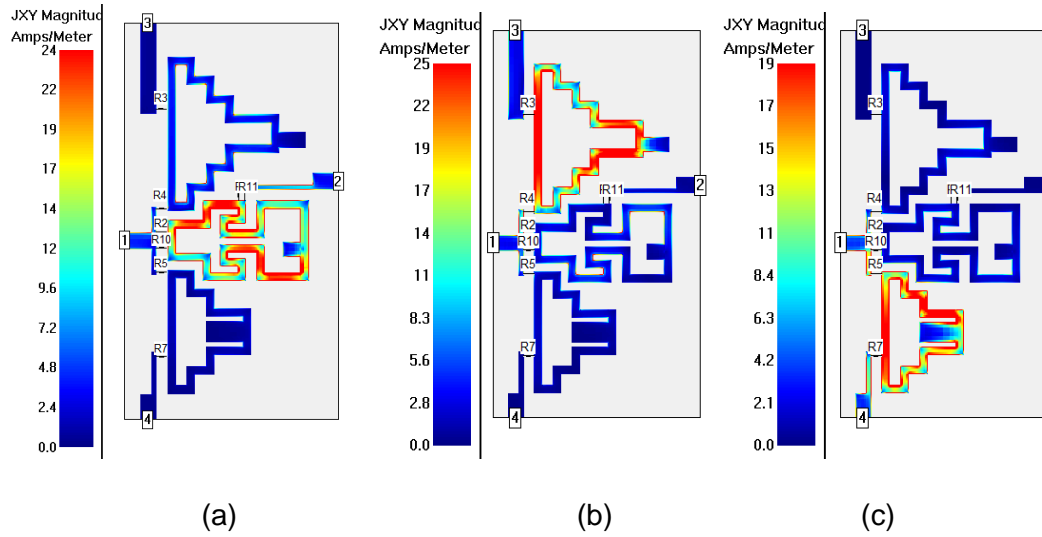
Şekil 4.10. Önerilen mikroşerit üçleyici

Tablo 4.7. Önerilen üçleyicinin boyutları (Birimler: mm)

l_1	l_2	l_3	l_4	l_5	l_6	l_7	l_8	l_9	l_{10}
0.8	2.2	2.2	2.0	5.2	3.0	1.8	0.6	0.7	2.0
l_{11}	l_{12}	l_{13}	l_{14}	l_{15}	l_{16}	l_{17}	l_{18}	w_r	w_f
1.8	4.6	2.7	0.6	5.4	2.2	4.2	2.4	1.0	0.6

Kanalların merkez frekansları 2.5 GHz, 2.8 GHz ve 3.5 GHz'e ayarlanmıştır. Şekil 4.10'da gösterilen önerilen üçleyicinin tüm boyutları Tablo 4.7'de verilmektedir.

Bağlantı kapasitörleri arasındaki mesafe $d_1 = 11.35$ mm, $d_2 = 8.1$ mm, $d_3 = 9.6$ mm'dir. Diğer yandan, toplu kapasitörlerin değerleri, $C_1 = C_3 = 0.2$ pF ve $C_2 = 0.3$ pF'dir. Tasarlanan üçleyici, Tam Dalga EM Simülatörü ile simüle edilmiştir (Sonnet 2016). Bir sonraki bölümde anlatılacak olan tüm simülasyonlar ve deneysel çalışmalarda, 6.15 dielektrik sabiti ve 1.27 mm kalınlığa sahip RT/Duroid taban malzemesi kullanılmıştır. Önerilen üçleyicinin kanal frekanslarındaki akım dağılımları Şekil 4.11'de gösterilmektedir.



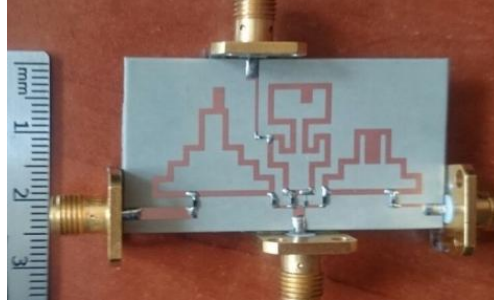
Şekil 4.11. Kanal frekanslarının akım dağılımları a) 2.5 GHz, b) 2.8 GHz, c) 3.52 GHz

Şekil 4.11'ten görülebileceği gibi, ilgili rezonatörde 2.5 GHz, 2.8 GHz ve 3.52 GHz kanal frekanslarına göre akım dağılımları gözlemlenmiştir.

4.2.3. Deneysel Çalışmalar

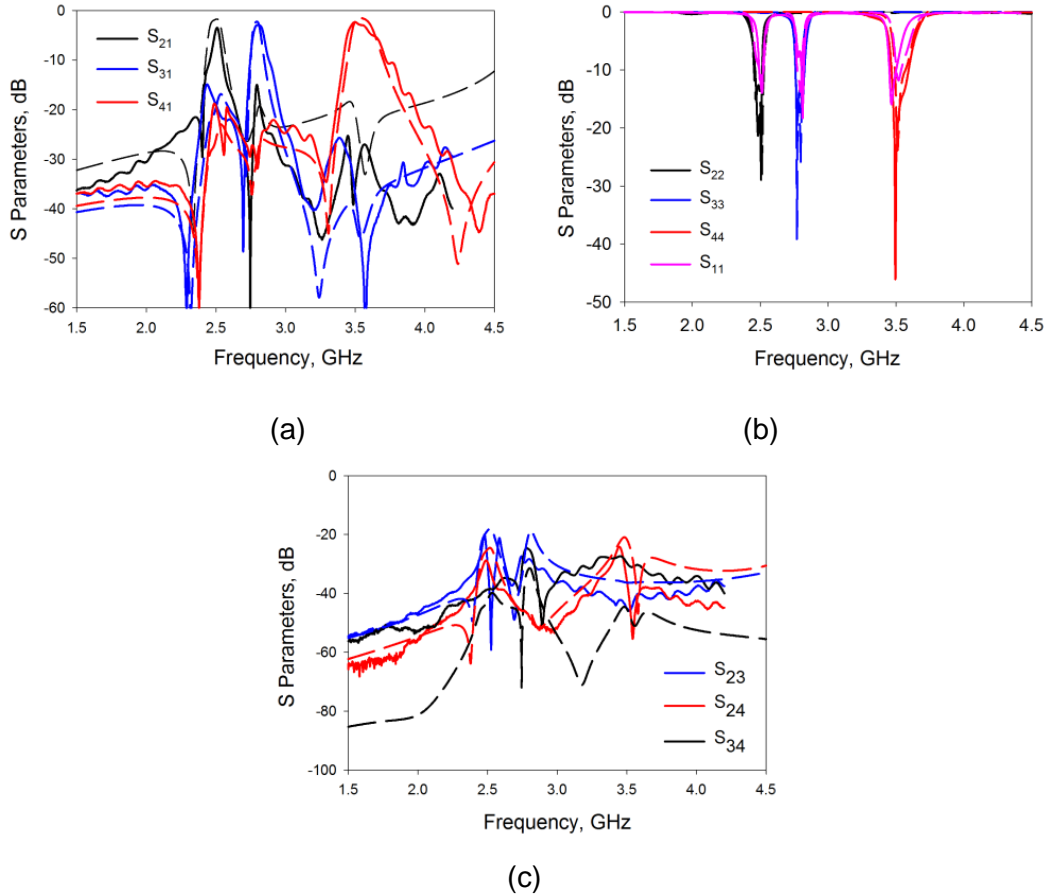
Üretilen yapının fotoğrafı Şekil 4.12'de gösterilmektedir. Tasarlanan üçleyicinin toplam boyutu (24.4×45.2 mm²), $0.20\lambda_0 \times 0.38\lambda_0$ ($0.077 \lambda_0^2$) dir, burada λ_0 en düşük kanal frekansındaki boşluk dalga boyudur. Toplu kapasitörleri temsil etmek için AVX ince film

kapasitörleri kullanılmıştır. Üretilen üçleyici, Agilent E5071C Vector Network Analyzer ile ölçülmüştür.



Şekil 4.12. Üretilmiş üçleyicinin fotoğrafı

Önerilen üçleyicinin simüle edilmiş ve ölçülmüş S-parametreleri Şekil 4.13'de gösterilmektedir. Şekil 4.13'den görülebileceği gibi, simülasyon ve ölçüm sonuçları arasında kabul edilebilir bir uyum vardır. Tüm kanallar için araya girme kayıpları Şekil 4.13(a)'da, geri dönüş kayıpları Şekil 4.13(b)'de ve çıkış portları arasındaki izolasyonlar Şekil 4.13c'de gösterilmektedir.



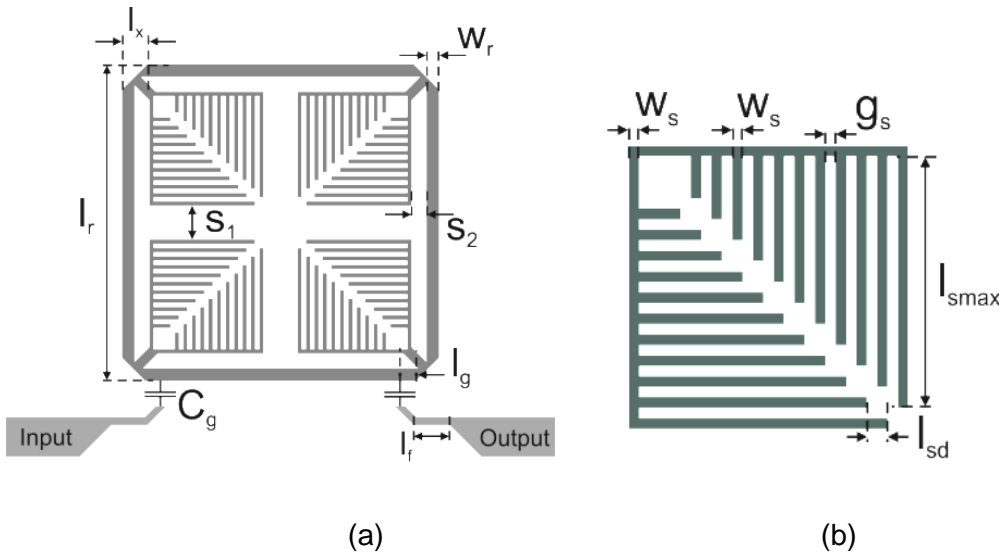
Şekil 4.13. Simüle edilmiş (kesik çizgiler) ve ölçülmüş (düz çizgiler) sonuçlar a) araya girme kayıpları, b) tüm portlar için geri dönüş kayıpları, c) izolasyon seviyeleri

Simülasyonlarda, araya girme kayıpları sırasıyla 2.5 GHz, 2.8 GHz ve 3.52 GHz'de 1.8 dB, 2.24 dB ve 1.48 dB olarak elde edilir. Port 1'deki dönüş kaybı, her kanalda 10 dB'den daha iyidir. Ek olarak, ikinci, üçüncü ve dördüncü çıkışlardaki dönüş kayıpları da 12 dB'den daha iyidir ve bu çıkışlar için iki ayrı mod kolayca görülebilir. Çıkış portları arasındaki izolasyonlar, 18 dB'den daha iyi olarak gözlemlenir. Araya girme kayıpları sırasıyla 2.49 GHz, 2.79 GHz ve 3.5 GHz kanal frekanslarında 3.5 dB, 2.9 dB ve 2.3 dB olarak ölçülmüştür. Port 1 deki dönüş kaybı 10 dB'den daha iyi olarak ölçülmüş ve ikinci, üçüncü ve dördüncü çıkışlardaki geri dönüş kayıpları da 10 dB'den daha iyi ölçülmüştür. Buna ek olarak, çıkış portları arasındaki izolasyonların ölçümlerde 20 dB'den daha iyi olduğu gözlemlenmiştir. Kanalların kısmi band genişlikleri % 4.41, % 2.22 ve % 3.95'tir. Tasarlanan üçleyici, eşleme devresi olarak görev yapan besleme hatları yerine toplu kapasitörler kullanıldığından, kolay uygulanmanın avantajını getiren yeni bir geometriye sahiptir. Aynı zamanda çift modlu halka rezonatörler kullanılarak tasarlanan ilk üçleyicidir.

4.3. Dar Yarık Yüklü Açık Devre Yan Hatlara Sahip Mikroşerit Çiftleyici Tasarımı

4.3.1. Rezonatör Analizi

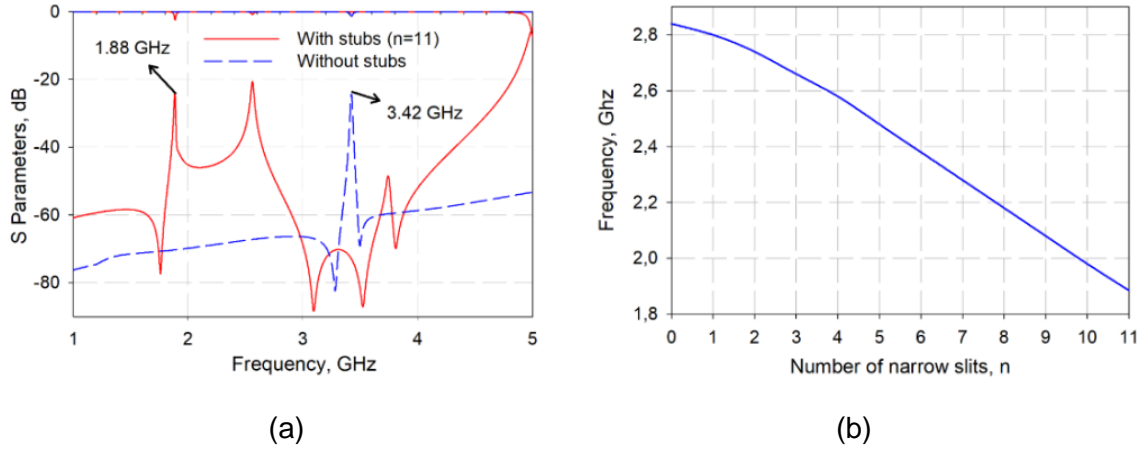
Önerilen yan hat yüklü çift modlu kare halka rezonatörün yapısı Şekil 4.14a'da gösterilmiştir. Önerilen rezonatör, giriş ve çıkış portlarına toplu kapasitörler aracılığıyla zayıf kuplajla bağlanmıştır. Şekil 4.14a'da gösterildiği gibi, önerilen rezonatörün köşelerine bağlanmış dört açık devre yan hat vardır.



Şekil 4.14. a) Önerilen rezonatörün zayıf kuplaj altında yerleştirilmesi, b) açık devre kesilmiş saplamanın dar yarıklarla yakın görünümü

Dar yarıklı açık devre yan hattın yakın görünümü de Şekil 4.14b'de gösterilmektedir. Şekil 4.14a ve Şekil 4.14b' de verilen boyutlar, $l_{smax} = 4.8$ mm, $l_{sd} = 0.4$ mm, $l_r = 15$ mm, $l_x = 1.2$ mm, $l_g = 0.8$ mm, $l_f = 1.9$ mm, $g_s = 0.2$ mm, $w_r = 0.6$ mm, $w_s = 0.2$ mm, $s_1 = 1.6$ mm, $s_2 = 0.7$ mm dir. Yarıkların uzunluklarının farklı olduğu ve herhangi bir yarığın uzunluğunun bir öncekinden 0.4 mm daha fazla olduğuna dikkat edilmelidir

Dar yarıklar sadece kompaktlık sağlamakla kalmaz, aynı zamanda rezonans frekanslarının kontrolünü de sağlar. Şekil 4.15a, dar yarıklara sahip açık-devre yan hatların varlığına göre frekans cevabını göstermektedir. Şekilden görülebileceği gibi, dar yarık yüklü açık devre yat hatların vasıtasıyla, merkez frekansı 3,42 GHz'den 1,88 GHz'e düşürülebilir. Dar yarıkların sayısının zayıf kuplaj altındaki frekans cevabı üzerindeki etkileri de Şekil 4.15b'de gösterilmiştir.

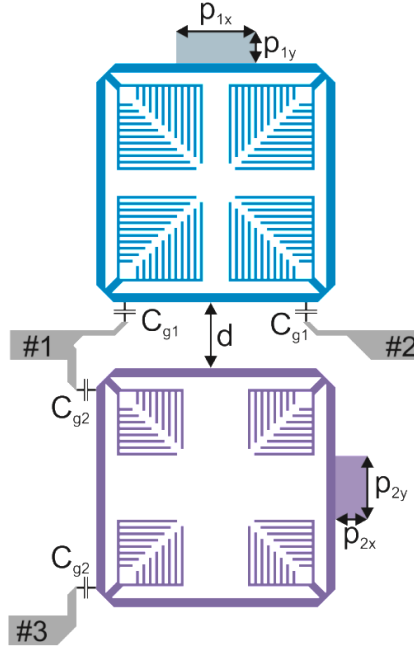


Şekil 4.15. a) Önerilen rezonatörün açık devre yan hatların varlığına göre zayıf kuplaj altında frekans yanıtları, b) dar yarıkların sayısı n'e karşı rezonans frekansı değişimi

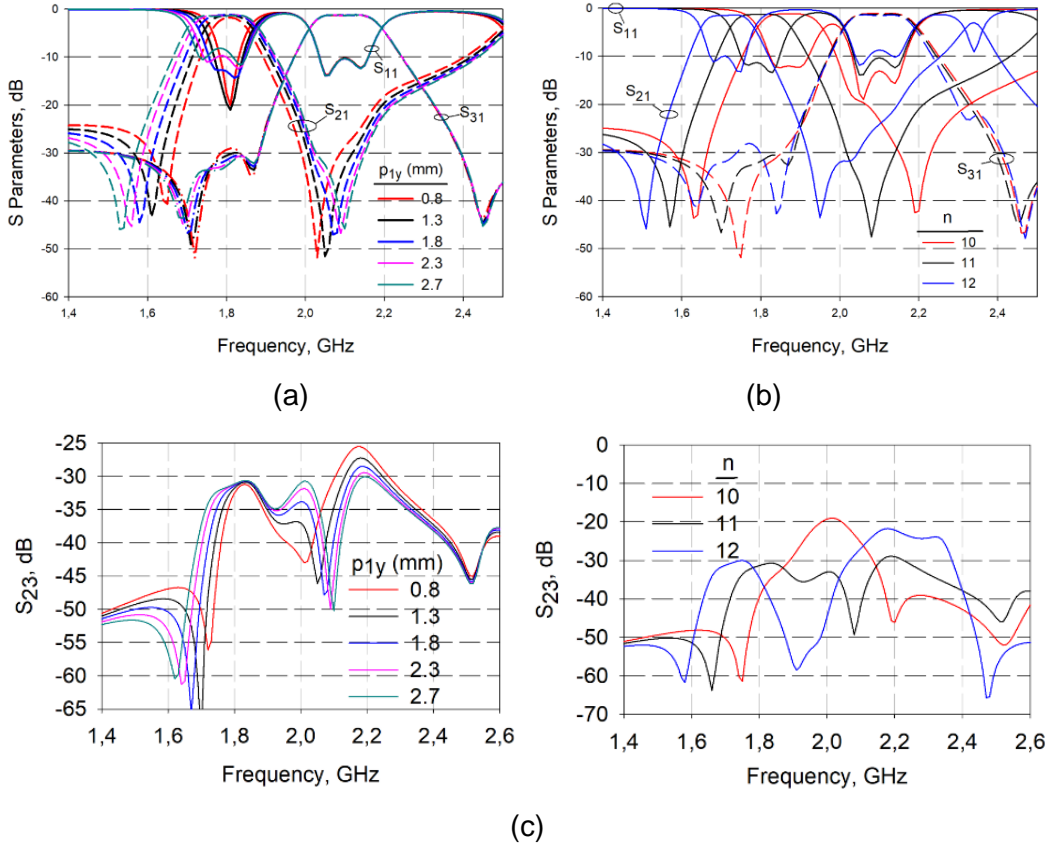
Dar yarıkların sayısındaki değişikliklere bağlı olarak bir doğrusal merkez frekans ayarı elde edilebilir. Dar yarıkların sayısı artarken, geçiş bandının merkez frekansının azaltılabileceği açıktır.

4.3.2. Mikroşerit Çiftleyici Tasarımı

Tasarlanan çiftleyici, Şekil 4.16'da gösterilmektedir. Rezonatörlerin farklı sayıda dar yarıklara sahip olduğu not edilmelidir. Üst rezonatörde 11 yarık vardır, alt rezonatörde ise 8 yarık vardır. Böylece, kanal frekansları 1.8 GHz ve 2.1 GHz'e ayarlanır. Ek olarak, her iki rezonatör dejenere mod uyarımını gerçekleştirmek için pertürbasyon elemanlarına sahiptir. Bu şekilde her kanalın dejenere modları ayrılabilir ve ilgili kanalın band genişliği de kontrol edilebilir.

