

**VOLTAJ İLE FREKANSI AYARLANABİLEN S-BANT  
TARAK DİŞİ FİLTRE TASARIMI**

**S-BAND COMBLINE FILTER DESIGN WITH VOLTAGE  
CONTROLLED FREQUENCY**

**AKIN ÖZKAN**


**PROF. DR. BİRSEN SAKA**  
**Tez Danışmanı**

Hacettepe Üniversitesi  
Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliğı Anabilim Dalı için Öngördüğü  
YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak hazırlanmıştır.

2016

AKIN ÖZKAN' ın hazırladığı “ Voltaj ile Frekansı Ayarlanabilen S-bant Tarak Dişı Filtre Tasarımı” adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI' nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Çiğdem Seçkin GÜREL  
Başkan



Prof. Dr. Birsen SAKA  
Danışman



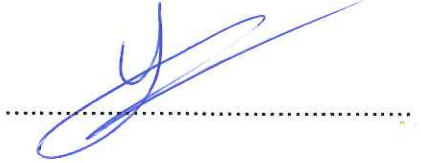
Doç. Dr. Lale ALATAN  
Üye



Doç. Dr. Özlem ÖZGÜN  
Üye



Doç. Dr. Umut SEZEN  
Üye



Bu tez Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tarafından YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak onaylanmıştır.

Prof. Dr. Salih Bülent ALTEN  
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

İlk öğretmenlerim *Hülya ÖZKAN* ve *Savaş ÖZKAN*'a ithafen...

## ETİK

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapmadığımı,
- ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversitede veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

22/04/2016



AKIN ÖZKAN

## ÖZET

# VOLTAJ İLE FREKANSI AYARLANABİLEN S-BANT TARAK DIŞI FİLTRE TASARIMI

**Akın ÖZKAN**

**Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü**

**Tez danışmanı: Prof. Dr. Birsen SAKA**

**Nisan 2016, 86 sayfa**

Bu tez çalışmasında, çeşitli sivil ve askeri uygulamalar için kullanım potansiyeli olan S-bantta bandı elektriksel müdahaleyle kaydırılabilen, mikroşerit yapıda, tarak diş (comblin) bant geçiren filtre tasarımı ve üretimi gerçekleştirilmiştir. Bant kaydırma özelliğini elde etmek için filtrede varaktör diyot kullanılmıştır. Yerleşirme kaybı metoduyla sentezlenen toplu elemanlı normalize filtre prototipi sentezinden son aşamadaki mikroşerit bant geçiren filtre tasarımına kadar geçen sentez ve tasarım işlemleri sırayla incelenmiş ve anlatılmıştır. Üretilen filtrenin S-bantta bant kaydırma performansı incelenmiştir. Ayrıca varaktör diyotlar yerine toplu elemanlı kapasitörler kullanılarak üretilen 2500 MHz merkez frekansındaki sabit bantlı filtrenin performansı incelenmiştir. Bunlara ek olarak, klasik tarak diş (comblin) yapısındaki mikroşerit filtrelerin bant diş bastırma performansını iyileştirmeye yönelik tasarım çalışması gerçekleştirilmiştir ve yeni bir yöntem önerilmiştir. Önerilen yöntemle bant diş bastırma performansı iyileştirilen, S-bantta sabit bantlı ve bandı kaydırılabilen filtreler tasarım süreci sonrasında üretilmiş ve ölçüm sonuçları klasik tarak diş yapısındaki filtrelerle karşılaştırılmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** tarak diş filtre, voltaj kontrolüyle bandı kaydırılabilen filtre, varaktör diyot, bant diş bastırma, S-bant

## **ABSTRACT**

### **S-BAND COMBLINE FILTER DESIGN WITH VOLTAGE CONTROLLED FREQUENCY**

**Akın ÖZKAN**

**Master of Science, Department of Electrical and Electronics  
Engineering**

**Supervisor: Prof. Dr. Birsen SAKA**

**April 2016, 86 pages**

In this thesis, S-band voltage tunable combline bandpass filter, which can be used for several civil and military applications, is designed and manufactured. Varactor diodes are used as tuning elements of voltage tunable filter. Each design and synthesis step, starting with synthesis of normalized lumped element filter by insertion loss method and finalizing by constructing microstrip combline filter, is expressed in sequence. Manufactured voltage tunable filter's band shifting ability in S-band is analyzed. Also, stationary band microstrip combline bandpass filter with 2500 MHz center frequency, which is constructed with lumped element capacitors, is manufactured and analyzed. In addition, a new method is proposed in order to improve conventional microstrip combline filters' out-of-band rejection performance. Stationary band and voltage tunable bandpass filters in S-band with improved out-of-band rejection performance are designed with new method and manufactured; measurement results of manufactured filters are compared with conventional microstrip combline filters.

**Keywords:** combline filter, voltage tunable filter, varactor diode, out-of-band rejection, S-band

## TEŞEKKÜR

Tez alıŐmasının baŐından itibaren sabırlı ve anlayıŐlı bir Şekilde beni destekleyen ve yÖnlendiren değerli tez danıŐmanım Prof. Dr. Birsen SAKA'ya teŐekkürlerimi sunuyorum.

Tez jürisinde yer alıp kıymetli eleŐtirileriyle katkıda bulunan değerli jüri üyelerine teşekkür etmek istiyorum.