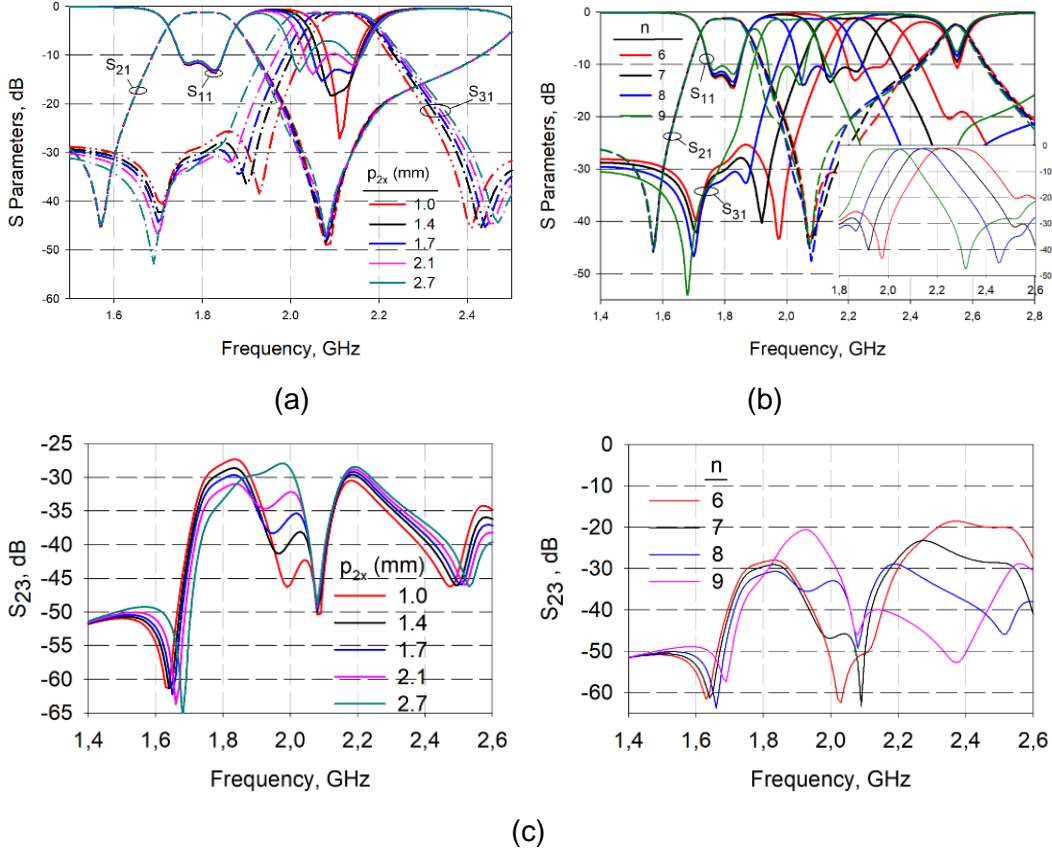


Şekil 4.16. Önerilen çiftleyici yapısı. ($d = 4,1$ mm, $p_{1x} = 5$ mm, $p_{1y} = 2$ mm, $p_{2x} = 2$ mm, $p_{2y} = 4$ mm)



Şekil 4.17. a) İlk kanalın p_{1y} 'deki değişikliklere göre band genişliği kontrolü, b) n_1 'deki değişikliklere göre merkez frekans kontrolü, c) band genişliği ve merkez frekans kontrolleri için izolasyon seviyesi değişiklikleri

Şekil 4.18a'da, ikinci kanal için band genişliği kontrol işlemi gösterilmektedir. Yatay pertürbasyon boyutu, p_{2x} , 1.0 mm ile 2.7 mm arasında değişmektedir, böylece band genişliği, sırasıyla % 5.4 ve % 10.5 olan kısmi band genişliklerine karşılık gelen 115 MHz ve 220 MHz arasında kontrol edilebilir. Diğer taraftan, ikinci kanalın merkez frekansı, Şekil 4.18b'de gösterildiği gibi alt rezonatörün dar yarıklarının sayısındaki değişiklikler sayesinde kontrol edilebilir. S_{31} 'in yakın görünümü, Şekil 4.18b'nin iç kısmında da temsil edilir.



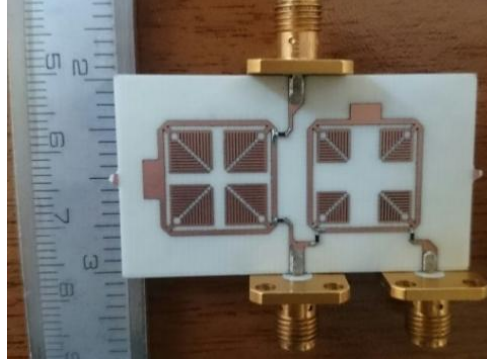
Şekil 4.18 a) p_{2x} 'deki değişikliklere göre ikinci kanalın band genişliği kontrolü, b) n_2 'deki değişikliklere göre merkez frekans kontrolü, c) band genişliği ve merkez frekans kontrolleri için izolasyon seviyesi değişiklikleri

İkinci kanalın merkez frekansı 6 ile 9 arasında değişen dar yarıkların sayısındaki değişikliklere göre 2.28 GHz ile 2.0 GHz arasında kontrol edilebilir. Her bir durum için kısmi band genişlikleri % 9,3, % 9, % 8,7, % 8,3'tür. Her iki kontrol işlemi için izolasyon seviyeleri Şekil 4.18c'de gösterilmiştir.

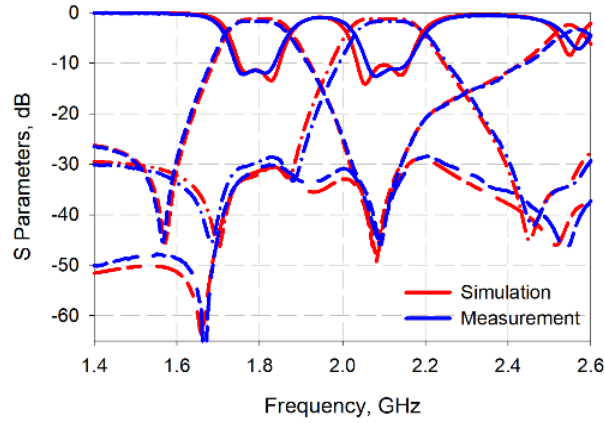
Diğer kanalın merkez frekansı kontrol edilirken, sabit kanalda küçük bozulmaların meydana gelebileceğine dikkat edilmelidir. Ancak, bu bozulmalar C_{g1} ve C_{g2} kuplaj kondansatörlerinin yeniden ayarlanmasıyla tolere edilebilir.

4.3.3. Deneysel Çalışmalar

Tasarlanan mikroşerit çiftleyici, öngörülen sonuçların deneysel doğrulaması için üretildi. Üretilen çiftleyicinin fotoğrafı, Şekil 4.19a'da gösterilmiştir. Üretilen çiftleyici'yi ölçmek için 50 Ω SMA konnektörleri kullanılmıştır.



(a)



(b)

Şekil 4.19. a) Üretilen çiftleyicinin fotoğrafı, b) simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması

Giriş ve çıkış portsuz üretilen yapının toplam devre büyüklüğü 19 mm x 34.7 mm, yani $0.11 \lambda_0 \times 0.21 \lambda_0$ ($0.025 \lambda_0^2$) değerine eşittir, burada λ_0 en düşük kanal frekansı 1,8 GHz de ki boş uzay dalga boyudur. Ölçümler Agilent E5071C Vektör Network Analizörü kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırması, Şekil 4.19'da çok iyi bir uyum içinde gösterilmiştir. Simülasyonlarda her iki kanalda minimum araya girme kayıpları 1.24 dB olarak gözlenmiştir. Ek olarak, geri dönüş kayıpları 10 dB'den daha iyi olarak elde edilmiştir. Deneysel sonuçlarında, birinci ve ikinci kanallarda araya girme kayıpları sırasıyla 1.63 dB ve 1.66 dB

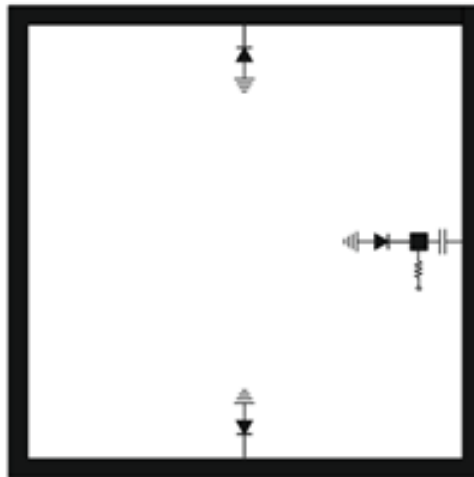
olarak elde edilmiştir. Geri dönüş kayıpları 10 dB'den daha iyi olarak ölçülmüştür. Kanalların merkez frekansları 1,8 GHz ve 2,1 GHz'de sırasıyla kısmi band genişlikleri % 8.3 ve % 8.5 olarak ölçülmüştür. Simülasyon sonuçlarında, çıkış portları arasındaki izolasyon sırasıyla birinci ve ikinci kanalların merkez frekanslarında 30 dB ve 28 dB'den daha iyi olarak gözlemlenmiştir. Ayrıca, kanal frekanslarında 30 dB ve 28 dB'den daha iyi olarak ölçülmüştür.

Tasarlanan mikroşerit çiftleyici, oldukça iyi araya girme kaybı seviyeleri, kompakt devre boyutu ve izolasyon seviyelerine sahiptir.

4.4. Merkez Frekansı Ayarlanabilir Mikroşerit İkileyici

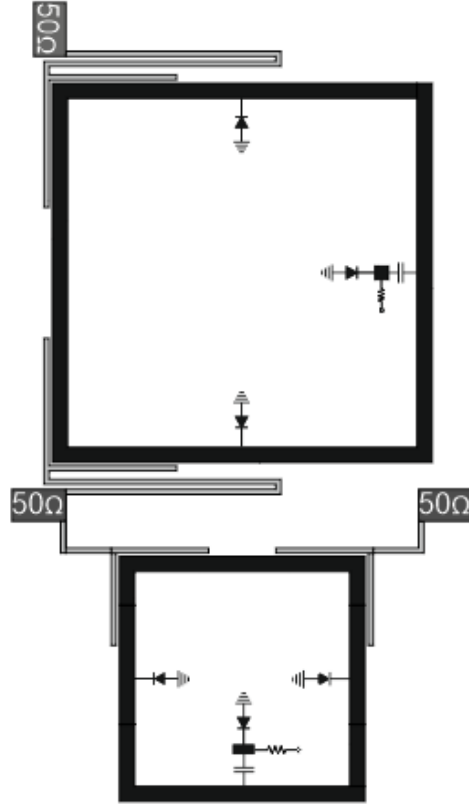
Ayarlanabilir çoğullayıcı tasarımları kapsamındaki bir diğer çalışma da merkez frekanslarının elektronik olarak ayarlanmasına yönelik bir ikileyici tasarımıdır. Bu tasarım simülasyonlar bazında nihayete erdirilmiş, deneysel çalışmalarda da önemli aşama katedilmiştir. Deneysel çalışmalar bazında geliştirmeler halen devam etmektedir.

Ayarlanabilir ikileyici tasarımında kullanılan kare halka rezonatör yapısı Şekil 4.20' de gösterilmiştir. Şekil 4.20' den görüleceği üzere kare halka rezonatör içerisinde merkez frekans ayarlama işlemini sağlayan varaktör diyotlar, DC ön gerilim direnci ve pertürbasyon ile referans varaktör diyotlarına uygulanan DC gerilimden kaynaklı DC akım sızıntısını önlemek amaçlı DC blok kapasitör bağlı bulunmaktadır. Varaktör diyotlar, rezonatörü besleyen kuplaj hatlarının konumuna göre rezonatör içerisine yerleştirilmiştir. Besleme hatlarına göre rezonatörün simetri ekseninde blok kapasitör ve pertürbasyon varaktörü bulunurken rezonatörün yan kollarında referans varaktörleri bulunmaktadır.

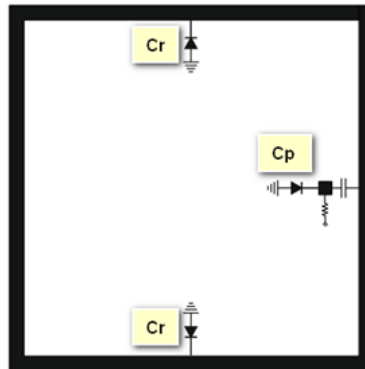


Şekil 4.20. Kare halka rezonatör yapısı

Şekil 4.21'de tasarlanan ayarlanabilir ikileyici tasarımı gösterilmektedir. Görüldüğü gibi üst rezonatöre ait besleme hattı alt rezonatörün besleme hattından farklı olarak kıvrımlı bir yapıya sahiptir. Bunun sebebi üst rezonatörden kaynaklanan harmoniğin, alt rezonatörün oluşturduğu banda olan etkisini azaltmaktır. Kullanılan rezonatörlerin boyutları $22.6 \times 22.6 \text{ mm}^2$ ve $14.6 \times 14.6 \text{ mm}^2$ 'dir. Tasarımda taban malzemesi olarak dielektrik sabiti $\epsilon_r=3.38$, kalınlığı 0.813 mm olan Rogers RO4003 malzeme kullanılmıştır.



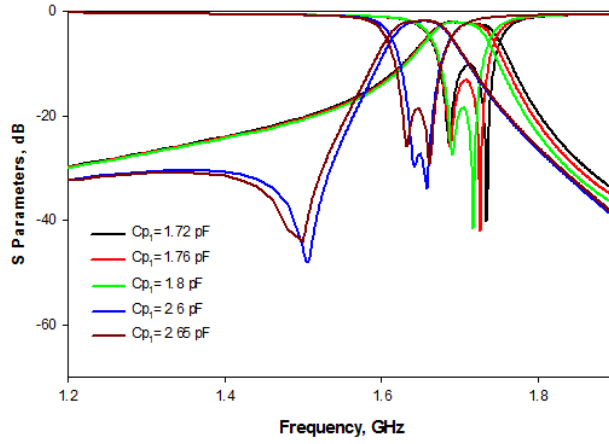
Şekil 4.21. Ayarlanabilir ikileyici tasarımı



Şekil 4.22. C_p ve C_r varaktör diyotlarının rezonatör içerisindeki konumları

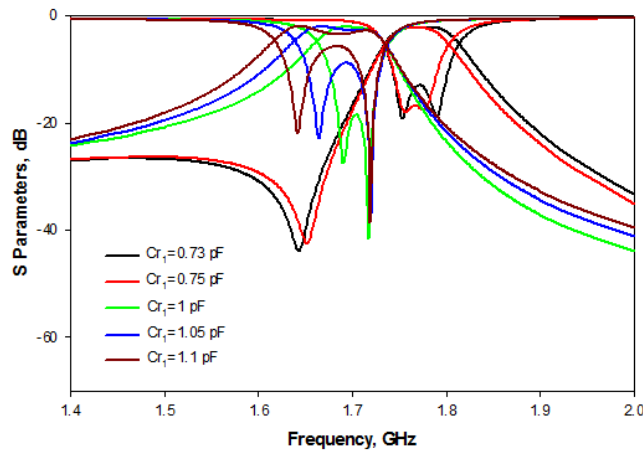
C_p varaktör diyodu kare halka rezonatör içerisinde blok kapasitöre seri bağlı konumda olan ve besleme hatlarına göre rezonatörün simetri ekseninde bulunan varaktör diyottur. Devrede

perturbasyon elemanı olarak kullanılmaktadır. Şekil 4.22'de rezonatörün yan kollarında bulunan ve referans elemanı olarak kullanılan varaktör diyotların kapasitans değerleri sabit tutulup C_p varaktörünün kapasitans değişiminin frekans cevabına etkisi gösterilmektedir. Şekil 4.23'ten görüldüğü üzere C_p varaktör diyodunun kapasitansı band içerisinde soldaki yansıma kutbunu kontrol etmektedir.



Şekil 4.23. C_p varaktör diyodunun kapasitans değeri değişimi

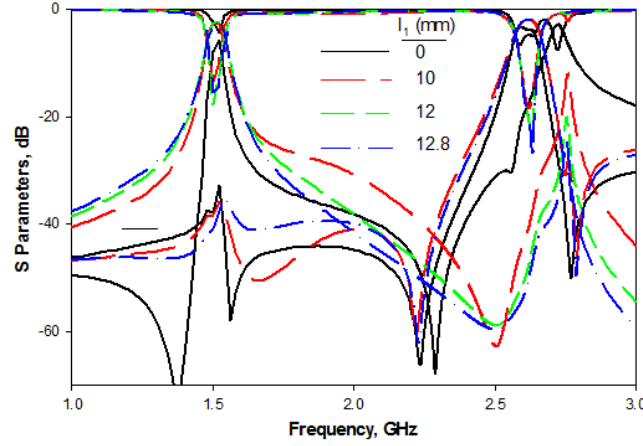
Şekil 4.24'te perturbasyon elemanı olan C_p varaktör diyodunun kapasitans değeri sabit tutulup C_r referans varaktörlerinin kapasitans değerlerinin birlikte değişiminin frekans cevabına etkisi gösterilmektedir. C_r kapasitanslarının değişiminin band içinde sağdaki yansıma kutbunu kontrol ettiği Şekil 4.24'te görülmektedir.



Şekil 4.24. C_r varaktör diyotlarının kapasitans değerleri değişimi

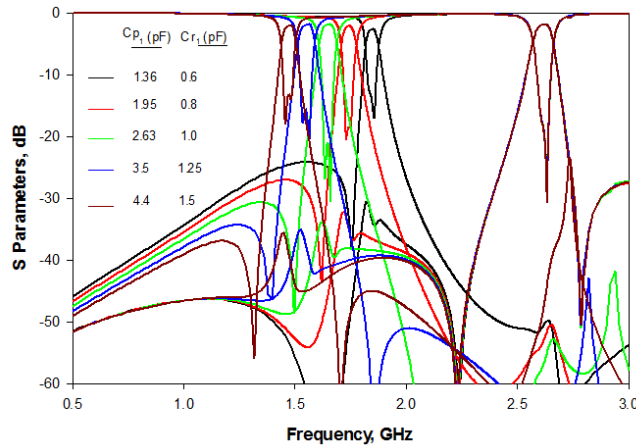
Böylece, band içerisindeki kutuplar varaktör diyotların kapasitans değişimleri ile kontrol edilebilmekte ve merkez frekans ayarlaması gerçekleştirilmektedir.

Şekil 4.25'de kıvrımlı hattın uzunluğunun değişim etkisi gösterilmektedir. Kıvrımlı hat yapısının uzunluğunun artması, ikinci banda etki eden harmoniği azaltıcı yönde fayda sağlamaktadır.



Şekil 4.25. Kıvrımlı hat uzunluğu değişimi

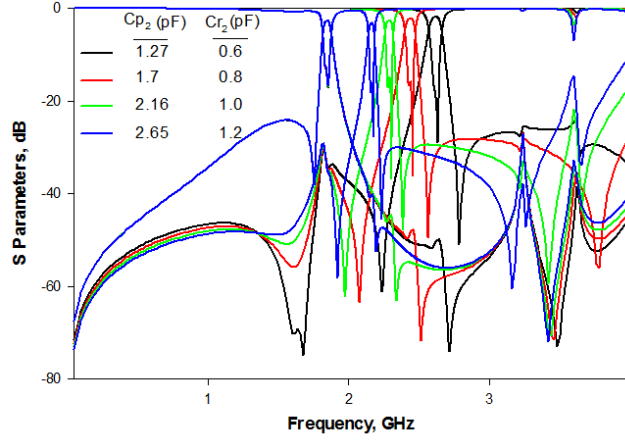
İkinci band sabit bir merkez frekansta iken birinci bandın merkez frekans kontrolü sadece üst rezonatör içerisindeki referans ve perturbasyon varaktör diyotlarının kapasitanslarının değişimi ile sağlanmaktadır. Şekil 4.26'da birinci bandın merkez frekans kontrolü gösterilmektedir. Birinci banda ait merkez frekans ayarlama sahası 1.47 - 1.85 GHz aralığındadır yani yaklaşık 400 MHz'lik bir merkez frekans ayarlama sahası bulunmaktadır. Ayrıca tüm merkez frekans ayarlaması süresince araya girme kaybı (insertion loss) seviyesi 1.66-2.86 dB aralığında değişirken geri dönüş kaybı (return loss) seviyesi 13.2 - 21.2 dB aralığında değişmektedir.



Şekil 4.26. Birinci band merkez frekans kontrolü

Birinci band sabit bir merkez frekansta iken ikinci bandın merkez frekansının kontrolü ise sadece alt rezonatör içerisinde bulunan referans ve perturbasyon varaktör diyotlarının

kapasitans değişimleri ile sağlanmaktadır. İkinci banda ait merkez frekans kontrolü Şekil 4.27' de verilmiştir. Şekil 4.27'den görüleceği üzere ikinci banda ait merkez frekans ayar sahası 2.15-2.62 GHz aralığıdır. Yani ikinci bandın merkez frekans ayar sahası yaklaşık 500 MHz'dır. Ayrıca ayarlama işlemleri boyunca ikinci bandın araya girme kaybı (insertion loss) seviyesi 1.82-3.45 dB aralığında iken geri dönüş kaybı (return loss) seviyesi 15.2-18.3 dB aralığındadır.



Şekil 4.27. İkinci band merkez frekans kontrolü

5. ÇOK MODLU ÇOK BANDLI ÇOĞULLAYICI TASARIMI

Bu bölümde çok fonksiyonlu sistemlerde bir giriş bilgisi sinyalini birkaç farklı çıkış bilgisi sinyallerine dönüştüren mikrodalga devre elemanı olan mikrodalga çoğullayıcı tasarımı amaçlanmış ve dönüştürme işlemini yaparken her bir kanal için bir mikrodalga filtre kullanılması gerektiğinden, kompakt boyutlara ve yüksek seçiciliğe sahip filtre tasarımları da minyatür boyutlu devreler elde edebilmek açısından oldukça önem kazanmıştır. Yüksek seçiciliğe sahip filtrelerin tasarımını gerçekleştirebilmek için öncelikle interdigital yükleme elemanına sahip mikroşerit rezonatör devreleri incelenmiş, ardından bahsedilen rezonatörlerin kuplajlanması ile elde edilebilecek mikroşerit çok modlu çok bandlı band geçiren filtre tasarımı işlemlerine geçilmiştir.