Tez alıŐması boyunca malzeme temini, simulasyon ve ölçüm altyapısı desteği sağlayan Őirketim Meteksan Savunma Sanayii A.Ő.'ye teşekkür ediyorum ve bu tezin yazılmasında katkıları olan İrfan YILDIZ, Ahmet ÖZDEMİR, Salih Can AKSOY, Sinan KURUDERE ve özellikle Ali İhsan ÇUBUKÇU'ya teşekkür etmek istiyorum.

Tez alıŐması boyunca her konuda desteklerini sunan arkadaşlarım Özden Başar BALBAŐI ve Ali Ünver SEÇEN'e ayrıca teşekkür etmek isterim.

Her türlü fedakarlıkla desteklerini esirgemeyen aileme; Aylin ÖZKAN, Hülya ÖZKAN ve Savaş ÖZKAN'a teŐekkürü bir borç bilirim.

# İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET .....	i
ABSTRACT .....	ii
TEŞEKKÜR .....	iii
İÇİNDEKİLER .....	iv
ŞEKİLLER .....	vi
SİMGELER VE KISALTMALAR .....	x
1. GİRİŞ .....	1
2.BANDI ELEKTRİKSEL OLARAK KAYDIRILABİLEN MİKRODALGA FİLTRELER.....	3
2.1. Anahtarlama ile Bant Atlayan Bant Geçiren Filtreler .....	3
2.2. Sürekli Biçimde Bandı Kaydırılabilen Bant Geçiren Filtreler .....	4
3. FİLTRE SENTEZİ .....	6
3.1. Toplu Elemanlı Filtre Sentezi.....	7
3.1.1. Toplu Elemanlı Normalize Alçak Geçiren Filtre Sentezi.....	7
3.1.2. Alçak Geçiren-Bant Geçiren Dönüşümü.....	10
3.2. Alçak Geçiren Prototipten J-evirici İçeren Bant Geçiren Yapıya Dönüşüm.....	14
3.2.1. K-evirici ve J-evirici Yapıları.....	14
3.2.2. K-evirici ve J-evirici Yapılarının Filtre Modeline Eklenmesi.....	16
3.2.3. J-evirici ve Paralel Rezonatörlü Bant Geçiren Filtrenin Dış Kalite Faktörü ( $Q_{ext}$ ) Formülü .....	16
3.2.4. J-evirici ve Paralel Rezonatörlü Bant Geçiren Filtrenin Bağlaşım Katsayısı ( $K$ ) Formülü .....	22
3.3. Dağınmık Yapıda Elemanlı Filtre Sentezi.....	23
3.3.1. $K$ (Bağlaşım Katsayısı) ve $Q_{ext}$ (Dış Kalite Faktörü) Hesabı .....	23
3.4. Dağınmık Yapıda Elemanlı Mikroşerit Tarak dişi Filtre Sentezi.....	24
3.4.1. Rezonatör Empedansının ( $Z_{res}$ ) Belirlenmesi .....	25
3.4.2. Rezonatör Elektriksel Uzunlukları ( $\theta_0$ ) ve Rezonatör Hatlarına Eklenecek Kapasitans Değerlerinin ( $C_L$ ) Belirlenmesi.....	28
3.4.3. Bağlaşım Katsayısının ( $K$ ) ve Dış Kalite Faktörünün ( $Q_{ext}$ ) EM-Analizle Hesaplanması.....	32
3.4.3.1. Dış Kalite Faktörü ( $Q_{ext}$ ) Analizi.....	32



3.4.3.2. Bağlaşım Katsayısı ( $K$ ) Analizi .....	36
3.4.4 Sentez Sonrası Parametrelerin İnce Ayarı .....	40
3.5. Varaktör Diyodun Elektriksel Modeli ve Diyodun Filtreye Entegrasyonu .....	45
3.6. Bant Dışı Bastırma Performansını İyileştirme Çalışması.....	50
3.6.1. Dış Kalite Faktörü ( $Q_{ext}$ ) ve Bağlaşım Katsayısı ( $K$ ) Analizi.....	50
3.6.2. Bant Dışı Bastırması İyileştirilmiş Filtrenin Sentezi ve Sentez Sonrası Parametrelerin İnce Ayarı .....	55
4. ÜRETİM VE ÖLÇÜM .....	60
4.1. Klasik Yapıdaki Sabit Bantlı ve Bandı Kaydırılabilen Tarak Dışı Mikroşerit Filtrelerin Ölçüm Sonuçları .....	67
4.2. Bant Dışı Bastırma Performansı İyileştirilen Sabit Bantlı ve Bandı Kaydırılabilen Tarak Dışı Mikroşerit Filtrelerin Ölçüm Sonuçları .....	71
4.3. Bandı Kaydırılabilen Filtrenin Doğrusallık Performansı Ölçüm Sonuçları .....	77
5. SONUÇ VE TARTIŞMA .....	80
KAYNAKLAR .....	82
EKLER .....	84
ÖZGEÇMİŞ .....	86