Proje kapsamında incelenen yapılar teorik, simülasyon ve deney çalışmaları başlıkları altında değerlendirilmiştir. Hedeflenen çalışmalardan bir tanesinin çok modlu çok bandlı mikrodalga çoğullayıcı devresi tasarımı olması sebebiyle öncelikle bir tek dual mod mikroşerit rezonatör kullanarak iki kutuplu tek iletim sıfırına sahip band geçiren filtrenin gerçekleştirilmesine yönelik sentez yöntemleri incelenmiş ve mikrodalga çoğullayıcı devresi için hedeflenen teorik model ortaya konulmuştur. Tasarlanan devreler, kazıma tekniği ve/veya ipek baskı tekniği kullanılarak imal edilmiş ve Network Analizör yardımıyla performansları test edilmiştir. Son olarak da mikrodalga çoğullayıcı devresinin kanallarını oluşturan çok modlu ve çok bandlı

mikroşerit filtre tasarımları elektromanyetik simülasyon programı aracılığıyla ekstra uygunlama devrelerine ihtiyaç duyulmaksızın konfigüre edilerek nihai çoğullayıcı devre tasarımlarına geçilmiş ve deneysel sonuçlarla birlikte öngörülen modelin doğruluğu tartışılmıştır.

5.1 Teorik Çalışmalar

Bu bölümde kuplaj matrisi sentez yöntemi kullanılarak, tasarım parametreleri belirlenen her bir filtre devresine ait kuplaj matrisini hesaplayabilmek için; filtrelerin transfer fonksiyonlarının belirlenmesinin ardından, saçılma parametrelerinin polinomlarına ayrılması sağlanmakta ve bu polinomlar yardımı ile admitans matrisi türetilerek temsili bir başlangıç kuplaj matrisi sentezlenebilmektedir. Başlangıç kuplaj matrisinin elde edilmesi sonucunda uygulanabilecek basit bir tekrarlı dönüşüm formülü ile tasarlanan devrenin kuplaj diyagramına uygun olacak şekilde nihai kuplaj matrisi elde edilmiştir. Ayrıca kanal filtre topolojileri keyfi olarak belirlenen mikrodalga çoğullayıcı için genel sentez işlemleri sunulmuş ve sentezleme işleminin ardından iletim ve yansıma parametrelerinin polinomların çarpımı şeklinde yazılabilmesinden hareketle kuplajlı rezonatörler aracılığıyla oluşturulmuş çok kapılı devre için kuplaj matrisi elde edilmiştir.

5.1.1 Bir çift iletim sıfırına sahip ikinci dereceden eliptik filtre karakteristiğine sahip filtre örneği için başlangıç kuplaj matrisinin elde edilmesi

Karşılıklı ve simetrik iki kapılı mikrodalga devresinde saçılma parametreleri için,

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (5.1)$$

ve

$$S_{11} = S_{22} \text{ ve } S_{12} = S_{21} \quad (5.2)$$

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

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 R_n(\omega)^2} \text{ ve} \quad (5.3a)$$

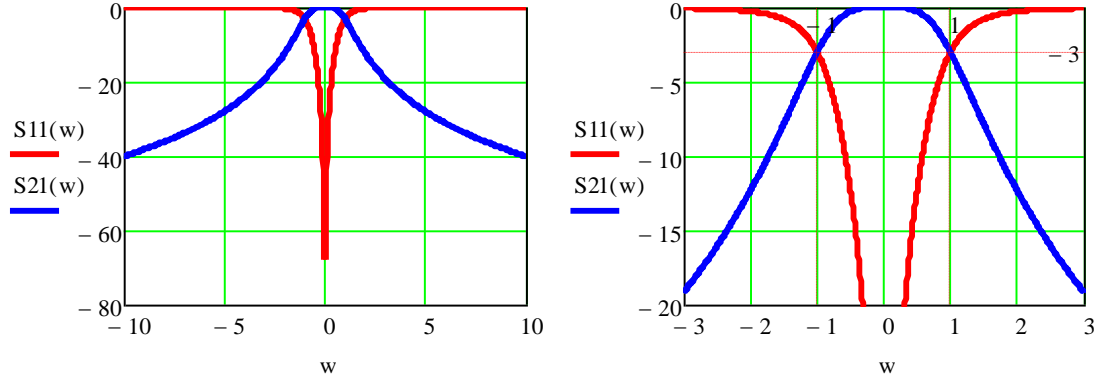
$$|S_{11}(j\omega)|^2 = \frac{\varepsilon^2 R_n(\omega)^2}{1+\varepsilon^2 R_n(\omega)^2} \quad (5.3b)$$

ε dalgalanma (ripple) faktörü ve $R_n(\omega)$ rasyonel fonksiyonuna bağlı olarak yazılırlar (Hong ve Lancaster 2001). Dalgalanma faktörü geri dönüş kaybı seviyesine (RL) bağlı olarak

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{0.1RL} - 1}} \quad (5.4)$$

şeklinde hesaplanmaktadır. Rasyonel fonksiyonun seçimi frekans cevabına etki ederek filtre karakteristiğini değiştirebileceği için karakteristik fonksiyon olarak da adlandırılır. (5.3a) ve (5.3b)'de verilen eşitliklerde $R_n(w)$ rasyonel fonksiyonunun filtre karakteristiğine uygun bir fonksiyon (Butterworth, Chebyshev, Eliptik fonksiyon, Gaussian ve tüm geçiren) olarak seçilmesi ile filtrelerin frekans cevabı elde edilmektedir (Hong ve Lancaster 2001).

Örneğin; karakteristik fonksiyonun $R_n(w)=w^n$ olarak seçilmesi durumunda Butterworth filtre karakteristiği elde edilecektir. Burada n filtre derecesini temsil etmektedir. Şekil 5.1'de -3 dB'lik geri dönüş kaybına sahip, ikinci dereceden Butterworth filtre karakteristiği için örnek bir frekans cevabı verilmektedir. Şekil 5.1'den de görüleceği üzere Butterworth filtre karakteristiğinde iletim sıfırları reel eksen üzerinde görülmemektedir.



Şekil 5.1. İkinci dereceden Butterworth filtre karakteristiği

İletim sıfırlarının reel eksen üzerinde görülmesini sağlayan rasyonel fonksiyon olan eliptik fonksiyon karakteristiği ise (5.5)'de verilmektedir.

Eliptik fonksiyonlar fonksiyon derecesinin tek veya çift olması durumuna göre farklılık göstermektedirler.

$$R_n(w) = \begin{cases} M \frac{\prod_{i=1}^{n/2} (w_i^2 - w^2)}{\prod_{i=1}^{n/2} \left(\frac{w_s^2}{w_i^2} - w^2 \right)} & n \text{ çift} \\ N \frac{w \prod_{i=1}^{(n-1)/2} (w_i^2 - w^2)}{\prod_{i=1}^{(n-1)/2} \left(\frac{w_s^2}{w_i^2} - w^2 \right)} & n (\geq 3) \text{ tek} \end{cases} \quad (5.5)$$

(5.5)'de w_i ($0 < w_i < 1$) ve $w_s > 1$ olup bu frekanslar kritik frekans değerleridir, M ve N sabit katsayılardır. w_i iletim sıfırı frekansıdır, w_s ise tutma bandında eşit dalgalanmaların başladığı

frekanstır ve n çift olduğunda $|R_n(w)|=M$ olmalıdır. w_s seçicilik faktörü olarak da bilinir. Çünkü belirlenen iletim sıfırı frekanslarına göre, yansıma kutupları (w_p) seçicilik faktörü ile iletim sıfırları arasındaki $w_i=w_s/w_p$ bağıntısı ile hesaplanabilir (Hong ve Lancaster 2001).

Eliptik fonksiyonu oluştururken, (5.4)'e göre, öncelikle yansıma ve iletim sıfırı frekansları belirlenir ve buradan filtre derecesi göz önünde bulundurularak M ve N sabitleri elde edilir. Son olarak, elde edilen karakteristik fonksiyon Denk. (5.3a) ve (5.3b)'ye yerleştirilerek iletim ve yansıma katsayıları elde edilir. Örnek olarak eliptik bir rasyonel fonksiyon (5.6)'da verilmektedir. Fonksiyon geçme bandının her iki yanında birer adet olmak üzere iki yansıma sıfırı ve iki iletim sıfırı ile tek bir geçme bandı oluturacak şekilde düzenlenmiştir. İletim sıfırlarının yerinin belirlenmesinin ardından seçicilik faktörüne bağlı olarak iletim sıfırlarının konumunun belirlenmiş ve rasyonel fonksiyonun pay ve payda polinomları elde edilmiştir.

$$R_n(w) = M \frac{N_n(w)}{D_n(w)} \quad (5.6a)$$

$$N_n(w) = M(w_{p1}^2 - w^2) \quad (5.6b)$$

$$D_n(w) = w_{z1}^2 - w^2 \quad (5.6c)$$

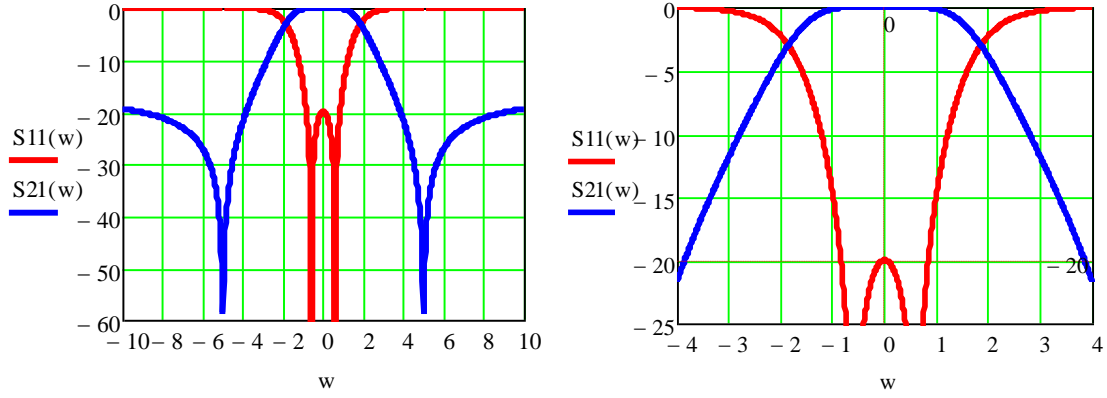
Rasyonel fonksiyon (5.6a)'da verildiği üzere pay ve payda polinomlarının ($N_n(w)$, $D_n(w)$) oranı şeklinde yazılabilmektedir. Ayrıca, (5.6b)'de görüldüğü gibi rasyonel fonksiyonun kutupları frekans cevabında iletim sıfırlarına karşılık gelirken, (5.6c)'de görüldüğü üzere rasyonel fonksiyonunun sıfırları yansıma sıfırlarını temsil etmektedir. Bu durumda Tablo 5.1'de verilen iletim ve yansıma sıfırları kullanılarak elde edilen rasyonel fonksiyon,

$$R_n(w) = \frac{625 w^2 - 0.36}{9 w^2 - 25} \quad (5.7)$$

şeklinde yazılabilmektedir.

Tablo 5.1. Örnek bir eliptik karakteristik fonksiyonunda kullanılan yansıma ve iletim sıfırları

İletim Sıfırları (GHz)	Yansıma Sıfırları (GHz)
$\pm 5 (w_{z1}, w_{z2})$	$\pm 0.6 (w_{p1}, w_{p2})$



Şekil 5.2. Bir çift iletim sıfırına sahip ikinci dereceden eliptik filtre için frekans cevabı

(5.7)'de verilen $R_n(w)$ karakteristik fonksiyonunun (5.3a) ve (5.3b)'de yerine koyulması ile saçılma parametreleri elde edilmektedir. Burada dalgalanma faktörünün (5.4)'de verilen eşitlik ile $RL=-20$ dB değeri için $\epsilon=0.101$ olarak hesaplanmasıyla frekans cevabı Şekil 5.2'de gösterildiği gibi çizdirilmektedir.

Transfer fonksiyonunun elde edilmesinin ardından kuplaj matrisi sentez metodu için gerekli olan adım, saçılma parametrelerini, yansıma ve iletim katsayılarına ait fonksiyonları kullanarak polinomlar şeklinde ayırabilmektir (Cameron 1999). (5.6b) ve (5.6c)'de verilen karakteristik fonksiyonunun pay ve payda polinomlarının (5.3a) ve (5.3b)'de yerine koyulması ile yansıma ve iletim fonksiyonlarının kutup ve sıfır frekanslarına ulaşılabilir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, $s = jw$ bilgisi göz önüne alınarak fonksiyonların s değişkenine bağlı olarak yazıldığı yani fonksiyonların s domeninde tanımlı olduğudur. Böylece ;

$$\epsilon^2 N_n(s)^2 = 0 \quad (5.7a)$$

$$D_n(s)^2 = 0 \quad (5.7b)$$

$$\epsilon^2 N_n(s)^2 + D_n(s)^2 = 0 \quad (5.7c)$$

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.

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

	İletim Katsayısı (S_{21})		Yansıma Katsayısı (S_{11})	
Sıfırlar (z)	$\pm j5$	$\pm j5$	$\pm j0.6$	$\pm j0.6$
Kutuplar (p)	$-1.164 \pm j1.486$	$1.164 \pm j1.486$	$-1.164 \pm j1.486$	$1.164 \pm j1.486$

Sıfır ve kutupları s domeninde belirlenen iletim ve yansıma katsayıları,

$$st_{21}(s) = \frac{N_{st_{21}}(s)}{\varepsilon_{21} D_{st_{21}}(s)} \quad (5.8a)$$

$$st_{11}(s) = \frac{N_{st_{11}}(s)}{\varepsilon_{11} D_{st_{11}}(s)} \quad (5.8b)$$

şeklinde fonksiyon halinde yazılabilirler. Bu durumda, ε_{21} ve ε_{11} katsayılarının (5.9) ve (5.10) eşitliklerinde verildiği üzere yeniden düzenlenmesi gerekmektedir.

$$\varepsilon_{21} = \sqrt{1 + \varepsilon^2} \quad (5.9)$$

$$\varepsilon_{11} = \sqrt{1 + \varepsilon^{-2}} \quad (5.10)$$

s domeninde (5.8a) ve (5.8b)'de verilmekte olan iletim ve yansıma katsayılarına Hurwitz faktörizasyonu uygulamak suretiyle elde edilen saçılma parametreleri (5.11)'de gösterildiği formda kullanılarak Şekil 5.3'de grafiğe dökülmüş ve rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile karşılaştırılmıştır.

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

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

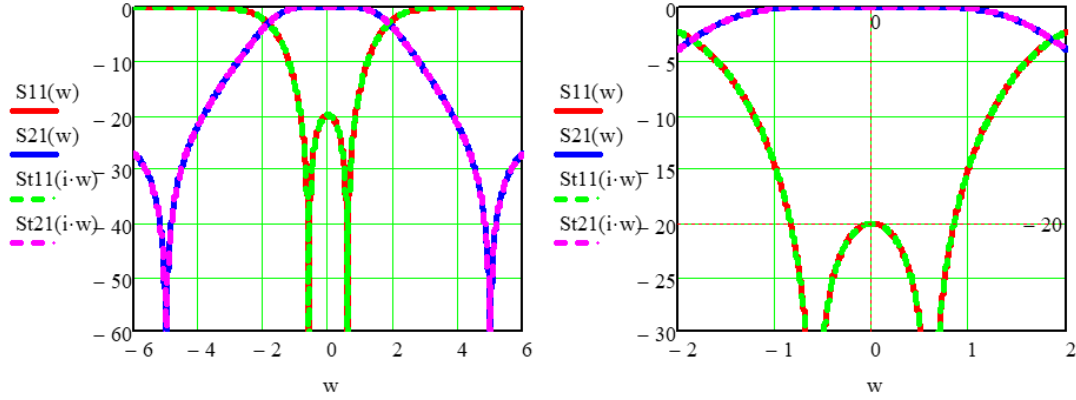
Böylece saçılma parametrelerine ait polinomlar, Hurwitz faktörizasyonu ile iletim ve yansıma katsayılarına ait fonksiyonlardan elde edilmiş olur ve saçılma parametreleri polinomları,

$$F(s) = N_{st_{11}}(s) = s^2 + 0.36 \quad (5.12a)$$

$$P(s) = N_{st_{21}}(s) = s^2 + 25 \quad (5.12b)$$

$$E(s) = D_{st_{21}}(s) = s^2 + 2.327s + 3.564 \quad (5.12c)$$

olarak belirlenmiştir. Bu aşama Cameron (1999) ve Cameron (2003) çalışmalarında kuplaj matrisi sentezinin başlangıç noktası olarak kabul edilmiş ve çift kapılı mikrodalga devreleri için transfer ($S_{21}(s)$) ve yansıma ($S_{11}(s)$) fonksiyonları (5.12)'de verilmekte olan polinomlar aracılığıyla (5.13)'de gösterildiği gibi tanımlanmıştır.



Şekil 5.3. Hurwitz faktörizasyonu ile elde edilen saçılma parametrelerinin rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile karşılaştırılması

Aynı zamanda bu polinomlardan faydalanılarak kısa devre admitans parametreleri ($y_{21}(s)$ ve $y_{22}(s)$) tanımlanabilmektedir.

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

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

Aynı zamanda bu polinomlardan faydalanılarak kısa devre admitans parametreleri ($y_{21}(s)$ ve $y_{22}(s)$) tanımlanabilmektedir. Admittans matrisi bu polinomlar vasıtasıyla Cameron (2003) referans gösterilerek türetilbilir. 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.

$$m1(s) = 1.99s^2 + 3.92 \quad (5.16a)$$

$$n1(s) = 2.327s \quad (5.16b)$$

Admitans matrisi elde etmek için yine Cameron (2003)'de,

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

eşitlikleri yer almaktadır. 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 polinomu olan $y_d(s)$ 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.

$$y_{21}n(s) = y_{12}n(s) = \frac{P(s)}{\epsilon_{21}} = 0.142s^2 + 3.546 \quad (5.19a)$$

$$y_{22}n(s) = y_{22}n(s) = n1(s) = 2.327s \quad (5.19b)$$

$$yd(s) = m1(s) = 1.99s^2 + 3.92 \quad (5.19c)$$

(5.18)'e göre, sonsuz frekanslardaki $y_{21}n(s)$ ve $y_{22}n(s)$ polinomlarının oranı K_0 sabitini ortaya çıkarmaktadır. Buna göre, (5.19a) ve (5.19b)'nin en yüksek dereceli katsayılarının oranından K_0 0.071 olarak bulunmuştur.

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

Tablo 5.3. Başlangıç kuplaj matrisinin belirlenmesi için incelenen rasyonel fonksiyona 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	-1.404	-0.585	0.585	0.765	0.765
2	1.404	0.585	0.585	0.765	-0.765

Tablo 5.3'de verilen değerlerin (5.20)'de yerine yazılması ile önerilen rasyonel fonksiyonun kullanılması durumunda oluşturulabilecek başlangıç kuplaj matrisi aşağıda görüldüğü şekilde belirlenmektedir (Cameron 2003)

$$M = \begin{pmatrix} 0 & T_{11} & T_{12} & K_0 \\ T_{11} & \lambda_0 & 0 & T_{21} \\ T_{12} & 0 & \lambda_1 & T_{22} \\ K_0 & T_{21} & T_{22} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0.765 & -0.765 & 0.071 \\ 0.765 & -1.404 & 0 & 0.765 \\ -0.765 & 0 & 1.404 & 0.765 \\ 0.071 & 0.765 & 0.765 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.20)$$

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

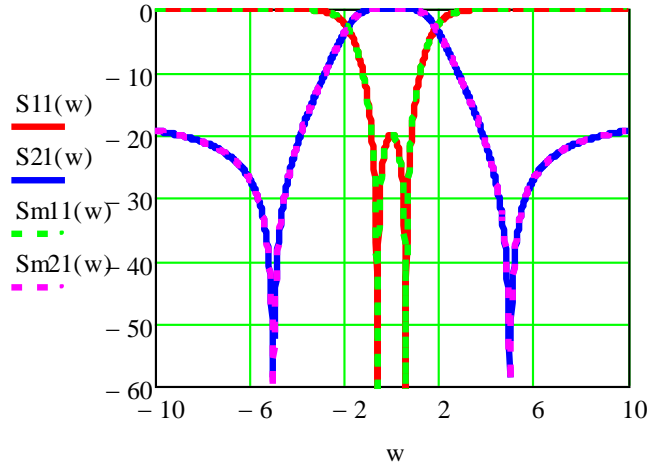
Kaynak-yük kuplajlı ikinci dereceden bir filtre düşünüldüğünde, saçılma parametreleri (5.21)'de verilen formüller kullanılarak hesaplanır (Hong ve Lancaster 2001).

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

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

Burada, $[A] = [q] + p[U] - j[M]$ şeklinde hesaplanan matristir. Bu denklemlerdeki, $[q]$ matrisi $q_{11}=1/q_{e1}$ ve $q_{NN}=1/q_{eN}$ 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 ($S_{m_{21}}$, $S_{m_{11}}$) ile rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri (S_{21} , S_{11}) karşılaştırmalı olarak Şekil 5.4'de gösterilmektedir. Frekans cevabından görüleceği üzere geçme bandının her iki tarafında da birer adet olmak üzere bir çift iletim sıfırına sahip 2. dereceden eliptik karakteristik gösteren filtre cevabı elde edilmektedir.



Şekil 5.4. Kuplaj matrisi ve rasyonel fonksiyondan elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması (S_{11} , S_{21} : Rasyonel Fonksiyon; Sm_{11} , Sm_{21} : Kuplaj Matrisi)

5.1.2 Tek iletim sıfırlı ikinci dereceden band geçiren filtre tasarımı için başlangıç kuplaj matrisinin elde edilmesi

Teorik çalışmaların bu kısmında yukarıda anlatılmakta olan işlem adımlarına uygun olacak şekilde, mikroşerit çoğullayıcı tasarımında kullanılan, 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 kısmı 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 örnek bir tasarım konfigürasyonu simülasyon çalışmaları kısmında verilecektir. 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 vd. 2006). Lenoir vd.(2006) çalışmasında bahsedildiği üzere; bir rasyonel fonksiyonun normalize edilmiş iletim ve yansıma sıfırları frekanslarına bağlı olarak pay ve payda polinomlarının oranı şeklinde (5.22)'de gösterildiği formda yazılması mümkündür.