## ŞEKİLLER

Şekil 3.1. Üçüncü dereceden normalize alçak geçiren filtre prototipi (Chebyshev 0.2 dB dalgalanma) .....	9
Şekil 3.2. Üçüncü dereceden toplu elemanlı bant geçiren filtre.....	11
Şekil 3.3. Üçüncü dereceden toplu elemanlı bant geçiren filtrenin doğrusal analizi .....	12
Şekil 3.4. Üçüncü dereceden toplu elemanlı bant geçiren filtrenin doğrusal analizinin dar bantta incelenmesi .....	12
Şekil 3.5. Üçüncü dereceden toplu elemanlı bant geçiren filtrenin eleman değerlerindeki ufak değişikliğin frekans tepkisine etkisi .....	13
Şekil 3.6. K-evirici (Empedans evirici).....	15
Şekil 3.7. J-evirici (Admitans evirici) .....	15
Şekil 3.8. J-eviricilerden oluşan bant geçiren filtre yapısı .....	17
Şekil 3.9. Paralel ve seri rezonatörlerden oluşan bant geçiren filtre yapısı kesiti.....	18
Şekil 3.10. J-eviricilerden ve paralel rezonatörlerden oluşan bant geçiren filtre yapısı kesiti.....	18
Şekil 3.11. Filtre giriş tarafı: J-evirici ve ilk rezonatör .....	21
Şekil 3.12. Filtre çıkış tarafı: J-evirici ve son rezonatör.....	22
Şekil 3.13. Mikroşerit tarak dişi filtre yapısı.....	25
Şekil 3.14. Mikroşerit hat yapısı.....	26
Şekil 3.15. Genesys™ sentez programında karşılaştırma amaçlı tasarlanan filtre için programa girilen özellikler .....	27
Şekil 3.16. Genesys™ sentez programında karşılaştırma amaçlı tasarlanan filtrede kullanılacak taban malzeme için programa girilen parametreler.....	28
Şekil 3.17. 2400-2600 MHz bandında üçüncü dereceden tarak dişi filtrenin merkez frekansdaki rezonatörlerin elektriksel uzunluğu $\theta_0$ $60^\circ$ iken gerçekleşen filtre tepkisi.....	30
Şekil 3.18. 2400-2600 MHz bandında üçüncü dereceden tarak dişi filtrenin merkez frekansdaki rezonatörlerin elektriksel uzunluğu $\theta_0$ $75^\circ$ iken gerçekleşen filtre tepkisi.....	30
Şekil 3.19. Bağlaşımlı filtre besleme yapısı .....	32

Şekil 3.20. Tapped filtre besleme yapısı-filtre giriş hattı .....	33
Şekil 3.21. Tapped hatlı giriş yapısı - $Q_{ext}$ çıkarım analizi (Dikey uzunluk 100).....	34
Şekil 3.22. Tapped hatlı giriş yapısı - $Q_{ext}$ çıkarım analizi (Dikey uzunluk 125 mil) .....	35
Şekil 3.23. Rezonatörler arası bağlaşım katsayısını ( $K$ ) EM-analizle hesaplamak için oluşturulan paralel bağlaşımlı rezonatör hatları .....	37
Şekil 3.24. Rezonatörler arası açıklık 16 mil iken gerçekleştirilen EM-analiz sonucu.....	38
Şekil 3.25. Rezonatörler arası açıklık 19 mil iken gerçekleştirilen EM-analiz sonucu.....	39
Şekil 3.26. Sentezlenen mikroşerit tarak dişi bant geçiren filtrenin EM-analiz sonucu frekans tepkisi ( $W=2.31$ mm, $L_0=11.48$ mm, $C_L=1.224$ pF, $H_h=3.17$ mm, $S=0.482$ mm) ....	40
Şekil 3.27. Sentezlenen mikroşerit tarak dişi bant geçiren filtrenin ince ayar işlemi ardından elde edilen EM-analiz sonucu frekans tepkisi ( $W=2.31$ mm, $L_0=10.97$ mm, $C_L=1.224$ pF, $H_h=4.7$ mm, $S=0.40$ mm).....	42
Şekil 3.28. Sentezlenen mikroşerit tarak dişi bant geçiren filtrenin ince ayar işlemi ardından elde edilen geniş bantta EM-analiz sonucu frekans tepkisi ( $W=2.31$ mm, $L_0=10.97$ mm, $C_L=1.224$ pF, $H_h=4.7$ mm, $S=0.40$ mm).....	43
Şekil 3.29. $C_L$ kapasitans değeri 0.9 pF, 1.0 pF, 1.1 pF, 1.2 pF, 1.3pF, 1.4pF ve 1.5pF iken gerçekleştirilen EM-analiz sonuçları .....	44
Şekil 3.30. $C_L$ kapasitans değeri 0.9 pF, 1.224pF ve 1.5pF iken gerçekleştirilen EM-analiz sonuçları .....	44
Şekil 3.31. Varaktör diyot için seri parazitik direnç modeli.....	47
Şekil 3.32. SMV 1405Varaktör diyodu devre modeli .....	48
Şekil 3.33. Bant dışı bastırma performansı geliştirilen tarak dişi filtre yapısı .....	51
Şekil 3.34. Bant dışı bastırma performansı geliştirilen tarak dişi filtrenin rezonatörler arası bağlaşım katsayısını ( $K$ ) EM-analizle hesaplamak için oluşturulan paralel bağlaşımlı rezonatör hatları.....	52
Şekil 3.35. $L_k=120$ mil ve $S_b=10$ mil iken gerçekleştirilen EM-analiz sonucu .....	54
Şekil-3.36. $L_k=120$ mil ve $S_b=10$ mil iken gerçekleştirilen geniş bantta EM-analiz sonucu.....	55