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

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

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

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 geldiğinden, $Rn(w)$ karakteristik fonksiyonun (5.3a) ve (5.3b)'de yerine koyulması ile Şekil 5.14'de elde edilen normalize frekans cevabında da bir iletim ve iki yansıma sıfırı olduğu açıkça görülmektedir. Bu durumda Tablo 5.4'de verilen normalize iletim ve yansıma sıfırları kullanılarak elde edilen rasyonel fonksiyon,

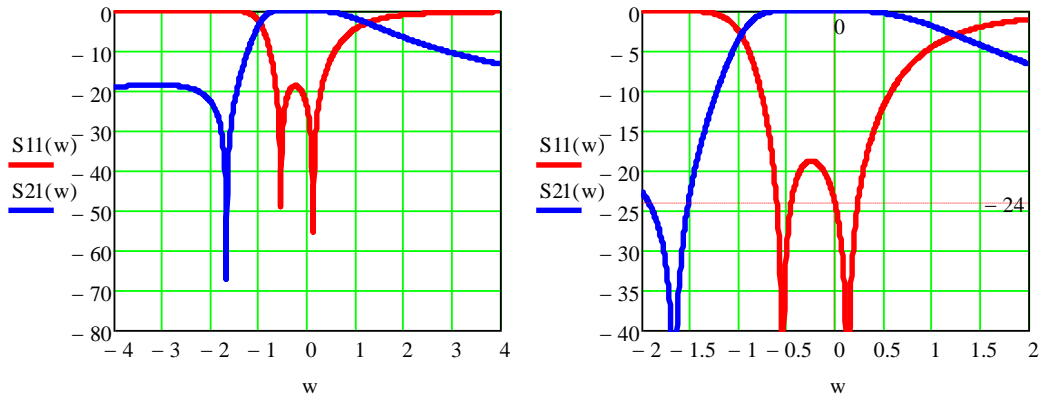
$$Rn(w) = 23.615 \frac{w^2 - 0.407w - 0.72}{w + 1.663} \quad (5.23)$$

şeklinde yazılabilmektedir.

Tablo 5.4. Önerilen filtre devresinin karakteristik fonksiyonunun oluşturulmasında kullanılan normalize yansıma ve iletim sıfırları

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

(5.23)'de verilen $Rn(w)$ karakteristik fonksiyonunun (5.3a) ve (5.3b)'de yerine koyulması ile saçılma parametreleri elde edilmektedir. Burada dalgalanma faktörünün (5.4)'de verilen eşitlik ile $RL = -24$ dB değeri için $\epsilon = 0.063$ olarak hesaplanmasıyla frekans cevabı Şekil 5.5'de gösterildiği gibi çizdirilmektedir.



Şekil 5.5. Tek iletim sıfırlı ikinci dereceden eliptik filtre karakteristiği için frekans cevabı

Başlangıç kuplaj matrisini belirleyebilmek için transfer fonksiyonunun belirlenmesinin ardından saçılma parametreleri, yansımaya ve iletim katsayılarına ait fonksiyonların kullanılmasıyla polinomlar şeklinde ayrılmaktadır. Bu sebeple (5.23)'de verilen karakteristik fonksiyonun (5.3a) ve (5.3b)'de yerine koyulmasıyla yansımaya ve iletim fonksiyonlarının kutup ve sıfır frekanslarına ulaşılabilmektedir. Burada fonksiyonlar s domeninde tanımlıdır ve $s = j\omega$ olup imajiner frekans bileşeni olarak adlandırılır. (5.7a), (5.7b) ve (5.7c)'de verilen formda olan denklemlerin çözümleri ile belirlenen iletim sıfırları, yansımaya sıfırları, iletim ve yansımaya kutupları Tablo 5.5'de verilmektedir.

Tablo 5.5. İletim ve yansımaya katsayılarının s domeninde belirlenen sıfır ve kutup değerleri

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

Önerilen filtre devresinin asimetric frekans cevabına sahip olması sebebiyle, Tablo 5.5'den görüldüğü üzere iletim ve yansımaya sıfırları katlı kök olurken, kutuplar düşey eksene göre simetric olacak şekilde elde edilmiştir. Bu nedenle sıfır ve kutupları s domeninde belirlenen iletim ve yansımaya katsayıları,

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

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

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

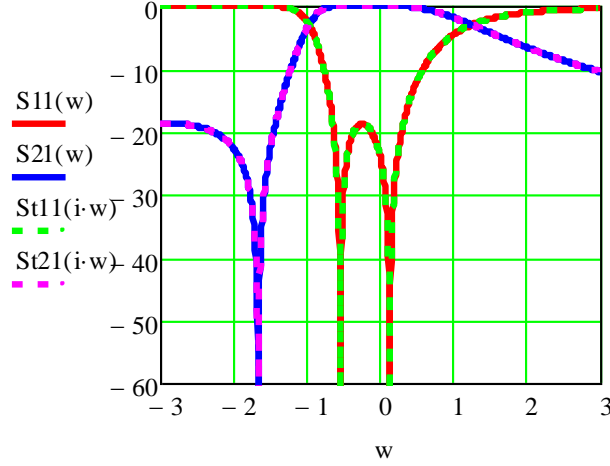
$$\epsilon_{21} = \sqrt{\epsilon^2} = \epsilon \quad (5.25a)$$

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

s domeninde sentezleme işlemi ile elde edilen ve (5.8)'de verilmekte olan iletim ve yansımaya katsayılarının kullanılmasıyla belirlenen saçılma parametreleri (5.26)'da gösterildiği formda kullanılarak Şekil 5.6'da 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 5.6. 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. Saçılma parametrelerine ait polinomların belirlenmesinin ardından literatürde var olan kuplaj matrisi sentez yönteminden faydalanılarak nihai kuplaj matrisi oluşturulacaktır. Cameron (1999) çift kapılı devreler için kuplaj matrisi sentezinin başlangıç adımı olarak iletim ve yansıma katsayılarının polinomları (5.14a) ve (5.14b)'de vermişti. Bu durumda önerilen filtre devresi için,

$$F(s) = N1_{st11}(s) = s^2 + j0.407s + 0.0718 \quad (5.27a)$$

$$P(s) = N1_{st21}(s) = s + j1.663 \quad (5.27b)$$

$$E(s) = D1_{st21}(s) = s^2 + (1.414 - j0.407)s + (0.838 - j0.769) \quad (5.27c)$$

olarak alınmaktadır. Denklem (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)/ε₁₁ kompleks fonksiyonlarının katsayılarının oluşturduğu ve (5.28)'de verilen m1(s) ve n1(s) polinomları

$$m1(s) = 2s^2 + j0.814s + 0.910 \quad (5.28a)$$

$$n1(s) = 1.414s + j0.769 \quad (5.28b)$$

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.

$$y_{21}n(s) = y_{12}n(s) = \frac{P(s)}{\varepsilon_{21}} = 0.683s + j1.135 \quad (5.29a)$$

$$y_{22}n(s) = y_{22}n(s) = n1(s) = 1.414s + j0.769 \quad (5.29b)$$

$$yd(s) = m1(s) = 2s^2 + j0.814s + 0.910 \quad (5.29c)$$

Bu durumda devreye ait başlangıç kuplaj matrisini belirleyecek olan değerler Tablo 5.6'de özetlenmiştir.

Tablo 5.6. 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

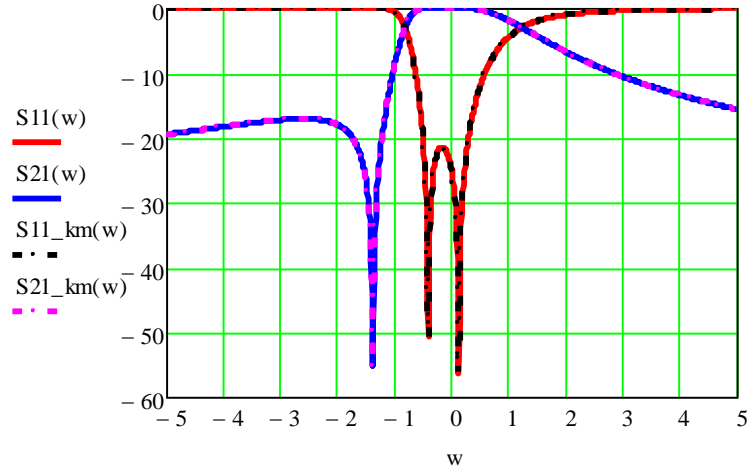
Tablo 6'da verilen değerlerin (5.30)'da yerine yazılması ile önerilen filtre devresine ait başlangıç kuplaj matrisi elde edilmektedir (Cameron, 2003).

$$M = \begin{pmatrix} 0 & T_{11} & T_{12} & K_0 \\ T_{11} & \lambda_0 & 0 & T_{21} \\ T_{12} & 0 & \lambda_1 & T_{22} \\ K_0 & T_{21} & T_{22} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -0.724 & 0.428 & 0 \\ -0.724 & 0.501 & 0 & 0.724 \\ 0.428 & 0 & -0.908 & 0.428 \\ 0 & 0.724 & 0.428 & 0 \end{pmatrix} \quad (30)$$

(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.

Kaynak-yük kuplajlı 2. dereceden bir filtre düşünüldüğünde, saçılma parametreleri (21)'de verilen formüller kullanılarak hesaplanır (Hong ve Lancaster, 2001)

Sonuç olarak, elde edilen kuplaj matrisine ait saçılma parametreleri rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile karşılaştırmalı olarak Şekil 5.7'de verilmektedir. Frekans cevabından görüleceği üzere geçme bandının sol tarafında bir iletim sıfırına sahip 2. dereceden filtre cevabı elde edilmiştir.



Şekil 5.7. Kuplaj matrisi ve rasyonel fonksiyondan elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması (S11, S21: Rasyonel Fonksiyon; S11_km, S21_km: Kuplaj Matrisi)

5.1.3 Üç iletim sıfırlı dördüncü dereceden band geçiren filtre tasarımı için başlangıç kuplaj matrisinin elde edilmesi

Teorik çalışmaların bu kısmında yukarıda anlatılmakta olan işlem adımlarına uygun olacak şekilde, mikroşerit çoğullayıcı tasarımında kullanılan, geçme bandının sol tarafında iki ve sağ tarafında bir adet olmak üzere üç iletim sıfırına sahip dört yansıma sıfırı bulunan filtre karakteristiğine uygun transfer fonksiyonları elde edilerek kuplaj matrisi sentez metodu ile asimetric frekans cevabının elde edilmesi sağlanmıştır. Sentezleme işlemi gerçekleştirilecek olan devrenin tasarım parametreleri şu şekilde sıralanabilir: Dört kutuplu filtre, 1.957 GHz merkez frekansına ve %0.102 kısmi band genişliğine sahiptir. İletim 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 parametrelere sahip bir filtre devresine ait başlangıç kuplaj matrisinin elde edilebilmesi 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 vd. (2006)'da verilen forma dayalı olarak (5.31)'de gösterildiği şekilde yazılması mümkündür.

$$R_n(w) = \frac{N_n(w)}{D_n(w)} \quad (5.31a)$$

$$N_n(w) = M(w - w_{p1})(w - w_{p2})(w - w_{p3})(w - w_{p4}) \quad (5.31b)$$

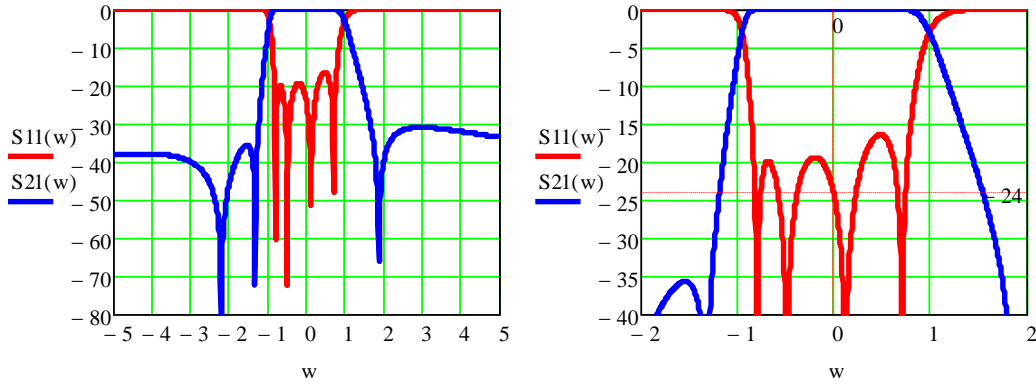
$$D_n(w) = (w - w_{z1})(w - w_{z2})(w - w_{z3}) \quad (5.31c)$$

Önerilen filtre devresinin üç iletim sıfırı ve dört yansıma sıfırı bulunması sebebiyle, yukarıda verilen eşitliklerden görüldüğü üzere rasyonel fonksiyonun kutupları frekans cevabında iletim sıfırlarına, rasyonel fonksiyonunun sıfırları yansıma sıfırlarına karşılık gelmektedir. Bu nedenle Şekil 5.8'de verilmekte olan, $R_n(w)$ karakteristik fonksiyonun (5.3a) ve (5.3b)'de yerine koyulması ile elde edilen normalize frekans cevabında da üç iletim ve dört yansıma sıfırı olduğu açıkça görülmektedir. Bu durumda rasyonel fonksiyonun Tablo5. 7'de verilen normalize iletim ve yansıma sıfırları kullanılarak (5.32)'de verildiği formda yazılması mümkündür.

$$R_n(w) = 1209 \frac{w^4 - 0.653w^3 - 0.427w^2 + 0.237w + 0.058}{w^3 + 2.003w^2 + 4.049w - 7.064} \quad (5.32)$$

Tablo 5.7. Önerilen 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



Şekil 5.8. Üç iletim sıfırına sahip dördüncü dereceden eliptik filtre karakteristiği için frekans cevabı

(5.32)'de verilen $R_n(w)$ karakteristik fonksiyonunun (5.3a) ve (5.3b)'de yerine koyulması ile saçılma parametreleri elde edilmektedir. Burada dalgalanma faktörünün (5.4)'de verilen eşitlik ile $RL = -24$ dB değeri için $\epsilon = 0.063$ olarak hesaplanmasıyla normalize edilmiş frekans cevabı Şekil 5.8'de gösterildiği gibi çizdirilmektedir.

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, (5.32)'de verilen karakteristik fonksiyon (5.3a) ve (5.3b)'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 (5.7a), (5.7b) ve (5.7c)'de verilen forma dönüşmesi ile elde edilen denklemlerin çözümleri Tablo 5.8'de verilen iletim sıfırları, yansıma sıfırları, iletim ve yansıma kutuplarının belirlenmesini sağlamaktadır.

Tablo 5. 8. 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 5.8'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 asimetric bir frekans cevabına sahip olması sebebiyle sıfır ve kutupları s domeninde belirlenen iletim ve yansıma katsayıları,

$$st21_1(s) = \frac{N1_{st21}(s)}{\epsilon_{21}D1_{st21}(s)} \quad \text{ve} \quad st21_2(s) = \frac{N2_{st21}(s)}{\epsilon_{21}D2_{st21}(s)} \quad (5.33a)$$

$$st11_1(s) = \frac{N1_{st11}(s)}{\epsilon_{11}D1_{st11}(s)} \quad \text{ve} \quad st11_2(s) = \frac{N2_{st11}(s)}{\epsilon_{11}D2_{st11}(s)} \quad (5.33b)$$

şeklinde fonksiyonlar halinde yazılabilirler. Bu durumda, ϵ_{21} ve ϵ_{11} katsayılarının (5.34a) ve (5.34b) eşitliklerinde verildiği şekilde yeniden düzenlenmesi gerekmektedir.

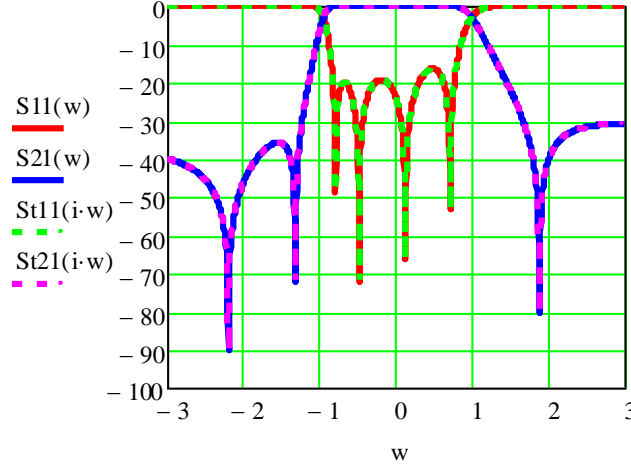
$$\epsilon_{21} = \sqrt{\epsilon^2} = \epsilon \quad (5.34a)$$

$$\epsilon_{11} = \sqrt{\epsilon^2/\epsilon^2} = 1 \quad (5.34b)$$

s domeninde sentezleme işlemi ile elde edilen ve (5.8)'de verilmekte olan iletim ve yansıma katsayılarının kullanılmasıyla belirlenen saçılma parametreleri (5.35)'de gösterildiği formda kullanılarak Şekil 5.9'da grafiğe dökülmüş ve rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile karşılaştırılmıştır.

$$St21(s) = 10\log|st21_1(s) st21_2(s)| \quad (5.35a)$$

$$St11(s) = 10\log|st11_1(s) st11_2(s)| \quad (5.35b)$$



Şekil 5.9. 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. Cameron (1999) çalışmasında çift kapılı devreler için kuplaj matrisi sentez yönteminin başlangıç adımı olan iletim ve yansıma katsayılarının polinomları önerilen filtre devresi için,

$$F(s) = N1_{st11}(s) = s^4 + j0.433s^3 + 0.596s^2 + j0.205s + 0.034 \quad (5.36a)$$

$$P(s) = N1_{st21}(s) = s^3 + j1.661s^2 + 3.73s + j5.463 \quad (5.36b)$$

$$E(s) = D1_{st21}(s) = s^4 + (1.567 + j0.433)s^3 + (1.818 + j0.640)s^2 + (1.184 + j0.662)s + (0.384 + j0.374) \quad (5.36c)$$

olarak hesaplamıştır. (5.36)'da 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 $F(s)/\epsilon_{11}$ kompleks fonksiyonlarının katsayılarının oluşturduğu ve (5.37)'de verilen $m1(s)$ ve $n1(s)$ polinomları

$$m1(s) = 2s^4 + j0.866s^3 + 2.414s^2 + j0.866s + 0.418 \quad (5.37a)$$

$$n1(s) = 1.567s^3 + j0.640s^2 + 1.184s + j0.374 \quad (5.37b)$$

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 (5.38a), (5.38b)'de ve ortak payda polinomu ise (5.38c)'de verilmektedir.

$$y_{21}n(s) = y_{12}n(s) = \frac{P(s)}{\varepsilon_{21}} = 0.098s^3 + j0.16s^2 + 0.366s + j0.535 \quad (5.38a)$$

$$y_{22}n(s) = y_{22}n(s) = n1(s) = 1.567s^3 + j0.640s^2 + 1.184s + j0.374 \quad (5.38b)$$

$$y_d(s) = m1(s) = 2s^4 + j0.866s^3 + 2.414s^2 + j0.866s + 0.418 \quad (5.38c)$$

Bu durumda devreye ait başlangıç kuplaj matrisini belirleyecek olan değerler Tablo 5.9'de özetlenmiştir.

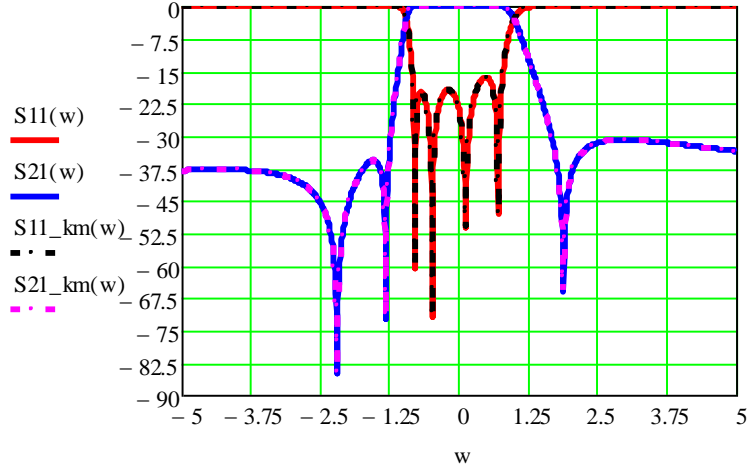
Tablo 5.9. Başlangıç kuplaj matrisinin belirlenmesi için önerilen filtre fonksiyonuna ait özdeğer, rezidüler ve özvektörler

k	Özdeğerler	Rezidüler		Özvektörler	
	λ_k	r_{21k}	r_{22k}	$T_{Nk} = \sqrt{r_{22k}}$	$T_{1k} = \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{22k}}}$
1	0.289	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

Tablo 5.9'da verilen değerlerin (5.39)'da yerine yazılması ile önerilen filtre devresine ait başlangıç kuplaj matrisi elde edilmektedir (Cameron,1999).