Şekil 3.37. Bant dışı bastırma performansı iyileştirilen filtrenin ilk tasarlanan filtreye kıyaslamalı olarak verilen EM-analiz sonucu .....	56
Şekil 3.38. Bant dışı bastırma performansı iyileştirilen filtrenin ilk tasarlanan filtreye kıyaslamalı olarak verilen geniş bant EM-analiz sonucu .....	57
Şekil 3.39. Bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş filtrenin $C_L$ kapasitans değeri 0.9 pF, 1.224pF ve 1.5pF iken gerçekleştirilen EM-analiz sonuçları.....	58
Şekil 4.1. Varaktör diyotlu, bandı sürekli kaydırılabilen tarak dişi filtre şeması .....	61
Şekil 4.2. Varaktör diyotlu, bandı sürekli kaydırılabilen, bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş tarak dişi filtre şeması .....	61
Şekil 4.3. Sabit bantlı tarak dişi filtrenin üst yüzeyinin fotoğrafı.....	62
Şekil 4.4. Sabit bantlı tarak dişi filtrenin alt yüzeyinin fotoğrafı .....	63
Şekil 4.5. Bandı kaydırılabilen varaktör diyotlu tarak dişi filtrenin üst yüzeyinin fotoğrafı.....	63
Şekil 4.6. Bandı kaydırılabilen varaktör diyotlu tarak dişi filtrenin alt yüzeyinin fotoğrafı.....	64
Şekil 4.7. Sabit bantlı, bant dışı bastırması iyileştirilmiş tarak dişi filtrenin üst yüzeyinin fotoğrafı .....	64
Şekil 4.8. Sabit bantlı, bant dışı bastırması iyileştirilmiş tarak dişi filtrenin alt yüzeyinin fotoğrafı .....	65
Şekil 4.9. Bandı kaydırılabilen, bant dışı bastırması iyileştirilmiş, varaktör diyotlu tarak dişi filtrenin üst yüzeyinin fotoğrafı .....	65
Şekil 4.10. Bandı kaydırılabilen, bant dışı bastırması iyileştirilmiş, varaktör diyotlu tarak dişi filtrenin alt yüzeyinin fotoğrafı.....	66
Şekil 4.11. Üretilen sabit bantlı ve bandı kaydırılabilen filtrelerin frekans tepkisini ölçmek için kurulan ölçüm düzeneği.....	67
Şekil 4.12. Sabit bantlı tarak dişi filtrenin üretim ve simulasyon sonucu karşılaştırması...	68
Şekil 4.13. Sabit bantlı tarak dişi filtrenin üretim ve simulasyon sonuçlarının geniş bantta karşılaştırması.....	68

Şekil 4.14. Üretilen varaktör diyotlu tarak dışı filtrenin uygulanan 6.4, 10.3 ve 20.0 Volt $V_R$ değerlerine karşılık elde edilmiş bantı kaydırabilme grafiği .....	69
Şekil 4.15. 10.3Volt $V_R$ uygulanırken gerçekleştirilen EM-analiz ve filtre ölçüm sonucunun karşılaştırılması .....	71
Şekil 4.16. Sabit bantlı, bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş tarak dışı filtrenin üretim ve simulasyon sonuçlarının geniş bantta karşılaştırması .....	72
Şekil 4.17. Klasik yapıda sabit bantlı ve bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş sabit bantlı tarak dışı filtrenin ölçüm sonuçlarının geniş bantta karşılaştırması .....	73
Şekil 4.18. Üretilen bant dışı performansı iyileştirilmiş, varaktör diyotlu tarak dışı filtrenin uygulanan 6.4, 10.3 ve 20.0 Volt $V_R$ değerlerine karşılık elde edilmiş bantı kaydırabilme grafiği .....	74
Şekil 4.19. 10.3 Volt $V_R$ uygulanırken bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş, bantı kaydırılabilen filtre için gerçekleştirilen EM-analiz ve filtre ölçüm sonucunun karşılaştırılması.....	74
Şekil 4.20. 10.3 Volt $V_R$ uygulanırken bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş, bantı kaydırılabilen filtre ve klasik yapıda tasarlanan bantı kaydırılabilen filtre için gerçekleştirilen filtre ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması .....	76
Şekil 4.21. $IP_3$ ölçüm şeması .....	78
Şekil 4.22. $P_{1dB}$ ölçüm şeması.....	79

## SİMGELER VE KISALTMALAR

### Simgeler

$\tan\delta$

Kayıp tanjantı

### Kısaltmalar

EM-analiz

Elektromanyetik analiz

MEMS

Mikro elektro-mekanik sistemler



## 1. GİRİŞ

Mikrodalga filtrelerin kökeni 2. Dünya Savaşı'ndan öncesine dayanır. Mikrodalga mühendisliği, elektromanyetik mühendisliği ve radar sistemleri, haberleşme sistemleri gibi farklı elektronik mühendisliği alanları üzerine yapılan çalışmalar 2. Dünya Savaşı sırasında hız kazanmıştır ve bu dönemde mikrodalga filtre konusunda da önemli gelişmeler kaydedilmiştir [1]. O günlerden günümüze gelirken, sivil ve askeri alandaki farklı uygulamalar (haberleşme, radar, seyrüsefer sistemleri v.b.) için kısıtlı frekans bandının kullanımının artması sebebiyle mikrodalga filtrelerin kullanımı ve performans ihtiyaçları artarak günümüze ulaşmıştır.

Günümüzde farklı alanlarda kullanılan elektronik sistemlerde, aynı sistemin birden fazla frekans bandında çalışması sıklıkla karşılaşılabilen bir durumdur. Askeri ve sivil uygulamalara örnek olarak; cep telefonları, seyrüsefer sistemleri, radar sistemleri gibi yapılar birden fazla frekans bandıyla ilgilenen veya geniş bir frekans bandı içinde farklı çalışma frekansları arası geçiş yapılan yapılar olarak karşımıza çıkabilmektedir. Birden fazla frekans bandıyla ilgilenen veya geniş bant içinde tarama yapması gereken bu uygulamalar, çalışma frekans bandı elektriksel müdahaleyle kaydırılabilen filtre yapılarına kullanım alanı doğurmaktadır [2].

Bu tez çalışmasında, askeri ve sivil alanda farklı uygulamalarda kullanılabilecek olan, S-bantta 2500 MHz merkez frekanslı sabit bantlı mikroşerit tarak dişi (compline) filtre ve 2500 MHz etrafında iletim bandı kaydırılabilen varaktör diyotlu mikroşerit tarak dişi filtrenin tasarım ve üretimleri gerçekleştirilmiştir.

Filtrelerin tasarım işlemi, yerleştirme kaybı metoduyla toplu elemanlı normalize alçak geçiren filtre prototipinin sentezlenmesinden başlamıştır [3]. Kullanılan kapalı formda analitik denklemler ve EM-analiz yardımıyla dağınık elemanlı yapıdaki sabit bantlı ve bantı kaydırılabilen, bant geçiren, mikroşerit tarak dişi filtre tasarımlarına geçiş sağlanmıştır ve eleman değerlerinin ince ayarı ile filtre tasarımları sonuçlanmıştır.

Bu çalışmalara ek olarak, sabit bantlı ve bantı kaydırılabilen filtrelerin istenmeyen bant tekrarlarını zayıflatarak bant dışı performansını iyileştirmeye yönelik çalışma gerçekleştirilmiş ve tasarımı gerçekleştirilen filtreler üretilmiş, performansları ölçülmüştür.

Bu tez çalışmasının ikinci bölümünde literatürde yer alan çeşitli, bantı elektriksel müdahaleyle kaydırılabilen bant geçiren filtre yapılarından bahsedilmiştir; bu yapıların birbirlerine kıyasla avantaj ve dezavantajlarına değinilmiştir.

Tez çalışmasının üçüncü bölümü filtre sentezi bölümüdür. Bu bölümde ilk olarak yerleştirme kaybı metodu (devre sentezi metodu) ile normalize alçak geçiren filtre prototipinin sentezinden başlanılmış ve dağınık elemanlı tarak dişi mikroşerit filtre yapısının tasarımına kadar gerçekleştirilen işlemler adım adım anlatılmıştır. Son adımda, ince ayar işlemi ile birlikte, iki tip filtre yapısı tasarlanmıştır. Bunlardan ilki, toplu elemanlı kapasitör entegre edilmiş olan sabit bantlı, iletim bandı merkezi 2500MHz, bant genişliği 200MHz (0.2 dB dalgalanma bandı) olan, mikroşerit, tarak dişi, bant geçiren filtredir. İkinci filtre ise, varaktör diyotlu, 2500 MHz etrafında iletim bandı kaydırılabilen, iletim bandı kaydırılarak 1-dB bandı 2180-2887 MHz arasını kapsayan, düşük iletim kaybına sahip, mikroşerit, tarak dişi, bant geçiren filtredir. Ayrıca bu iki filtre yapısının bant dışı bastırma performansını iyileştirmek amacıyla çalışmalar gerçekleştirilmiştir ve bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş, 2500 MHz merkez frekansında sabit bantlı ve iletim bandı kaydırılarak 1-dB bandı 2163-2744 MHz arasını kapsayabilen, bandı kaydırılabilen, mikroşerit, bant geçiren filtreler tasarlanmıştır. Tasarım çalışmaları sonucunda, klasik yapıdaki sabit bantlı ve bandı kaydırılabilen filtreler ve bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş sabit bantlı ve bandı kaydırılabilen filtreler Rogers 4350B™ 0.5oz 20mil taban malzemesi kullanılarak üretilmiştir.

Dördüncü bölümde, tasarlanan ve sonrasında üretilen toplu elemanlı kapasitör kullanan sabit bantlı filtre, varaktör diyotlu bandı kaydırılabilen filtre ve bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş sabit bantlı ve bandı kaydırılabilen filtrenin frekans tepkisi ölçüm sonuçları yer almaktadır. Ölçüm sonuçları önceden gerçekleştirilen elektromanyetik analizlerle ve birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Ayrıca, kullanılan varaktör diyotların parazitik etkilerinin filtrenin frekans tepkisine olan etkisi incelenmiştir.

Tezin beşinci bölümünde, yapılan çalışmanın ve elde edilen sonuçların özeti verilmiş ve ileride yapılması planlanan çalışmalardan bahsedilmiştir.