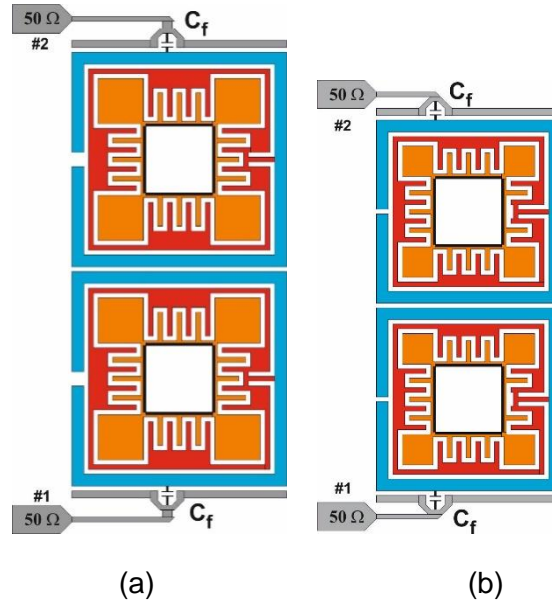
$$M = \begin{pmatrix} 0 & T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} & K_0 \\ T_{11} & \lambda_1 & 0 & 0 & 0 & T_{41} \\ T_{12} & 0 & \lambda_2 & 0 & 0 & T_{42} \\ T_{13} & 0 & 0 & \lambda_3 & 0 & T_{43} \\ T_{14} & 0 & 0 & 0 & \lambda_4 & T_{44} \\ K_0 & T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -0.581 & 0.485 & -0.28 & 0.363 & 0 \\ -0.581 & 0.29 & 0 & 0 & 0 & 0.581 \\ 0.485 & 0 & -0.725 & 0 & 0 & 0.485 \\ -0.28 & 0 & 0 & -0.997 & 0 & 0.28 \\ 0.363 & 0 & 0 & 0 & 0.999 & 0.363 \\ 0 & 0.581 & 0.485 & 0.28 & 0.363 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.39)$$

(5.39)'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 4. dereceden bir filtre düşünüldüğünde, saçılma parametreleri (5.21a) ve (5.21b)'de verilen formüller kullanılarak hesaplanır (Hong ve Lancaster, 2001).



Şekil 5.10. Rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile sentezleme işlemi ile elde edilen saçılma parametrelerinin karşılaştırılması

Sonuç olarak, elde edilen kupa matrisine ait saçılma parametreleri rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile karşılaştırmalı olarak Şekil 5.10'da verilmektedir. Frekans cevabından görüleceği üzere geçme bandının sol tarafında iki ve sağ tarafında bir olmak üzere üç iletim sıfırına sahip 4. dereceden filtre cevabı elde edilmiştir.



Şekil 5.11. ÇMF#1 ve ÇMF#2 konfigürasyonları

Projenin bu dönemindeki çalışmalar, çok modlu filtre devrelerinin herhangi ekstra bağlantılara ihtiyaç duymaksızın bir araya getirilmesiyle minimum kayıplar ve oldukça minyatür boyutlarda çok modlu iki kanala sahip çoğullayıcı devreleri elde etmek üzerine yoğunlaştırılmıştır. Ayrıca literatürde yapılan çalışmalar incelendiğinde mikrodalga çoğullayıcı devreleri için sentezleme işlemlerinin gerçekleştirilmesinin yanı sıra sentez metoduna dayalı

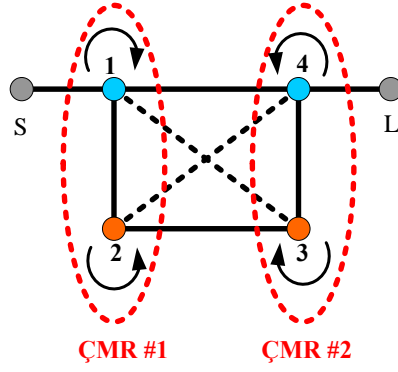
olarak kuplaj matrislerinin elde edilemediği gözlemlenmiş ve bu raporda mikrodalga çoğullayıcı devreleri için kuplaj matrisi sentez metoduna dayalı olarak üç kapılı devrelere ait nihai kuplaj matrisleri de elde edilmiştir.

Konfigürasyonları Şekil 5.11'de verilmekte olan geçme bandının sol tarafında iki ve sağ tarafında birer iletim sıfırına sahip **Çok Modlu Filtre (ÇMF)** devrelerine ait başlangıç kuplaj matrisleri yukarıda anlatılmakta olan işlem adımlarına uygun olarak ÇMF#1 ve ÇMF#2 için sırasıyla Eşitlik (5.40a) ve (5.40b)'de gösterildiği şekilde bulunmuştur.

$$M_{\text{ÇMF\#1}} = \begin{pmatrix} 0 & T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} & K_0 \\ T_{11} & \lambda_1 & 0 & 0 & 0 & T_{41} \\ T_{12} & 0 & \lambda_2 & 0 & 0 & T_{42} \\ T_{13} & 0 & 0 & \lambda_3 & 0 & T_{43} \\ T_{14} & 0 & 0 & 0 & \lambda_4 & T_{44} \\ K_0 & T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -0.581 & 0.485 & -0.28 & 0.363 & 0 \\ -0.581 & 0.29 & 0 & 0 & 0 & 0.581 \\ 0.485 & 0 & -0.725 & 0 & 0 & 0.485 \\ -0.28 & 0 & 0 & -0.997 & 0 & 0.28 \\ 0.363 & 0 & 0 & 0 & 0.999 & 0.363 \\ 0 & 0.581 & 0.485 & 0.28 & 0.363 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.40a)$$

$$M_{\text{ÇMF\#2}} = \begin{pmatrix} 0 & T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} & K_0 \\ T_{11} & \lambda_1 & 0 & 0 & 0 & T_{41} \\ T_{12} & 0 & \lambda_2 & 0 & 0 & T_{42} \\ T_{13} & 0 & 0 & \lambda_3 & 0 & T_{43} \\ T_{14} & 0 & 0 & 0 & \lambda_4 & T_{44} \\ K_0 & T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -0.619 & -0.316 & 0.527 & 0.392 & 0 \\ -0.619 & 0.272 & 0 & 0 & 0 & 0.619 \\ -0.316 & 0 & -1.099 & 0 & 0 & 0.316 \\ 0.527 & 0 & 0 & -0.822 & 0 & 0.527 \\ 0.392 & 0 & 0 & 0 & 0.996 & 0.392 \\ 0 & 0.619 & 0.316 & 0.527 & 0.392 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.40b)$$

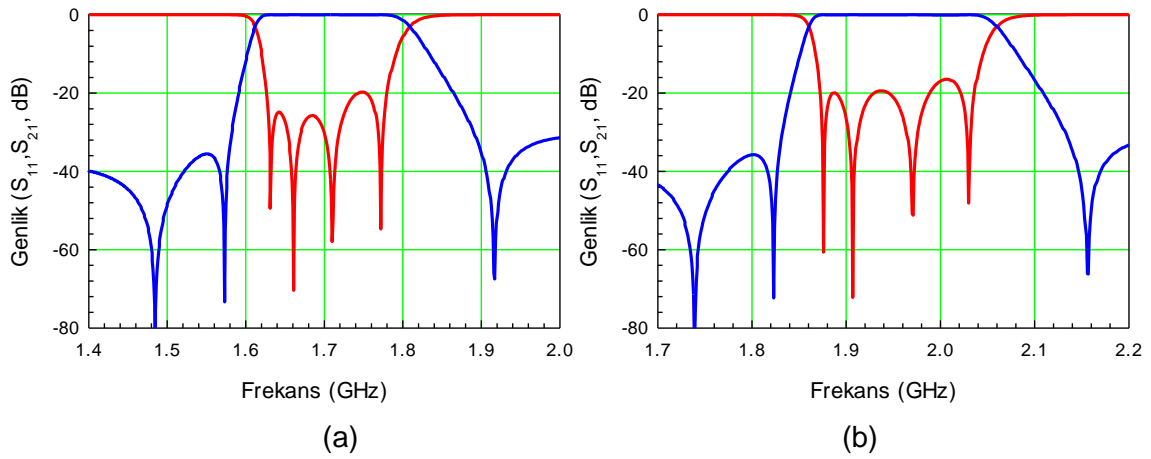
Eşitlik (5.40a) ve (5.40b)'de verilen kuplaj matrisi kaynak-yük kuplaj şemasına göre oluşturulduğu için ilk satır ve sütunlar kaynak ve son satır ve sütunlar da yük olarak adlandırılır. Verilen M kuplaj matrisinde sıfır dışındaki diğer tüm elemanlar rezonaötürün bir modu ile diğer bir modu arasında kuplaj 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 5.12'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 Eşitlik (5.41a) ve (5.41b)'de verildiği şekilde bulunmaktadır.



Şekil 5.12. ÇMF#1 ve ÇMF#2 için kupaaj diyagramı gösterimi

$$M_{\text{ÇMF\#1}} = \begin{pmatrix} 0 & 0.885 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.885 & -0.025 & 0.002 & -0.679 & 0.054 & 0 \\ 0 & 0.002 & -0.446 & -0.491 & -0.576 & 0 \\ 0 & -0.679 & -0.491 & 0.028 & 0.258 & 0 \\ 0 & 0.054 & -0.576 & 0.258 & 0.006 & 0.082 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.082 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.41a)$$

$$M_{\text{ÇMF\#2}} = \begin{pmatrix} 0 & -0.956 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.956 & -0.089 & 0.154 & 0.706 & 0.086 & 0 \\ 0 & 0.154 & -0.352 & 0.587 & -0.698 & 0 \\ 0 & 0.706 & 0.587 & -0.24 & -0.146 & 0 \\ 0 & 0.086 & -0.698 & -0.146 & -0.067 & 0.05 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.05 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.41b)$$



Şekil 5.13. a) ÇMF#1 ve b) ÇMF#2 için teorik ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

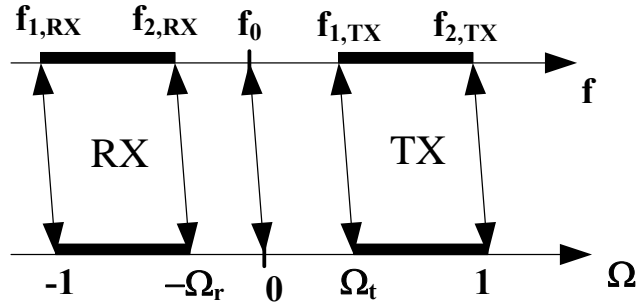
Kaynak-yük kupaajlı 4. dereceden bir filtre için, saçılma parametreleri Eşitlik (5.21a) ve (5.21b)'de verilen formüller kullanılarak hesaplanır (Hong ve Lancaster 2001). Elde edilen kupaaj matrisine ait saçılma parametreleri simülasyon sonuçları ile karşılaştırmalı olarak Şekil 5.13'de verilmektedir. 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.

Kanal filtre topolojileri keyfi olarak belirlenen mikrodalga çoğullayıcı sentez işlemi öncelikle,

$$\Omega = \frac{1}{\text{FBW}} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (5.42)$$

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 5.14 bu dönüşümün ilgili frekans noktaları arasındaki ilişkisini göstermektedir (Macchiarella ve Tamiazzo, 2006) $f_{1,RX}$ ve $f_{2,RX}$, $f_{1,TX}$ ve $f_{2,TX}$ sırasıyla alıcı (RX) ve verici (TX) filtrenin 3 dB kesim noktalarıdır. Normalizasyon işlemi için kullanılacak olan merkez frekansı değeri $f_0 = \sqrt{f_{1,RX}f_{2,TX}}$ olarak belirlenir ve kısmi band genişliği ise $\text{KBG} = (f_{2,TX} - f_{1,RX}/f_0)$ şeklinde belirlenmektedir.



Şekil 5.14. Frekans dönüşümü (Macchiarella ve Tamiazzo 2006)

Öncelikle alıcı ve verici filtre ile ilgili frekans değerleri, çiftleyici devresinden bağımsız olarak Şekil 5.14’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 5.10’da özetlenmektedir.

Tablo 5.10. RX ve TX filtrelerinin karakteristik fonksiyonlarının oluşturulmasında kullanılan normalize yansıma ve iletim sıfırları

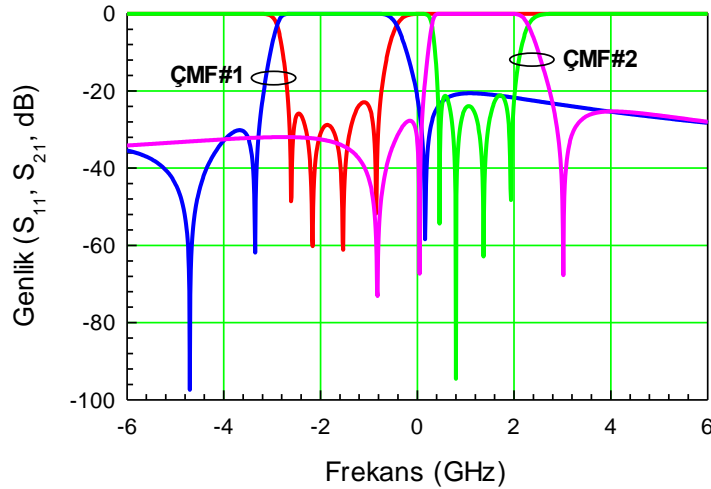
	İletim Sıfırları			Yansıma Sıfırları			
RX	-4.699	-3.353	0.163	-2.605	-2.164	-1.534	-0.846
TX	-0.825	0.049	3.018	0.461	0.8	1.372	1.936

RX ve TX filtreler için rasyonel fonksiyonun ($R_n(w)$) normalize edilmiş iletim ve yansıma sıfırları frekanslarına bağlı olarak pay ve payda polinomlarının oranı şeklinde Eşitlik (5.43a) ve (5.43b)'de gösterildiği gibi yazılması mümkündür (Hong ve Lancaster, 2001).

$$R_{n_{RX}}(w) = 0.351 \frac{w^4 - 7.150 w^3 - 18.293 w^2 + 19.618 w + 7.322}{w^3 + 7.89 w^2 + 14.442 w - 2.571} \quad (5.43a)$$

$$R_{n_{TX}}(w) = -0.125 \frac{w^4 - 4.569 w^3 - 7.197 w^2 + 4.57 w + 0.98}{w^3 + 2.243 w^2 + 2.381 w + 0.123} \quad (5.43b)$$

Eşitlik (5.43a) ve (5.43b)'de verilen karakteristik fonksiyonların iletim ve yansıma katsayılarının verildiği Eşitlik (5.3a) ve (5.3b)'de yerine koyulması ile saçılma parametreleri elde edilmektedir. ϵ dalgalanma (ripple) faktörü ve $R_n(w)$ rasyonel fonksiyonuna bağlı olarak yazılırlar (Hong ve Lancaster, 2001). Bu durumda, dalgalanma faktörünün (5.4)'de verilen eşitlik ile $RL = -22.5$ ve -33 dB değerleri için sırasıyla $\epsilon = 4.67$ ve 7.04 olarak hesaplanmasıyla frekans cevabı Şekil 5.15'de gösterildiği gibi çizdirilmektedir.



Şekil 5.15. RX ve TX filtreler için transfer fonksiyonlarından elde edilen frekans cevabı

Bu durumda ayrıca her bir filtre için saçılma parametreleri,

$$S_{11}^{RX}(w) = \frac{F_{RX}(w)}{E_{RX}(w)}, \quad S_{11}^{TX}(s) = \frac{F_{TX}(w)}{E_{TX}(w)} \quad (5.44a)$$

$$S_{21}^{RX}(w) = \frac{P_{RX}(w)}{E_{RX}(w)}, \quad S_{21}^{TX}(s) = \frac{P_{TX}(w)}{E_{TX}(w)} \quad (5.44b)$$

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, Eşitlik (5.43a) ve (5.43b)'de verilen karakteristik fonksiyonlar (5.3a) ve (5.3b)'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 (5.45a), (5.45b) ve (5.45c)'de verilen forma dönüşmesi ile elde edilen denklemlerin çözümleri Tablo 5.11'de her bir kanal için verilen iletim sıfırları, yansıma sıfırları, iletim ve yansıma kutuplarının belirlenmesini sağlamaktadır.

$$\varepsilon^2 N n_{RX/TX}(s)^2 = 0 \quad (5.45a)$$

$$D n_{RX/TX}(s)^2 = 0 \quad (5.45b)$$

$$\varepsilon^2 N n_{RX/TX}(s)^2 + D n_{RX/TX}(s)^2 = 0 \quad (5.45c)$$

Tablo 5.11. 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 5.11'den görüldüğü üzere RX ve TX filtre devrelerinin s domenindeki iletim ve yansıma katsayıları fonksiyonlarının çözülmesi ile iletim ve yansıma sıfırları katlı kök olarak elde edilirken, 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 yansımaya katsayıları kompleks frekans düzleminde sol yarı düzlemde bulunan sıfır ve kutup noktaları seçilerek polinomların çarpımı şeklinde yazılabilmektedir.

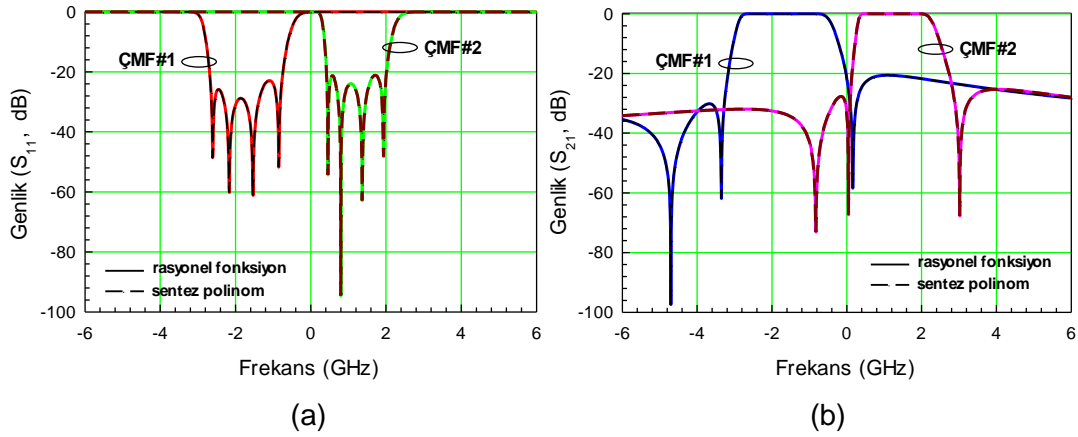
$$S_{ht21}(s) = 10 \log |sh_{x21_{TX}}(s) sh_{y21_{TX}}(s)| \quad (5.46a)$$

$$S_{hr21}(s) = 10 \log |sh_{x21_{RX}}(s) sh_{y21_{RX}}(s)| \quad (5.46b)$$

$$S_{ht11}(s) = 10 \log |sh_{x11_{TX}}(s) sh_{y11_{TX}}(s)| \quad (5.46c)$$

$$S_{hr11}(s) = 10 \log |sh_{x11_{RX}}(s) sh_{y11_{RX}}(s)| \quad (5.46d)$$

s domeninde sentezleme işlemi ile elde edilen iletim ve yansımaya katsayılarının kullanılmasıyla belirlenen saçılma parametreleri (5.46)'da gösterildiği formda kullanılarak Şekil 5.16'da rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile karşılaştırılmıştır.



Şekil 5.16. 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}

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

$$S_{11}(s) = \frac{N(s)}{D(s)}, \quad S_{21}(s) = \frac{P_t(s)}{D(s)}, \quad S_{31}(s) = \frac{P_r(s)}{D(s)} \quad (5.47)$$

şeklinde belirlenmektedir. Burada $D(s)$ polinomunun kökleri devrenin kutup noktalarını, $N(s)$ polinomunun kökleri devrenin ortak bağlantı noktası olan giriş portundaki yansımaya sıfırlarını, $P_r(s)$ ve $P_t(s)$ 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 gözükken giriş admitansının

bulunması gerekmektedir. Giriş admitansı, her bir alıcı ve verici filtrenin girişinden gözükten admitansların toplamı olduğundan dolayı,

$$Y_{in}(s) = Y_{in}^{RX}(s) + Y_{in}^{TX}(s) \quad (5.48)$$

olarak hesaplanmaktadır. Bu durumda her bir filtre girişinden gözükten admitanslar Eşitlik (5.49)'da verildiği formda yazılarak elde edilmektedir.

$$Y_{in}^{RX}(s) = \frac{1 - S_{11}^{RX}}{1 + S_{11}^{RX}}, \quad Y_{in}^{TX}(s) = \frac{1 - S_{11}^{TX}}{1 + S_{11}^{TX}} \quad (5.49)$$

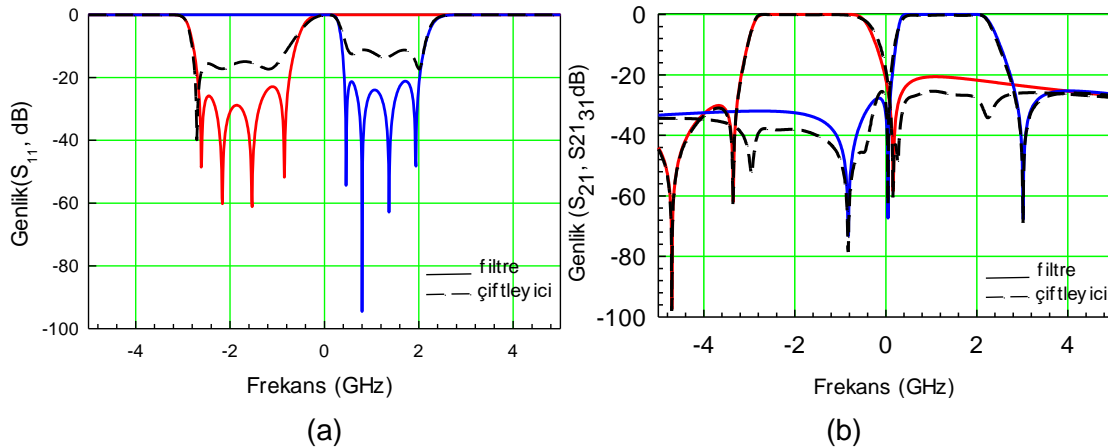
Bu durumda ana devrenin girişindeki geri dönüş kaybı seviyesi,

$$S_{11}(s) = \frac{1 - Y_{in}(s)}{1 + Y_{in}(s)} \quad (5.50)$$

bulunmaktadır. Diğer saçılma parametreleri için Eşitlik (5.51)'de verilen eşitliklerin (Hong ve Lancaster 2001) kullanılması ile çiftleyici devresinin transfer fonksiyonları aracılığıyla elde edilecek olan frekans cevabının çizdirilmesi mümkün olmaktadır (Macchiarella ve Tamiazzo 2006). Çiftleyici devresi için normalize frekanslarda elde edilen frekans cevabı Şekil 5.17'de RX ve TX filtre frekans cevapları ile karşılaştırmalı olarak verilmektedir. Şekilde kesikli çizgiler çiftleyici, düz çizgiler ise filtre için olan frekans cevaplarını göstermektedir.

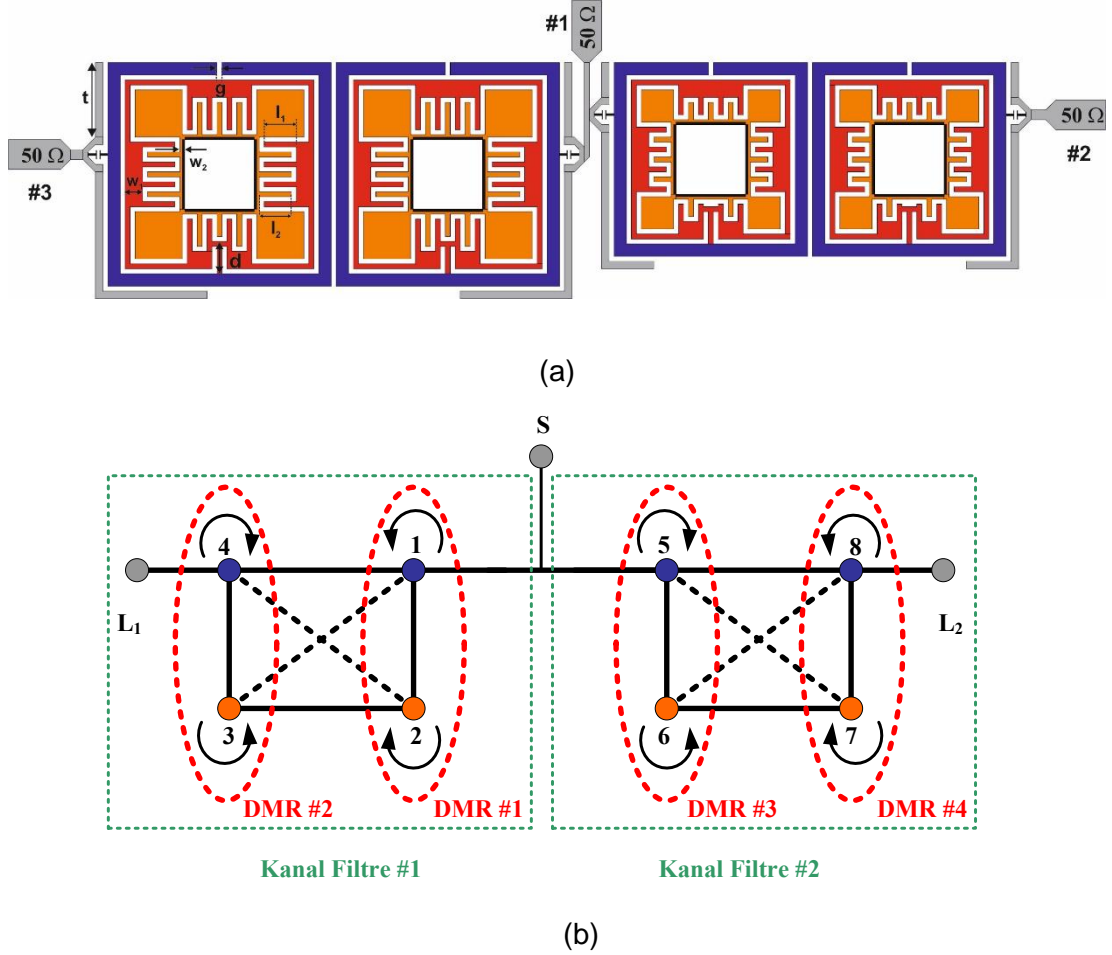
$$S_{21}(s) = \frac{S_{21}^{TX}(1 + Y_{in}^{TX})}{Y_{in}^{TX} + Y_{in}^{RX}} \quad (5.51a)$$

$$S_{31}(s) = \frac{S_{21}^{RX}(1 + Y_{in}^{RX})}{Y_{in}^{RX} + Y_{in}^{TX}} \quad (5.51b)$$



Şekil 5.17. 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 5.18(a)'da gösterilmektedir. Tam dalga elektromanyetik simülasyon programı ile tasarlanan devrenin toplam boyutu 44.2 x 12.0 mm²'dir.



Şekil 5.18. a) Önerilen mikroşerit çiftleyici devresi b) kuplaj diyagramı

Sentezleme işleminin tamamlanmasıyla, kuplaj matrisi sentez metodunda kullanılmak üzere iletim ve yansıma katsayıları polinomların çarpımı şeklinde yazılmış olur. Önerilen çiftleyici devresi için kuplaj matrisi sentez yönteminin başlangıç adımı olan iletim ve yansıma katsayılarının polinomları $N(s)$ ve $D(s)$ 8. dereceden kompleks polinomlar olarak bulunurken, $Pr(s)$ ve $Pt(s)$ ise 7. dereceden kompleks polinomlar olarak Tablo 5.12'de verildiği şekilde elde edilirler.

Admitans matrisi bulunması için öncelikle $D(s)$ ve $(N(s))/\epsilon_{11}$ 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 Eşitlik (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} ve S_{21}^{TX} polinomlarının pay ve payda polinomlarının katsayılarından oluşan $m1_{RX}(s)$ ve $m1_{TX}(s)$ polinomlarından ve $P_{RX}(s)$ ve $P_{TX}(s)$ pay polinomlarından yararlanarak elde edilmiş ve Tablo 5.12'de gösterilmiştir. Bu durumda devreye ait başlangıç kuplaj matrisini belirleyecek olan değerler Tablo 5.13'de özetlenmektedir.

Tablo 5.12. 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	0	0
5	j21.416625	16.293	0	0
6	10.26	j4.552	0	0
7	j2.581375	2.140	0	0
8	1	0	0	0

$$M := \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & T4_0 & T4_1 & T4_2 & T4_3 & T4_4 & T4_5 & T4_6 & T4_7 \\ 0 & 0 & 0 & T1_0 & T1_1 & T1_2 & T1_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & T2_0 & T2_1 & T2_2 & T2_3 \\ T4_0 & T1_0 & 0 & \lambda_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ T4_1 & T1_1 & 0 & 0 & \lambda_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ T4_2 & T1_2 & 0 & 0 & 0 & \lambda_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ T4_3 & T1_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ T4_4 & 0 & T2_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_4 & 0 & 0 & 0 \\ T4_5 & 0 & T2_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_5 & 0 & 0 \\ T4_6 & 0 & T2_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_6 & 0 \\ T4_7 & 0 & T2_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_7 \end{pmatrix} \quad (5.52)$$

Tablo 5.13'de verilen değerlerin Eşitlik (5.52)'de yerine yazılması ile önerilen çiftleyici devresine ait başlangıç kuplaj matrisi elde edilmektedir (Lenoir vd. 2006).

Tablo 5.13. Önerilen çiftleyici fonksiyonuna ait özdeğer, rezidü ve özvektör değerleri

k	Özdeğerler	Rezidüleri			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

(5.52)'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 Eşitlik (53a), (53b) ve (53c)'de verilen saçılma parametreleri formüllerinde yerine yerleştirilmek suretiyle kuplaj matrisi sentez metoduna bağlı olarak frekans cevabı elde edilebilmektedir.

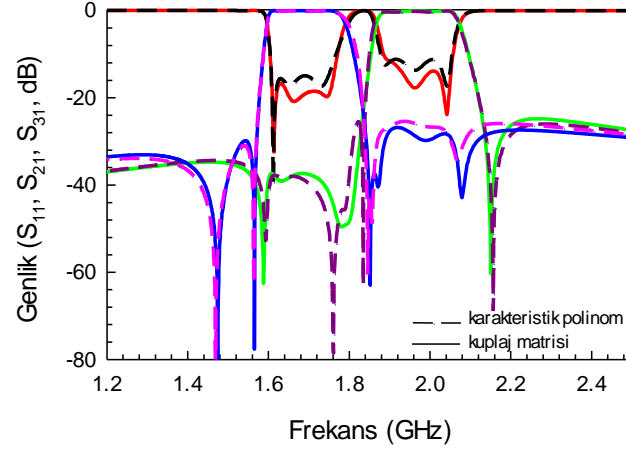
$$S_{11} = \pm \left(1 - \frac{2}{\sqrt{q_{e1}}} [A]_{11}^{-1} \right) \quad (5.53a)$$

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} q_{e2}}} [A]_{21}^{-1} \quad (5.53b)$$

$$S_{31} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} q_{e3}}} [A]_{31}^{-1} \quad (5.53c)$$

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 (Lenoir vd.,2006).

Sonuç olarak, elde edilen kuplaj matrisine ait saçılma parametreleri rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile karşılaştırmalı olarak Şekil 5.19'da verilmektedir. Frekans cevabından görüleceği üzere kanal filtrelerinin her bir geçme bandınının sol tarafında iki ve sağ tarafında bir olmak üzere üç iletim sıfırı bulunmakta ve her kanal dört moddan oluşmaktadır.



Şekil 5.19. Çiftleyici için kuplaj matrisine ait saçılma parametreleri rasyonel fonksiyondan elde edilen saçılma parametreleri ile karşılaştırılması

	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

(5.54)

Tablo 5.14. Önerilen çiftleyici devresine ait kuplaj matrisi eleman değerleri

i	j	M _{ij} = M _{ji}	i	j	M _{ij} = M _{ji}
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

5.2 Simülasyon Çalışmaları

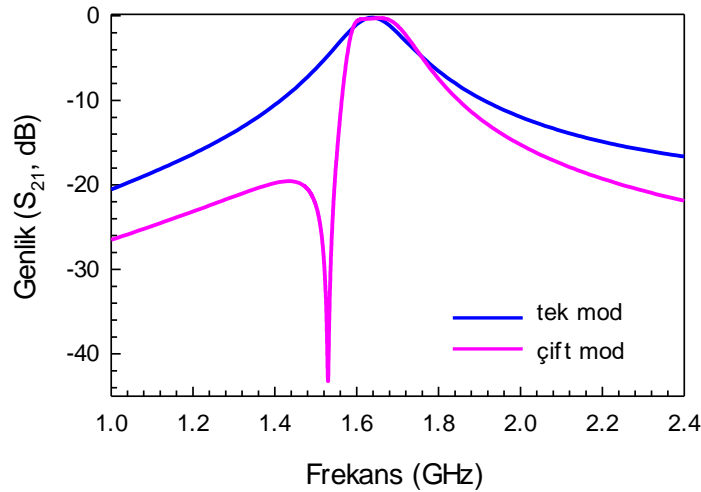
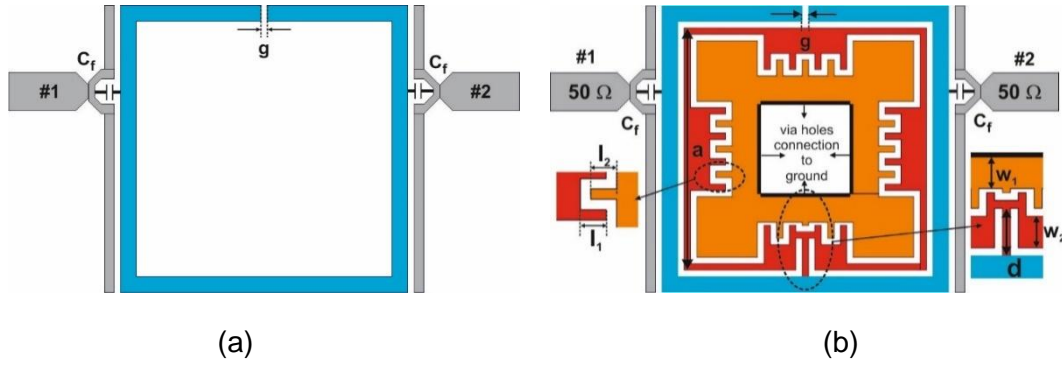
Mikroşerit çift modlu rezonatörler kullanarak yüksek seçiciliğe sahip, minyatür mikroşerit çoğullayıcı tasarlanması amaçlandığından ikinci iş paketinde yer alan simülasyon çalışmaları üç aşamada gerçekleştirilmektedir. İlk aşamada interdigital yükleme elemanına sahip çift modlu rezonatör parametrelerinin frekans cevabı üzerindeki etkilerini görebilmek için önerilen açık halka rezonatörün simülasyonları tam dalga elektromanyetik simülasyon programı kullanılarak yapılmaktadır (Sonnet, 2016) İkinci aşamada, özdeş iki adet çift modlu rezonatörün uygun kuplaj altında kullanılmasıyla dört modlu band geçiren filtre tasarımı gerçekleştirilmektedir. Son aşamada ise, farklı boyutlarda tasarlanan iki adet dört modlu band geçiren filtrelerin kullanılmasıyla elde edilen çok modlu çiftleyici tasarımının simülasyon çalışmaları tamamlanmıştır.

Simülasyon çalışmalarının son bölümünde ise, farklı boyutlarda tasarlanan iç içe yerleştirilmiş açık halka rezonatörlerin kullanılmasıyla elde edilen çok modlu çok bandlı mikroşerit çiftleyici tasarımının simülasyon çalışmaları tamamlanmıştır.

Tasarlanan filtre ve çiftleyicide kullanılan dejenere modların uyarımı yükleme elemanı uygulamalarından yararlanılarak yapılmaktadır. 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 vd. 2007).

Şekil 5.20a ve 5.20b'de konvansiyonel tek mod açık halka rezonatörler ile önerilen çift modlu rezonatör konfigürasyonları yer almaktadır. Şekillerden de görüleceği üzere aynı boyutlara sahip açık halka rezonatörlerde mod uyarımını sağlamak amacıyla interdigital birim hücrelerin oluşturduğu kapasitif yükleme elemanı d uzunluğuna sahip indüktif bir hat aracılığıyla rezonatöre bağlanmaktadır. Şekil 5.20a ve 5.20b'de besleme kollarında C_f kapasitelerinin kullanılmasının sebebi 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 parmağın uzunluklarının (l_1 , l_2) arttırılıp 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

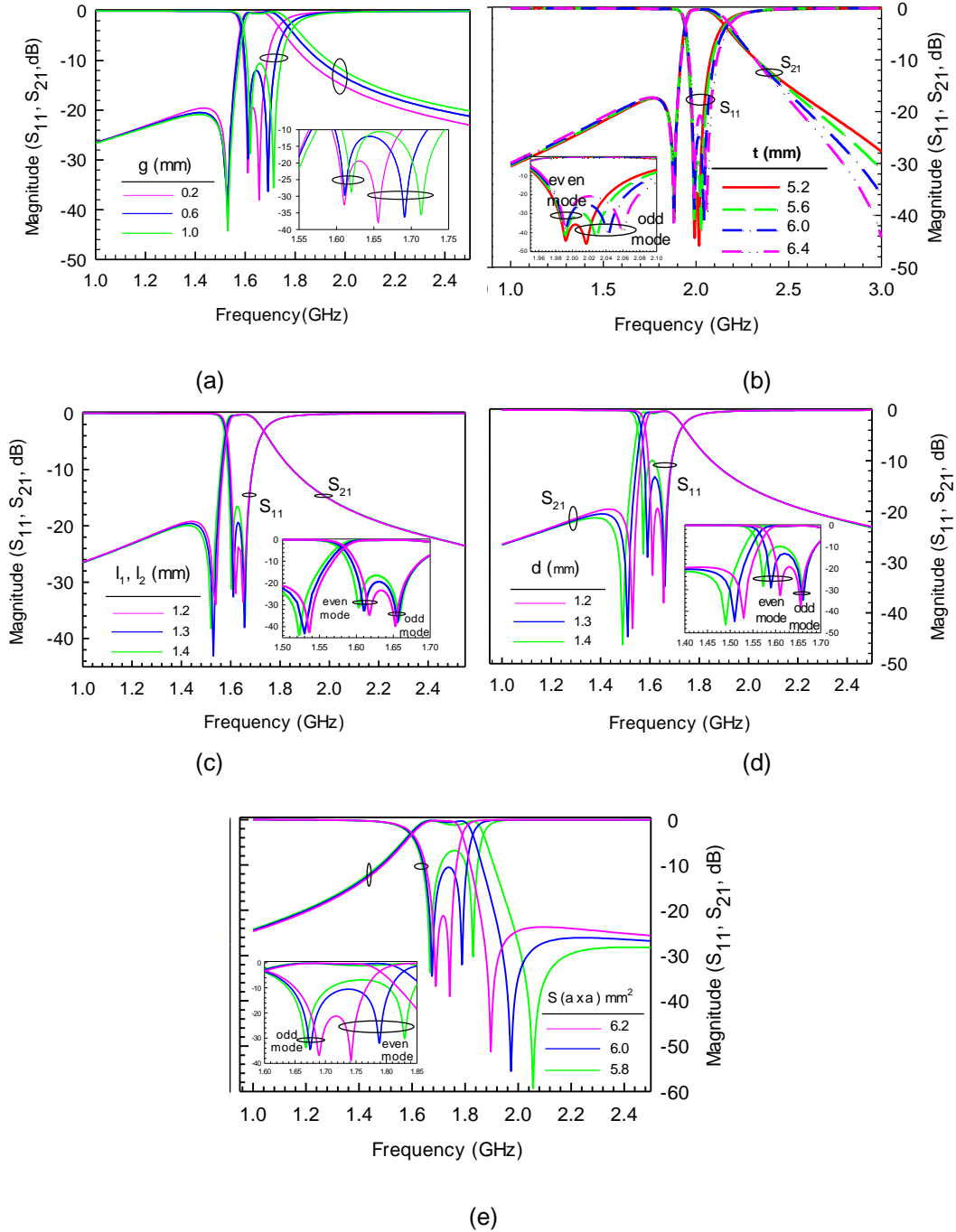
sebebiyle frekans cevabında oldukça hassas ayarlamaların yapılabilmesidir. Aynı zamanda iletkenlerin genişliklerinin (w_1 , w_2) değiştirilmesi aracılığıyla da yüklem elemanının toplam boyutunda herhangi bir değişiklik yapılmaksızın iletim sıfırının geçme bandının bir tarafından diğer tarafına geçirebilmesi mümkün olmaktadır. Önerilen devre konfigürasyonu günümüzün popüler konularından biri olan devre boyutlarının minimuma indirilmesi açısından da oldukça önemli bir katkıda bulunmaktadır. Şekil 5.20'de verilen olan tek ve çift modlu açık halka rezonatörlerin frekans cevabından da görüleceği üzere çift modlu rezonatör geçme bandının sol tarafında bir adet iletim sıfırına sahiptir. Aynı zamanda 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 rezonatörler ile kıyaslandığında yüklem elemanına sahip açık halka rezonatörler oldukça yüksek kalite faktörüne sahiptir.



(c)

Şekil 5.20. a) Tek mod rezonatör yapısı b) önerilen çift modlu rezonatör yapısı c) tek modlu ve çift modlu açık halka rezonatörlerin frekans cevabının karşılaştırılması

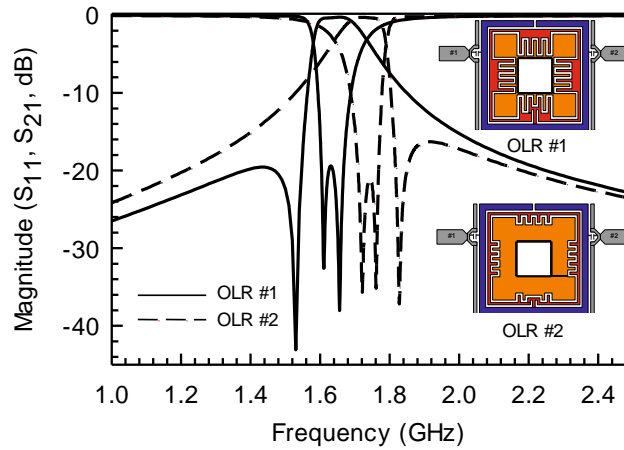
Açık halka rezonatörün temel rezonans frekansı rezonatörün toplam boyutu ile belirlenmektedir ve toplam boyut rezonatör boşluğunun (g) artırılıp azaltılması suretiyle değiştirilebilmektedir. Bu durum Şekil 5.21a'da görüldüğü gibi tek mod olarak adlandırılan mod frekansının değişimini sağlarken, çift mod ve transmisyon sıfırını neredeyse hiç etkilememektedir. Şekil 5.21b'de ise tek mod frekansını etkileyen bir diğer parametrenin besleme hatlarının rezonatöre bağlantı noktasının yüksekliği (t) olduğu açıkça görülmektedir.



Şekil 5.21. Farklı a) g b) t c) l_1 ve l_2 d) d e) S 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 5.21c ve 5.21d'de net bir şekilde görülmektedir. Şekil 5.21e'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 uzunlukları kullanılabilecektir.