## **2. BANDI ELEKTRİKSEL OLARAK KAYDIRILABİLEN MİKRODALGA FİLTRELER**

Elektriksel müdahaleyle bandı kaydırılan filtre yapılarını iki sınıfta inceleyebiliriz. Bu yapılardan ilkinde, elektriksel olarak frekans bantları arası geçiş fiziksel olarak oluşturulan birden çok, farklı filtre yapıları arasında veya aynı yapı içindeki farklı iletim hatları arasında anahtarlama ile geçiş yöntemiyle sağlanır [4]. İkinci tip yapıda ise, tek bir iletim hattı üzerindeki filtre yapısı üzerinde bulunan elemanların elektriksel uzunluklarının sürekli biçimde değiştirilebilmesiyle frekans bandının sürekli biçimde kaydırılması sağlanır [5]. Burada bahsedilen iki tip yapının elde edilmesi için filtrelerde farklı üretim teknolojileriyle üretilmiş, farklı malzeme tabanlı elemanlar kullanılabilir, bu elemanlara örnek olarak p-i-n diyotlar, varaktör diyotlar, MEMS anahtarlar, ferroelektrik varaktörler verilebilir [6]. Bant atlamalı olmayan, sürekli bant kaydırma özelliğine sahip filtrelerde en çok tercih edilen yapılar varaktör diyotların değişken kapasitörler olarak kullanıldığı filtre yapılarıdır [7]. Bu tez çalışmasında incelenen filtreler de bu kategoriye giren voltaj kontrolüyle bandı kaydırılan varaktör diyotlu mikroşerit bant geçiren filtre yapılarıdır.

### **2.1. Anahtarlama ile Bant Atlayan Bant Geçiren Filtreler**

Fiziksel olarak oluşturulmuş farklı filtre yapıları arası anahtarlama ile geçiş önceden bahsedildiği gibi frekans bantları elektriksel müdahaleyle kaydırılabilen filtre yapılarında kullanılan bir yöntemdir. Bu yapılarda kullanılmak istenen frekans bantlarına karşılık gelen bant geçiren filtreler üretilir ve bu filtreler arasında anahtarlama ile geçiş yapılarak frekans bantları arasında atlama sağlanır. Bu yapılarda bantlar arası geçiş hızını anahtarların anahtarlama hızı belirler.

Dağınık yapıdaki mikrodalga filtrelerin mikrodalga devre kartlarında çok yer kaplayan elemanlardan olduğu değerlendirildiğinde, anahtarlama ile bant atlayan filtre yapılarının en büyük dezavantajlarından biri devre kartlarında fazla yer kaplamalarıdır. Ayrıca geniş bir frekans bandının tümünü kapsayabilecek biçimde frekans atlama yapılması planlandığı durumlarda, ardışık bantların birleşme bölgelerinde birbirinin bir kısım içine girecek şekilde tasarlanması ve üretilmesi gerekmektedir. Bu durumda tasarlanan filtrelerin, üretim hassasiyetine bağlı olarak bantlarının kayması geçiş bölgelerinin tasarlanan şekilde kapsanamamasına ve bu bölgelerdeki iletim performansın kötüleşmesine yol açabilir; bu da bir diğer dezavantaj olarak karşımıza çıkmaktadır. Ayrıca bu yapılarda anahtarlama ile

aralarında geçiş yapılabilen birden çok, dağınık elemanlı mikrodalga filtrenin birbirine yakın şekilde bulunması, farklı filtre yapıları arasındaki elektromanyetik girişimi minimum seviyeye indirecek şekilde etkili bir biçimde ekranlama yapılmasını gerekli kılar.

Bu yapılarda sağlanan avantaj geniş bantta bant atlama ve iletim bandı kaydırılabilmesinin sağlanmasıdır [8]. Bandı sürekli kaydırılabilen yapılarda bant genişliği bant kaydırma işlemi sırasında değişirken bu yapılarda aynı bant genişliğine sahip farklı filtreler arasında anahtarlama ile geçiş yaparak geniş bantta sabit bant genişliğinde atlama yapmak veya farklı uygulamalar için farklı bantlarda istenilen bant genişlikleri elde etmek mümkündür. Bu yapılarda anahtarların kontrol voltajları genellikle düşüktür, bu düşük voltaj gereksinimi bu yapıların varaktörlü yapılara karşı bir diğer avantajıdır [9].

Anahtarlama yönteminin kullanıldığı farklı bir yöntem, tek bir filtre yapısı içinde anahtarlama ile farklı iletim yollarının seçilmesiyle bandı kaydırılan filtre yapısının elde edilmesidir [9]. Yukarıda bahsedilen anahtarlama ile frekans bandı atlayan yapılarda anahtarların izolasyonu ve farklı kollar veya farklı filtre yapıları arasında ışımaya yoluyla iletilen elektromanyetik girişim önem kazanır.

## **2.2. Sürekli Biçimde Bandı Kaydırılabilen Bant Geçiren Filtreler**

Filtrelerin farklı frekans bantları arası geçişinin elektriksel müdahaleyle sağlandığı diğer yapılar bandı sürekli kaydırılabilen filtre yapılarıdır. Bandı sürekli kaydırılabilen filtrelerde varaktör diyotlu bandı kaydırılabilen filtreler sıklıkla tercih edilen yapılardır [7]. Bu yapılarda, varaktörün uygulanan voltaja bağlı olarak kapasitans değerinin değişmesiyle filtre rezonatörlerinin elektriksel uzunluklarının (empedans değerlerinin) değişmesi sayesinde bandın kaydırılması sağlanır. Varaktörlü yapılarda bant kayması sürekli. Bu yapıların en büyük dezavantajlarından biri bant kaydırma süresince bant genişliklerinin değişmesidir. Bu sorunun üstesinden gelmek için rezonatörler arasındaki bağlaşım kontrol edilerek kaydırma boyunca bandın değişimi kısıtlanabilir, bu uygulamayla ilgili örnekler mevcuttur [10].

Bu yapılarda filtrenin iletim bandı kaybını belirleyen en önemli faktör filtrenin rezonatörlerinin yapısıyla birlikte kullanılan varaktörlerdir. Kaybı azaltmak için yüksek kalite faktörü ( $Q$ ) değerine sahip varaktörler tercih edilmelidir. Bu yapılarda kullanılan varaktörlerin kalite faktörlerinin yüksek olması filtre seçiciliğiyle ve bant dışı bastırma performansı ile doğrudan alakalıdır. Dar bantlı, yüksek dereceli filtre yapılarının iletim

kaybı geniş bantlılara kıyasla daha fazla olduğundan; bu tip filtre yapılarında düşük kalite faktörüne sahip varaktörlerin kullanılması iletim bandındaki kaybı daha da arttıracığından, dar bantlı yüksek dereceli filtrelerde kullanılacak elemanların kalite faktörü değerlerine özellikle dikkat edilmelidir. Varaktör diyot ile bandı kaydırılan filtre yapılarında karşılaşılabilecek bir diğer sorun ise düşük doğrusallık performansına sahip olmalarıdır; bu sorunu çözmek için daha yüksek güç seviyesinde daha doğrusal çalışabilecek olan MEMS varaktörler tercih edilebilir [11].

Varaktör diyotlu bandı sürekli kaydırılan filtre yapısının avantajlarını; sürekli (kesintisiz) bant kaydırabilme özelliği, az yer kaplaması, dağınık yapıdaki filtrelerde taban malzemenin dielektrik sabitindeki toleransa veya üretim hassasiyetine bağlı olarak gerçekleşen iletim bandının yüksek veya düşük frekans tarafına doğru kayması sorununun telafi edilebilmesi olarak sıralayabiliriz.

### 3. FİLTRE SENTEZİ

Tez çalışması kapsamında merkezi 2500 MHz'de 2400-2600 MHz bandını ileten, bant geçiren mikroşerit filtre tasarlanması ve ardından filtreye entegre edilecek varaktör diyotlarla filtre iletim bandının 2500 MHz etrafında, varaktör diyotlara uygulanan ters eğilimleme voltajı kontrolüyle, sürekli biçimde kaydırılabilmesi planlanmıştır. Bu amaçla gerçekleştirilen, varaktör diyotlu, iletim bandı sürekli biçimde kaydırılabilen bant geçiren mikroşerit filtre sentezi sırasında izlenecek adımlar şu şekilde özetlenebilir: İlk olarak toplu elemanlı normalize (giriş ve çıkış empedansları 1 Ohm'a eşit ve kesim frekansı 1 Hz'e eşit) alçak geçiren filtre sentezi gerçekleştirilecektir. Daha sonra alçak geçiren filtre prototipinin iletim bandı ve giriş çıkış empedans değerleri istenen değerlere çekilerek alçak geçirenden bant geçiren filtreye dönüşüm gerçekleştirilecektir. Sonraki adımda, elde edilen toplu elemanlı bant geçiren filtre yapısı, J-evirici içeren bant geçiren filtre yapısına dönüştürülecektir. Sonrasında, filtrenin giriş ve çıkış rezonatörlerinin dış kalite faktörü değerleri ( $Q_{ext}$ ) ve rezonatörler arasındaki bağlaşımı ifade eden bağlaşım katsayısı ( $K$ ) değerleri J-evirici içeren toplu elemanlı filtre parametreleri üzerinden ifade edilecektir. Sentezin son aşaması olarak elde edilen dış kalite faktörü ( $Q_{ext}$ ) ve bağlaşım katsayısı ( $K$ ) formülleri ve bunlara ek olarak kullanılacak analitik formüller ile birlikte toplu elemanlı yapıdan dağınk elemanlı mikroşerit filtre yapısına geçiş yapılması sağlanacaktır ve bant kaydırmayı sağlayacak olan varaktör diyotlar resonatör yapılarına entegre edilecektir. Bu işlemler sonucu elde edilen mikroşerit tarak dişi yapıda, varaktör diyotlu bant sürekli kaydırılabilen filtre için elektromanyetik analizler sonucu ince ayar gerçekleştirilerek tasarım işlemi sonlandırılacaktır.

Dağınık elemanlı filtre yapılarının dezavantajlarından biri frekans spektrumunda istenmeyen iletim bandı tekrarlarının oluşmasıdır [12]. Bu tez çalışmasında sabit bantlı ve bant kaydırılabilen tarak dişi mikroşerit filtrelerin istenmeyen bant tekrarlarının bastırılmasına ve bant dışı bastırma performansının iyileştirilmesine yönelik çalışma gerçekleştirilmiştir. Bu çalışma esnasında dış kalite faktörü ( $Q_{ext}$ ) ve bağlaşım katsayısı ( $K$ ) analizleri ardından gerçekleştirilen ince ayar işlemi sonrasında bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş sabit bantlı ve bant kaydırılabilen tarak dişi, mikroşerit filtrelerin tasarımı tamamlanmış olacaktır.