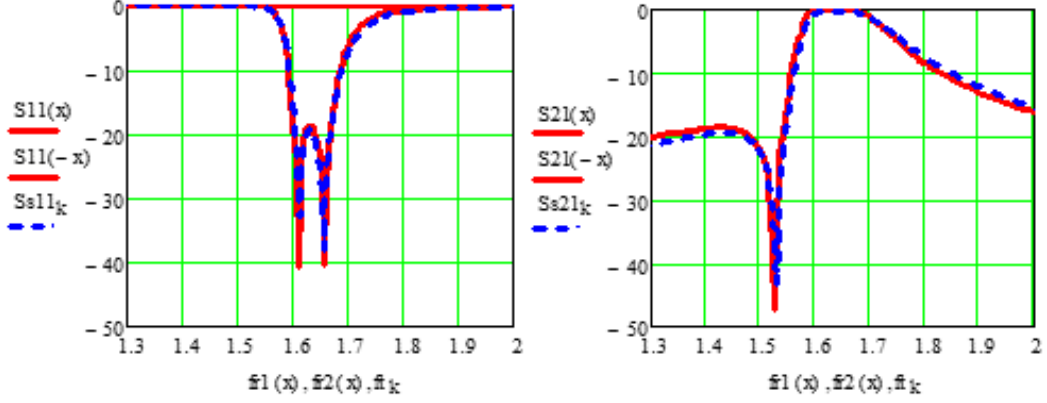
İnterdigital yükleme elemanı kullanmanın avantajlarından biri de yine toplam boyut değişmeksizin l_1 , l_2 ve d parametreleri ile transmisyon sıfırının geçme bandının istenilen kısmına yerleştirilmesidir. Bu durum özellikle nihai hedefi oluşturan çoğullayıcı tasarımında kanallar arası izolasyon ve seçicilik açısından oldukça önemlidir. Şekil 5.22'de transmisyon sıfırının geçme bandının sol ve sağ tarafında yer almasını sağlayacak olan iki farklı açık halka rezonatör konfigürasyonu verilmektedir. Şekilde açık halka rezonatörlerin yükleme elemanında interdigital parmak uzunluklarının 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 gözlemlenmektedir.



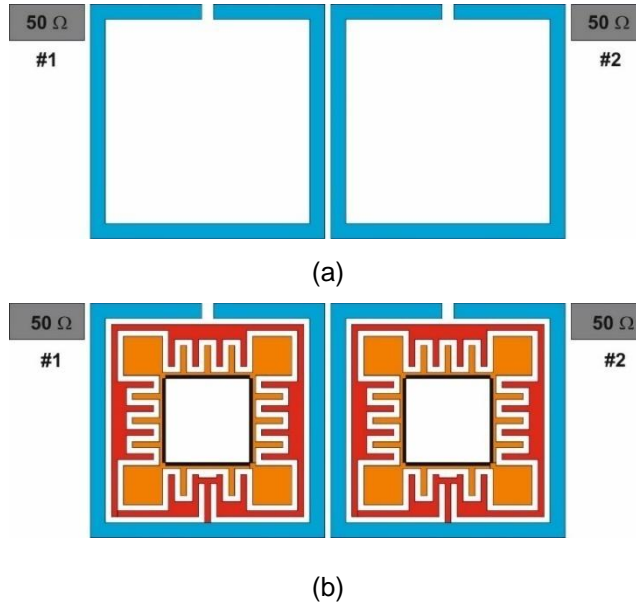
Şekil 5.22. Açık halka rezonatör konfigürasyonları ve frekans cevaplarının karşılaştırılması

Tam dalga elektromanyetik simülasyon programı yardımıyla elde edilen frekans cevabının doğruluğunu göstermek amacıyla, teorik çalışmalar kısmında geçme bandının sol tarafında bir iletim sıfırı bulunan çift modlu filtre devresi için kuplaj matrisi sentez metodu ile elde edilen

frekans cevabı frekans dönüşüm tekniklerinden yararlanılarak gerçek frekanslara geçiş yapılmak suretiyle Şekil 5.23'de karşılaştırılmıştır. Şekil 5.23'den de görüleceği üzere sonuçlar birbiri ile oldukça uyumludur.



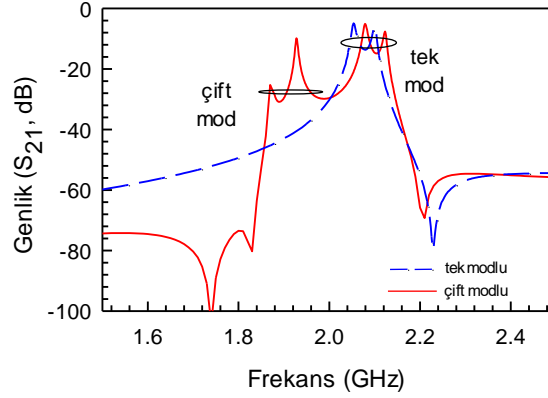
Şekil 5.23. Teorik ve simülasyon sonuçlarından elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması



Şekil 5.24. İki özdeş a) tek b) çift modlu rezonatörün zayıf kuplaj altındaki gösterimi

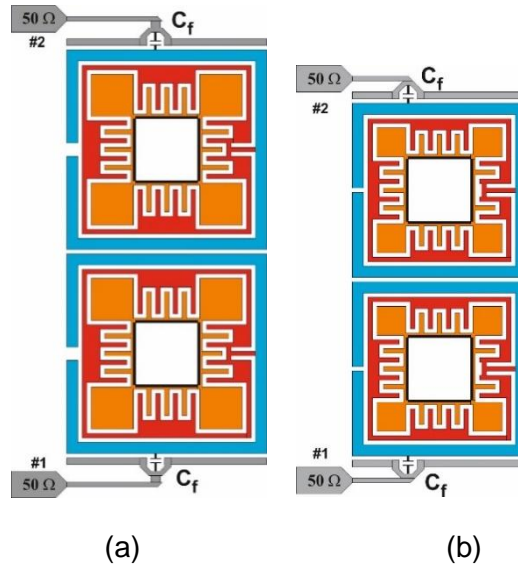
Simülasyon çalışmalarının bir sonraki aşamasında interdigital yükleme elemanına sahip açık halka rezonatörlerin yukarıda bahsedilen özelliklerinden faydalanılarak iki özdeş çift modlu açık halka rezonatörün uygun aralık ile kuplajlanması sonucunda dört modlu band geçiren filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. 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 5.24a'da verildiği şekilde kuplajlanması ile Şekil 5.25'de 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 5.24b'de verilmektedir. Beklenildiği üzere iki çift modlu rezonatörün kuplajlanması ile dört mod elde edilmiştir. Şekil 5.25'de 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.



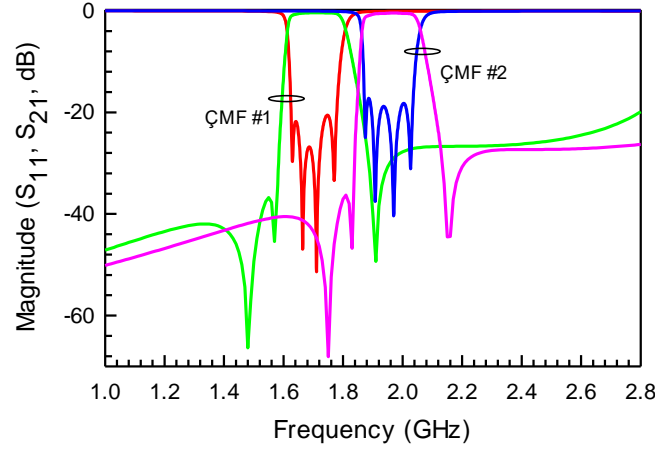
Şekil 5.25. İki özdeş tek/çift modlu rezonatörün zayıf kuplaj altında elde edilen frekans cevabı

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 5.26a ve 5.26b'de interdigital yükleme elemanına sahip açık halka rezonatörlerin kullanılması ile oluşturulan ÇMF#1 ve ÇMF#2 tasarımları verilmektedir.

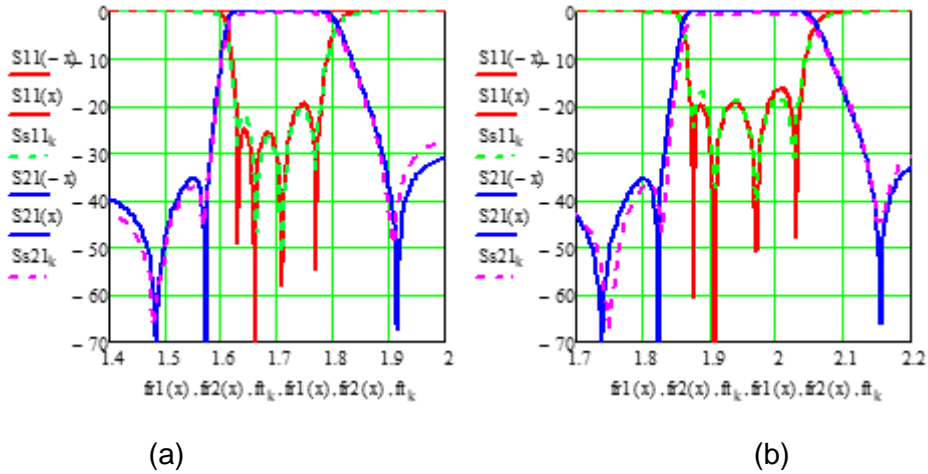


Şekil 5.26. a) ÇMF#1 b) ÇMF#2 konfigürasyonları

ÇMF#1 ve ÇMF#2 tasarımlarında toplam yüzey alanı sırasıyla 9.0×9.0 ve 7.8×7.8 mm²'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 5.27. ÇMF#1 ve ÇMF#2 için frekans cevapları

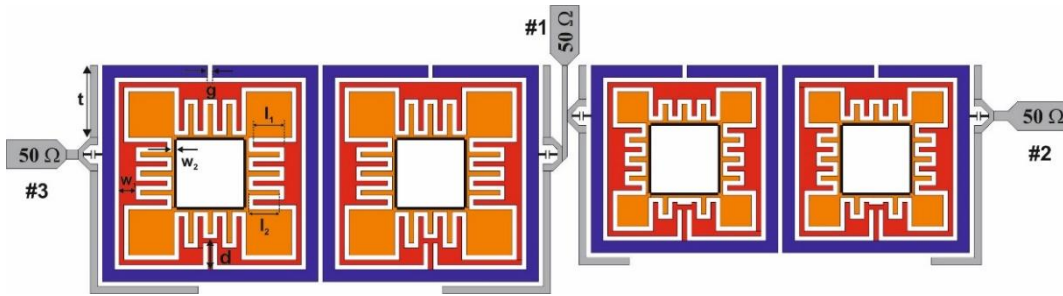


Şekil 5.28. a) ÇMF#1 ve b) ÇMF#2 için teorik ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

Şekil 5.27'de ÇMF#1 ve ÇMF#2 için tam dalga elektromanyetik simülasyon 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 yansımaya 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 yüklemeye 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.

ÇMF#1 ve ÇMF#2 için teorik ve simülasyon çalışmalarından elde edilen frekans cevapları Şekil 5.28'de karşılaştırılmıştır ve sonuçlarının birbiri ile uyum içinde oldukları gözlemlenmiştir. Şekilde düz çizgiler teorik çalışmadan elde edilen ve kesikli çizgiler simülasyon sonuçlarından elde edilen frekans cevaplarının göstermektedir.



Şekil 5.29. Dördüncü dereceden kanal filtrelerine sahip mikroşerit çiftleyici devresi

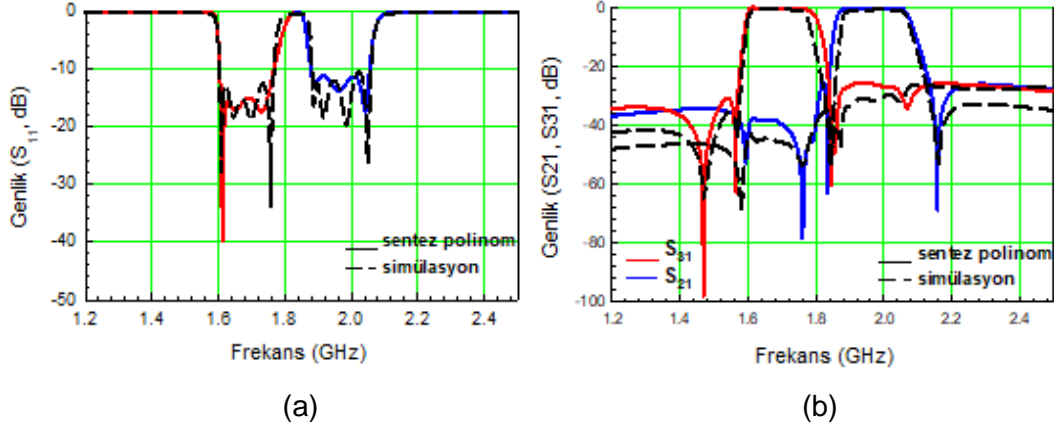
Farklı frekans bölgelerine sahip işlemlerin eş zamanlı olarak gerçekleşmesinin için dördüncü dereceden mikrodalga filtrelerin uygun konfigürasyonları ile elde edilen yüksek kanal seçiciliğine sahip mikrodalga çoğullayıcı devresi Şekil 5.29'da önerilmektedir. Tam dalga elektromanyetik simülasyon programı ile tasarlanan devrenin toplam boyutu 44.2 x 12.0 mm²'dir. Çiftleyici devresinde kullanılan her bir kanal filtre için yapılan boyutlandırma Tablo 5.15'de verilmektedir.

Tablo 5.15. 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

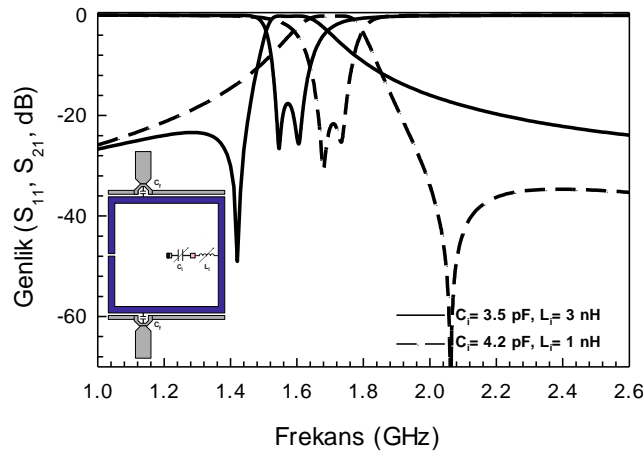
Önerilen mikroşerit çiftleyici devresinin simülasyon ve sentezleme işlemi ile elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması Şekil 5.30'da verilmektedir. Frekans cevabından görüleceği üzere her iki kanal arasındaki izolasyon seviyesi oldukça iyidir. Mikroşerit

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.

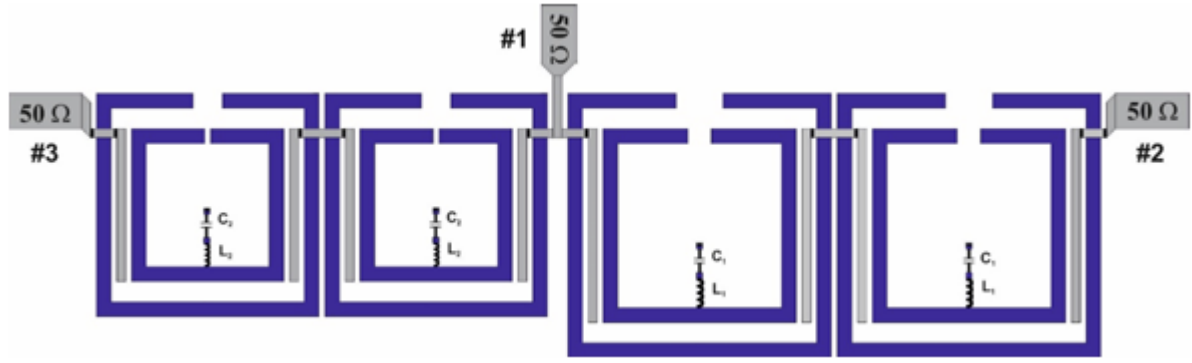


Şekil 5.30. Çiftleyici için simülasyon ve sentezleme işlemi ile elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması a) S_{11} b) S_{21} ve S_{31}

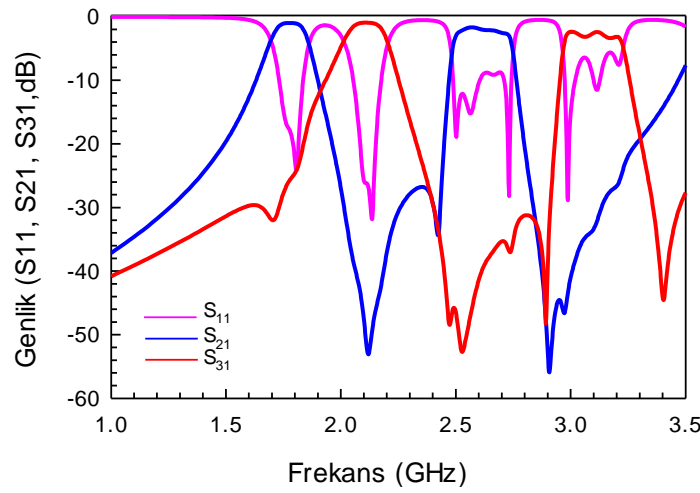
Yüksek kanal seçiciliğine sahip mikrodalga çoğullayıcı devresini elde edebilmek amacıyla kullanılan rezonatör devresinin interdigital yükleme elemanı, karşılıklı olarak yerleştirilen interdigital parmakların etkisini temsilen bir kapasite ve rezonatöre bağlandığı ince hattı temsilen bir indüktör kullanılarak Şekil 5.31'da görüldüğü üzere yeniden modellenmiştir. Bu durum bir yandan interdigital yapı kullanılması sebebiyle oluşan kayıpların azalmasını sağlarken diğer taraftan da harmoniklerden arınmış bir üst band oluşmasını sağlamıştır. Kullanılan bu modelde transmisyon sıfırının geçme bandının sol/sağ tarafına geçişi Şekil 5.31'da gösterildiği üzere seri rezonatör devresinin eleman değerlerinin değiştirilmesiyle sağlanabilmektedir.



Şekil 5.31. Seri LC yükleme elemanına açık halka rezonatör konfigürasyonları ve frekans cevaplarının karşılaştırılması



Şekil 5.32. Çok modlu ve çok bandlı mikroşerit çoğullayıcı devre konfigurasyonu

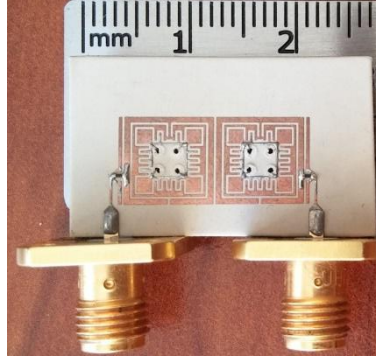


Şekil 5.33. Önerilen çok modlu çok bandlı mikrodalga çoğullayıcı devresinin frekans cevabı

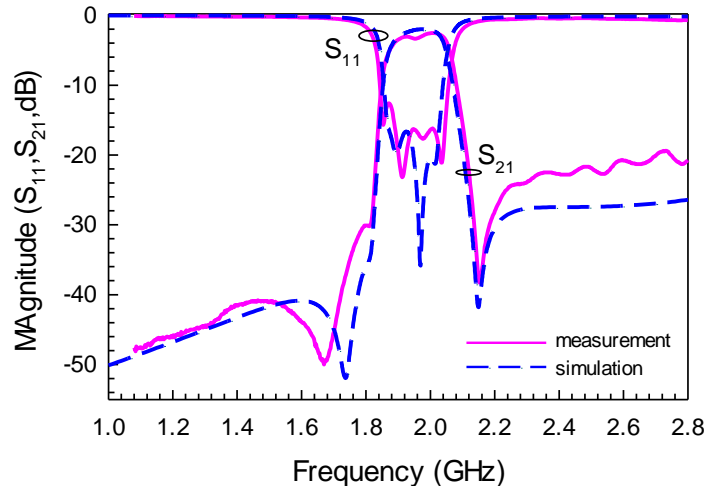
Çok modlu ve çok bandlı mikrodalga çoğullayıcı tasarımını gerçekleştirmek amacıyla çok modlu filtrelerden elde edilen çok modlu kanalların yanı sıra çok bandlı kanalların da oluşturulabilmesi için farklı elektriksel uzunluklara rezonatörlerin iç içe yerleştirilmesi yöntemi kullanılmıştır (Karpuz ve Gorur 2009, Karpuz vd. 2013). Besleme hattı konfigurasyonunun devam ettirilebilmesi için yapıda, besleme hatlarının aralarına hava köprüleri yerleştirilmiştir. Ayrıca, bir ucu toprak düzlem ile bağlantılı seri LC devreleri ise, çift mod rezonatörlerin dejenere modlarını uyarmak için, bir önceki çalışmada bulunan interdigital yükleme elemanı yerine kullanılmışlardır. Bu sayede, band genişliği ayarlanabilirliği ve filtreleme özelliklerinin yeniden yapılandırılabilirliği ve tek-çift mod frekansları her geçiş bandında kolayca elde edilebilmektedir. Şekil 5.32' de gösterilen mikrodalga çoğullayıcı devresine ait tüm boyutlar 1.8 GHz, 2.6 GHz ve 2.1 GHz ve 3.0 GHz frekanslarına kanal filtrelerinin geçirme bandlarının merkez frekanslarını ayarlayabilmek için tam dalga elektromanyetik simülasyon programı aracılığıyla elde edilmiştir (Sonnet, 2016). 1 ve 2 nolu kapılar arasındaki kanal filtresinin yüzey alanı $9.0 \times 18.7 \text{ mm}^2$ iken, 1 ve 3 nolu kapılar arasındaki filtre için toplam boyut $7.6 \times$

15.9 mm²'dir. Önerilen devrede dıştaki rezonatörler her bir kanal filtresinin birinci geçirme bandını ayarlamak için kullanılırken, içerideki çift mod rezonatörler ise ikinci geçirme bandını ayarlamak için kullanılmıştır. Devrenin toplam yüzey alanı 12.0 x 40.3 mm²'dir. Herbir kanal için geçme bandının her iki tarafında iletim sıfırları yer alması sebebiyle kanallar arası izolasyonun oldukça iyi olduğu gözlemlenmiştir.

5.3 Deneysel Çalışmalar



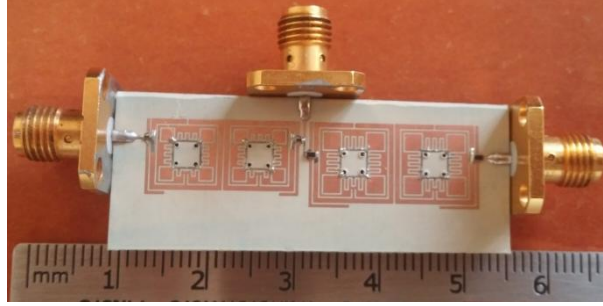
Şekil 5.34. Üretilen dört modlu band geçiren filtre devresi



Şekil 5.35. Üretilen filtre devresinin simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması

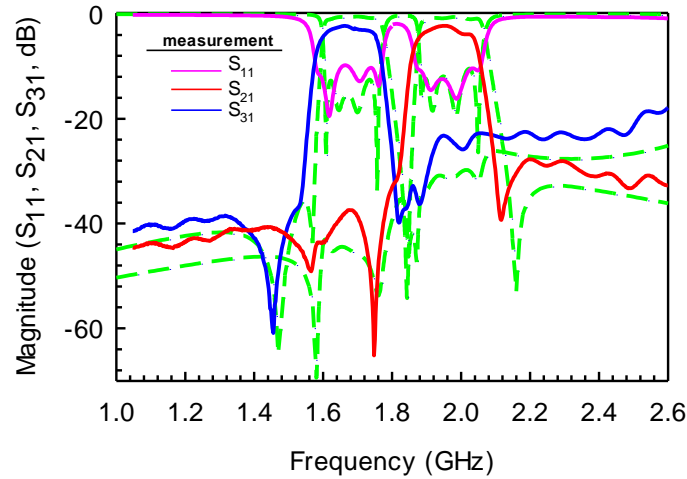
Deneysel çalışmalar kısmında, simülasyon çalışmalarında tam dalga elektromanyetik simülasyon programı SONNET kullanılarak simülasyonu gerçekleştirilen dört modlu mikroşerit filtre devresinin (ÇMF#2 için) imalat işlemleri tamamlanmıştır (Sonnet, 2016). Simülasyon cevaplarını doğrulamak amacıyla, önerilen filtre devresi, bağlı dielektrik katsayısı 10.2 ve kalınlığı 1.27 mm olan RT/Duroid taban üzerine imal edilmiştir. Baskı devre teknolojisi kullanılarak üretilen filtre devresi Şekil 5.34'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 5.35'de verilmiştir. Şekilde düz çizgi simülasyon ve kesikli çizgi ölçüm sonuçlarını göstermektedir. Sonuçların birbiri ile uyum içerisinde olduğu gözlemlenmektedir. Geçme bandındaki araya girme kaybı yaklaşık -2.5 dB seviyesindedir ve band dışı durdurma seviyesi ise -20 dB seviyesinden düşüktür.



Şekil 5.36. İmal edilen çiftleyici fotoğrafı

Bir sonraki adımda önerilen mikroşerit çiftleyici devre, baskı devre tekniklerinden faydalanılarak 1.27 mm kalınlığa ve 10.2 bağıl dielektrik sabitine sahip RT/Duroid üzerine Şekil 5.36'da 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 5.37'de 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 5.37. Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

6 SONUÇ

Proje kapsamındaki çok bandlı ayarlanabilir filtre tasarımı çalışmalarına yönelik iş paketinde çeşitli band durduran ve band geçiren filtreler teorik ve simülasyon çalışmalarının yanı sıra üretim ve testlerinin de gerçekleştirilmesi suretiyle literatüre kazandırılmıştır. Bu çalışmalar içerisinde çift modlu kare halka rezonatörlerin kullanılmasına dayalı olarak bir, iki ve dört bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımları, bir ve iki bandlı ayarlanabilir band durduran filtre tasarımları ve bir bandlı ayarlanabilir SIW band geçiren filtre yer almaktadır. Söz konusu ayarlanabilir filtre tasarımlarında özellikle çift modlu kare halka rezonatörler ön plana çıkmakta ve bu rezonatörlerde kullanılan varaktör diyotlar sayesinde de elektronik olarak ayarlama işlemi ortaya konmaktadır.

Tek bandlı ayarlanabilir band geçiren filtre tasarımında çift modlu kare halka rezonatörde pertürbasyon elemanı yerine kullanılan bir varaktör diyot sayesinde elektronik olarak ayarlama işlemi başarılmıştır. Bu tasarımda varaktör diyodun kapasitans değerine göre filtreleme karakteristiğinin yeniden yapılandırılabilmesi de mümkün olmuştur. Böylece hem lineer faz hem de eliptik filtreleme karakteristiklerinin elde edilebildiği, aynı zamanda band genişliğinin de ayarlanabildiği bir filtre literatüre kazandırılmıştır. Benzer tasarım metodu iki bandlı ayarlanabilir filtre tasarımında da ele alınmış, bu tasarımda iç içe yerleştirilmiş farklı elektriksel uzunlukta iki rezonatör kullanılmıştır. Her iki geçme bandının da birbirlerinden bağımsız olarak band genişliğinin ayarlanabilmesi ve filtreleme karakteristiklerinin yeniden yapılandırılabilmesi mümkündür. Yine dört bandlı ayarlanabilir filtre tasarımında, varaktör diyot kapasitanslarının kare halka rezonatörün diğer köşelerinde yer alan referans kapasitanslarla eşit olması durumunda geçme bandının elektronik olarak anahtarlanabilmesi başarılmıştır. Her bir geçme bandı diğerlerinden bağımsız olarak anahtarlanabildiği için söz konusu çalışmanın haberleşme sistemlerinde kriptolojik yaklaşımlarda kullanılabileceği düşünülmektedir. Çift modlu kare halka rezonatörlerin kullanılması suretiyle band durduran filtre tasarımları da ortaya konmuştur. Bu çalışmalarda giriş ve çıkış portlarını birbirine bağlana düz bir iletim hattına kuplajlanan çift modlu kare halka rezonatörlerde yine varaktör diyotlar kullanılmış, böylece hem bir bandlı hem de iki bandlı ayarlanabilir band durduran filtre tasarımları literatüre kazandırılmıştır. Ayarlanabilir filtre çalışmalarında ayrıca SIW yapılar da proje kapsamında ele alınmıştır. Bu doğrultuda merkez frekansı ayarlanabilir SIW band geçiren filtre tasarımı ortaya konmuştur. Söz konusu çalışmaların tamamında tasarlanan filtreler imal edilmiş ve ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Ölçümlerin simülasyonlarla oldukça iyi uyum sergilediği gözlenmiştir.

Ayarlanabilir çoğullayıcı tasarımlarında yine farklı elektriksel uzunluğa sahip iki çift modlu kare halka rezonatör giriş-çıkış portlarına ince film kapasitörlerle kuplajlanmış, böylece

ayarlanabilir mikroşerit ikileyici tasarlanmıştır. Varaktör diyotların kapasitanslarına bağlı olarak her iki kanalın band genişliği ayarlanabilmekte ve her iki kanal da anahtarlanabilmektedir. Söz konusu ikileyici bu yönleri itibariyle literatürde ilk olma özelliği taşımaktadır. Bu ikileyicinin merkez frekanslarının ayarlanabilmesine yönelik bir çalışma da ayrıca ele alınmıştır. Bu çalışmada çift modlu kare halka rezonatördeki referans kapasitansların yerine de varaktör diyotların kullanılması suretiyle merkez frekans ayarlama işlemi gerçekleştirilmektedir.

Projenin ikinci iş paketinde yer alan çok modlu ve çok bandlı mikrodalga çoğullayıcı tasarımı kapsamında öncelikle 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 induktif yarıkların derinliğinin ve sayısının değiştirilmesi ve kapasitif yükleme eleman parametrelerinin değişimi ile geçme bandlarının kontrol edilebileceği gözlemlenmiştir. İnterdigital ve induktif 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 besleme hattına sahip AHR ile tasarlanan mikrodalga frekans çiftleyicinin kayıp seviyesi literatürde varolan dört kutuplu mikroşerit çiftleyici tasarımlarına nazaran oldukça düşük, kompakt boyutlu, 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.

Yine bu iş paketi içerisinde iç içe yerleştirilmiş farklı elektriksel uzunlukta iki rezonatörün kuplajlanması yöntemi kullanılarak çok bandlı tasarımlara da yer verilmiştir. Bahsedilen çok bandlı filtre devrelerinde içte kullanılan rezonatörlere yükleme elemanı yerleştirilmesi suretiyle aynı zamanda ikinci geçme bandlarının çok modlu hale gelmesi sağlanarak hem çok mod hem de çok band elde edilmiştir. Böylece her iki geçme bandının da birbirlerinden bağımsız olarak band genişliğinin ayarlanabilmesi ve filtreleme karakteristiklerinin yeniden yapılandırılabilmesi mümkün hale gelmektedir.

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.

7 KAYNAKLAR

- Amari, S., 2004 "Comments on "Description of coupling between degenerate modes of a dual-mode microstrip loop resonator using a novel perturbation arrangement and its dual-mode bandpass filter applications," IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech. 52, 2190-2192.
- Cameron R.J., 1999, "General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 47, 433-442.
- Cameron R.J., 2003, "Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for microwave filters," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. 51, 1-10.
- Chao S.F., C.Y. Kuo, W.C. Lin, et al., 2014, "A dual-band switchable bandpass filter using connected-coupling mechanisms," European Microwave Conference (EuMC), 941-944.
- Chen CF., 2012 "Miniaturized and high isolation microstrip diplexers based on the tri-mode stub-loaded stepped-impedance resonators", J Electromagnet Wave, 26, 14-15.
- Chen CF, Lin CY, Tseng BH, Chang SF., 2014, "High-Isolation and High-Rejection Microstrip Diplexer With Independently Controllable Transmission Zeros", IEEE Microw Compon Lett, 12, 851-853.
- Chen CF, Lin CY, Tseng BH, Chang SF., 2014, "A compact tunable microstrip diplexer using varactor-tuned dual-mode stub-loaded resonators". MTT-S International Microwave Symposium; 1-6 June; Tampa, FL, USA: IEEE. pp. 1-3.
- Cheng K. M., 1997, "Design of dual-mode ring resonators with transmission zeros," in Electronics Letters, 33, 16, 1392-1393.
- Chuang ML, Wu MT., 2014, "Microstrip Multiplexer and Switchable Diplexer with Joint T-Shaped Resonators". IEEE Microw Compon Lett, 5, 309-311.
- Chuang M.L., M.T. Wu, 2015, "Switchable Dual-Band Filter with Common Quarter-Wavelength Resonators," IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Express Briefs. 62, 347-351.
- Deng P.H., J.H. Jheng, 2011, "A Switched Reconfigurable High-Isolation Dual-Band Bandpass Filter," IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett., 21, 71-73.
- Djournessi EE, Wu K., 2010, "Electronically tunable diplexer for frequency-agile transceiver front-end", MTT-S International Microwave Symposium; 20-28 May; Anaheim, CA, USA: IEEE. pp. 1-1.

Du T.H., Hsu KW, Tu WH., 2015, "Switchable tri-band bandpass filter with wide stopband", IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Phoenix, AZ.

Eryilmaz G.M., Karpuz C., and Gorur A., 2008, "Dual-mode microstrip filters with adjustable transmission zeros," IET Microwaves, Antennas&Propagation, . 2, 839-847.

Feng W, Zhang Y, Che W., 2016, "Tunable Dual-Band Filter and Diplexer Based on Folded Open Loop Ring Resonators". IEEE T Circuits-II:Express Briefs, 99, 1.

Feng Q., Jianguan H., Zhenghua T., Dajun L. And Min Y., 2016. "Implicit space mapping method for dual-band filter and wideband diplexer design" IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 392-394.

Feng W., Zhang Y., Che W. 2017. "Tunable Dual-Band Filter and Diplexer Based on Folded Open Loop Ring Resonators", Transactions On Circuits And Systems, 64,1047-1051.

Gorur A, 2004, "Description of coupling between degenerate modes of a dual-mode microstrip loop resonator using a novel perturbation arrangement and its dual-mode bandpass filter applications," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 52, 671-677.

Gómez-García R., Guyette A. C., Psychogiou D., Naglich E. J. and Peroulis D., 2016 "Quasi-Elliptic Multi-Band Filters With Center-Frequency and Bandwidth Tunability" IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 26, 192-194.

Hong JS., Lancaster MJ., 2001 Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. New York, NY, USA: Wiley.

Hong JS.,Shaman H., and Chun Y.H., 2007, "Dual-mode microstrip open loop resonator and filters" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 55, 1764-1770.

Hsu H-W., Tu W-H. 2017. "Microwave Microstrip Six-Channel Triplexer and Eight-Channel Quadruplexer", Transactions On Components, Packaging And Manufacturing Technology, 7, 1136-1143.

Karpuz C., ve Gorur A., 2009, "Dual-mode dual-band microstrip filters," European Microwave Conference (EuMC), 105-108, Rome.

Karpuz C., Gorur A. K., Basmacı A. N., and Ozek A., 2013, "Design and Analysis of a Compact Dual-Mode Dual-Band Microstrip Bandpass Filter," Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 27, 180-190.

Karpuz C., Gorur A.K., A.N. Basmaci, 2016, "Design of tunable microstrip dual-mode bandpass filter having reconfigurable filtering characteristics for mobile applications". 46th European Microwave Conference (EuMC), London, UK, 647-650.

Kim C.H., K. Chang, 2011, "Independently Controllable Dual-Band Bandpass Filters Using Asymmetric Stepped-Impedance Resonators," IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech. 59, 3037-3047.

Ko CH, Rebeiz GM., 2015, "A 1.4–2.3-GHz Tunable Diplexer Based on Reconfigurable Matching Networks". IEEE T Microw Theory, 5, 1595-1602.

Lei M.F., H. Wang, 2005, "An analysis of miniaturized dual-mode bandpass filter structure using shunt-capacitance perturbation," IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech., 53, 861-867.

Lenoir P., Bila S., Seyfert F., Baillargeat D. and S. Verdeyme, 2006 "Synthesis and design of asymmetrical dual-band bandpass filters based on equivalent network simplification," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 54, 3090-3097.

Li J., Huang W., Wu X., Zhu Q. 2016. "An X Band 5-way Multiplexer for High Power Microwave Combination", Progress In Electromagnetic Research Symposium (PIERS), 4459-4461.

Macchiarella G., and Tamiazzo S., 2006, "Novel Approach to the Synthesis of Microwave Diplexers," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 54, 4281-4290.

Sonnet User's Manual, Version 16, Sonnet Software, North Syracuse, NY, June 2016.

Shao Q., Chen F. C., Qian J.F., Qiu J. M. and Chu X., 2017. "Novel Matching Network and Its Application to Quad-Channel Diplexers" IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 27, 452-454.

Shi J, Chen JX, Bao ZH. 2011, "Diplexers based on microstrip line resonators with loaded elements". Prog Electromagn Res, 115, 423-439.

Tu WH, Hung WC., 2014, "Microstrip Eight-Channel Diplexer With Wide Stopband", IEEE Microw Compon Lett, 24, 742-744.

Tsai H-Y., Huang T-Y., Wu R-B. 2016. "Varactor-Tuned Compact Dual-Mode Tunable Filter With Constant Passband Characteristics", IEEE Transactions On Components, Packaging And Manufacturing Technology, 6, 1399-1407.

Weng S.C., K.W. Hsu, W.H. Tu, 2013, "Independently switchable quad-band bandpass filter," IET Microwaves, Antennas&Propagation, 7, 1113-1119.

Wu B., Xia L. and Xu Y., 2016 "Tunable quad-band diplexer using short-ended stub-loaded SIR" IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), 1-3.



Xu J, Zhu Y., 2017, "Tunable Bandpass Filter Using a Switched Tunable Diplexer Technique. IEEE T Ind Electron, 4, 3118-3126.

Yang T., Rebeiz G. M. 2016. "A 1.26-3.3 GHz Tunable Triplexer With Compact Size and Constant Bandwidth", Microwave And Wireless Components Letters, 26, 786-788.

Zhang S. X., Chen Z. H. and Chu Q. X., 2016a "Design of tri-band bandpass filter with tunable lower passband" IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM), 1-3.

Zhang X., Chen C., Li M., Chen W. and Cai J., 2016b "Tunable tri-band bandpass filter using varactor-tuned stub-loaded resonators," Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS), 4228-4232.

Zhang G., Xu Y., Wang X. 2018. "Compact Tunable Bandpass Filter With Wide Tuning Range of Centre Frequency and Bandwidth Using Short Coupled Lines", IEEE Access, 6, 2962-2969.

Zhu L., Mansour R.R. and Yu M., 2017. "Compact Waveguide Dual-Band Filters and Diplexers" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 65, 1525-1533.

TÜBİTAK
PROJE ÖZET BİLGİ FORMU

Proje Yürütücüsü:	Prof. Dr. CEYHUN KARPUZ
Proje No:	215E099
Proje Başlığı:	3g/4g/Wi-Fi/Wimax Uygulamaları İçin Ayarlanabilir Çok Modlu Çok Bandlı Mikrodalga Filtre Ve Frekans Çoğullayıcı Tasarımı
Proje Türü:	1001 - Araştırma
Proje Süresi:	24
Araştırmacılar:	AHMET ÖZEK, ALİ KÜRŞAD GÖRÜR
Danışmanlar:	
Projenin Yürütüldüğü Kuruluş ve Adresi:	PAMUKKALE Ü. MÜHENDİSLİK F. ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ B.
Projenin Başlangıç ve Bitiş Tarihleri:	01/04/2016 - 01/04/2018
Onaylanan Bütçe:	283743.0
Harcanan Bütçe:	154582.6
Öz:	<p>Son yıllarda kablosuz haberleşme sistemlerindeki hızlı gelişim çok bandlı mikrodalga filtrelerin ve mikrodalga çoğullayıcıların önemini oldukça artmasına yol açmaktadır. Çok bandlı filtreler birden fazla frekans bandının ön seçimini sağlamak ve parazitlerin yok edilmesini sağlamak amacıyla RF ön uç modüllerinde sıklıkla kullanılmaktadır. Genellikle kanal ayırıcı ve birleştirici olarak kullanılan mikrodalga çoğullayıcılar ise birçok iletişim ve radar sistemlerinde geniş frekans bandlarını farklı frekanslardaki birçok sinyal bandına dönüştürür ya da tam tersi işlemleri gerçekleştirir. Devre boyutları, geçme bandlarının band genişlikleri, uygun maliyet, düşük araya girme kayıpları, iyi bir izolasyon seviyesi ve geçme kanallarının seçiciliği mikrodalga filtre ve çoğullayıcı tasarımlarında göz önünde bulundurulmuş temel performans parametreleridir.</p> <p>Proje kapsamındaki çalışmalar ayarlanabilir filtre, ayarlanabilir çoğullayıcı ve çok modlu çok bandlı çoğullayıcı tasarımları üzerine yoğunlaşmaktadır. Ayarlanabilir devre tasarımlarında elektronik olarak ayarlama işlemi için varaktör diyot teknolojisi kullanılmaktadır. Özellikle çift modlu kare halka rezonatörlere dayalı olarak band genişliği ayarlanması, filtreleme karakteristiğinin yeniden yapılandırılması ve bandların anahtarlama işlemleri bir, iki ve dört bandlı band geçiren filtre tasarımları olarak sunulmaktadır. Merkez frekansın ayarlama işlemine yönelik de SIW band geçiren filtre tasarımı ortaya konmaktadır. Ayarlanabilir çoğullayıcı tasarımlarında ise merkez frekans ayarlama, band genişliği ayarlama ve kanal anahtarlama işlemlerinin elektronik olarak gerçekleştirilmesi sunulmaktadır.</p> <p>Projedeki çok modlu ve çok bandlı mikrodalga çoğullayıcı tasarımlarında ise inter dijital kapasitör yüklü açık halka rezonatörler, çift modlu kare halka rezonatörler ve bu rezonatörlere eklenen yarık yüklü açık devre sonlandırılmalı yan hatlar kullanılmaktadır. Bu kapsamda çift modlu çiftleyici, çift modlu üçleyici, dört kutuplu çiftleyici ve dört kanallı çok modlu çiftleyici mikroşerit yapılar kullanılarak tasarlanmaktadır. Tasarımlarda yarık yüklemelerin ve inter dijital kapasitörlerin değişimlerine göre frekans cevaplarının kontrolleri ele alınmaktadır. Diğer yandan dört kutuplu çoğullayıcı tasarımlarında kullanılan filtreler de ayrıca incelenmektedir. Proje kapsamında tasarlanan filtre ve çoğullayıcıların tamamı imal edilmekte ve ölçümleri sunulmaktadır. Ölçümlerin teorik ve simülasyonlarla oldukça iyi bir uyum sergilediği ortaya konmaktadır.</p>
Anahtar Kelimeler:	Mikrodalga, Mikroşerit, Ayarlanabilir, Filtre, Çoğullayıcı, Rezonatör
Fikri Ürün Bildirim Formu Sunuldu Mu?:	Hayır

Projenen Yapılan Yayınlar:	<ol style="list-style-type: none">1- Design of Dual-Mode Dual-Band Bandpass Filter with Independently Tunable Bandwidths and Reconfigurable Filtering Characteristics (Makale - Diğer Hakemli Makale),2- Design of fourth order dual-mode microstrip filter by using interdigital capacitive loading element with high selectivity (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum),3- Design of tunable microstrip dual-mode bandpass filter having reconfigurable filtering characteristics for mobile applications (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum),4- A novel microstrip diplexer design with tunable bandwidths and switchable channels for 4.5G applications (Makale - İndeksli Makale),5- Dual-mode dual-band microstrip bandstop filter design with independently tunable center frequencies (Makale - İndeksli Makale),6- Electronically switchable compact quad-band microstrip bandpass filter using varactor perturbed dual-mode resonators (Makale - Diğer Hakemli Makale),
----------------------------	---

TÜBİTAK