### 3.1. Toplu Elemanlı Filtre Sentezi

#### 3.1.1. Toplu Elemanlı Normalize Alçak Geçiren Filtre Sentezi

Filtre sentezinin ilk adımı olan bu aşamada izlenilecek yöntem, sıkça kullanılan klasik devre sentezi metodudur (yerleştirme kaybı metodu). Bu sentez metodunda filtre, frekans bandındaki yerleştirme kaybı karakteristiği üzerinden tanımlanır ve sentezlenir [3]. Bu sebeple devre sentezi metodunda, filtrenin frekans bandındaki faz, genlik tepkisi iletim bandı içinde ve bant dışında kontrol edilebilir. İstenilen genlik ve faz tepkisine uygun olacak şekilde filtre karakteristiği seçilebilir ve buradan hareketle normalize alçak geçiren filtrenin eleman değerleri hesaplanır. İdeal durumda mikrodalga filtre, iletim frekans bandını kayıpsız biçimde geçiren, bandın dışını ise tamamen bastıran (elektriksel olarak iletmeyen) ve doğrusal faz tepkisine sahip filtre olarak tanımlanabilir [3]. Bununla birlikte gerçek hayatta ideal elemanlar bulunmadığı gibi ideal filtrelerin üretilmesi ve kullanılması da mümkün olmamaktadır ve filtre performansları sınırlıdır.

Bu aşamada seçilebilecek Maximally Flat (Butterworth), Chebyshev, eliptik, doğrusal faz karakteristikleri gibi farklı filtre karakteristikleri ve bunlardan her birinin bu sınırlı performans değerleri içinde diğerlerine göre avantajları ve dezavantajları mevcuttur [3]. Bu sebeple farklı uygulamalar için, istenilen filtre tepkisine uygun olan filtre karakteristiği seçilerek filtre sentezine başlanır. Örnek olarak Maximally Flat karakteristiğinde iletim bandına sahip filtrelerde iletim bandında ve bandın dışındaki bastırma bölgesinde dalgalanma bulunmaması avantajına karşılık iletim bandında dalgalanma bulunan Chebyshev karakteristiğindeki filtrelerde Maximally Flat filtrelere göre daha yüksek bant dışı bastırma değerleri elde edilir [3]. Eliptik karakteristikteki filtreler iletim bandı içinde ve bant dışında dalgalanma olmasıyla birlikte Chebyshev'den de yüksek keskinlikte bastırmaya sahiptir. Doğrusal faz karakteristiğine sahip filtreler ise en kötü bant dışı bastırma eğimine sahip olmakla birlikte faz tepkisi doğrusal tepkiye en yakın ve bu yüzden faz bozulmasının en düşük seviyede gerçekleştiği filtre yapılarıdır [3]. Tüm bunlar dikkate alınarak filtre karakteristiği sentez işleminin başında, istenen filtre performansına uygun olarak seçilmelidir ve sentez işlemine başlanmalıdır.

İletim kaybı metodunda normalize alçak geçiren filtrenin eleman değerlerini hesaplamak için öncelikle filtrenin derecesi ve filtre iletim bandı karakteristiğinin seçilmesi gerekmektedir. Filtrenin derecesi, all-pole bant geçiren filtre yapıları için indüktör ve kapasitör elemanlarının sayılarını bir başka deyişle filtredeki resonatör yapılarının sayısını

ifade eder. Filtre derecesi arttırıldığında filtredeki rezonator yapılarının sayısı artar, bu durumda filtrenin bant dışını bastırma performansı iyileşir ancak rezonatör yapılarında kullanılan elemanlar ideal elemanlar olmayacağı için (sınırlı kalite faktörü değerine sahip, kayıplı elemanlar) filtre derecesinin artmasıyla yapıya eklenen elemanlar filtre iletim kaybını arttırır. Bu sebeple bu tez çalışmasında sentezlenecek filtrenin derecesi 3 (N=3) seçilmiştir ve filtre iletim kaybının düşük değerlerde tutulması planlanmıştır. Ayrıca bant içi dalgalanma değeri  $L_{AR}=0.2$  dB olan Chebyshev filtre karakteristiği seçilerek düşük bant içi dalgalanmaya izin verilerek nispeten yüksek bant dışı bastırma eğimi sağlanması planlanmıştır.

Sentez işleminde ilk adım olan üçüncü dereceden normalize Chebyshev, bant içi dalgalanma değeri 0.2 dB olan, alçak geçiren filtrenin oluşturulması için gerekli olan filtrenin eleman değerleri ( $g_0, g_1, \dots, g_{N+1}$ ), önceden hesaplanmış biçimde hazır olarak ilgili çizelgelerden elde edilebilir [13]. Bu değerlerin her biri numaralarına göre buldukları koldaki indüktör veya kapasitörlerin indüktans veya kapasitans değerlerini ifade eder. Chebyshev, bant içi dalgalanma değeri 0.2 dB olan, üçüncü dereceden filtre prototipi için referans [13]'deki çizelgeden elde edilen değerler sırasıyla şu şekildedir;  $g_0=1, g_1=1.2275, g_2=1.1525, g_3=1.2275, g_4=1$ .

İlgili çizelgeden elde edilen eleman değerlerini bulmak için gerekli formül [13];

$$\begin{aligned}\beta &= \ln \left( \coth \frac{L_{AR}}{17.37} \right) \\ \gamma &= \sinh \left( \frac{\beta}{2n} \right) \\ a_k &= \sin \left( \frac{(2k-1)\pi}{2n} \right) & k: 1, \dots, n \\ b_k &= \gamma^2 + \sin^2 \left( \frac{k\pi}{n} \right) & k: 1, \dots, n\end{aligned}$$

ve

(3.1)

$$\begin{aligned}g_1 &= \frac{2a_1}{\gamma} \\ g_k &= \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} & k: 2, \dots, n \\ g_{n+1} &= 1 & (n \text{ tek ise}) \\ g_{n+1} &= \coth^2 \left( \frac{\beta}{4} \right) & (n \text{ çift ise})\end{aligned}$$

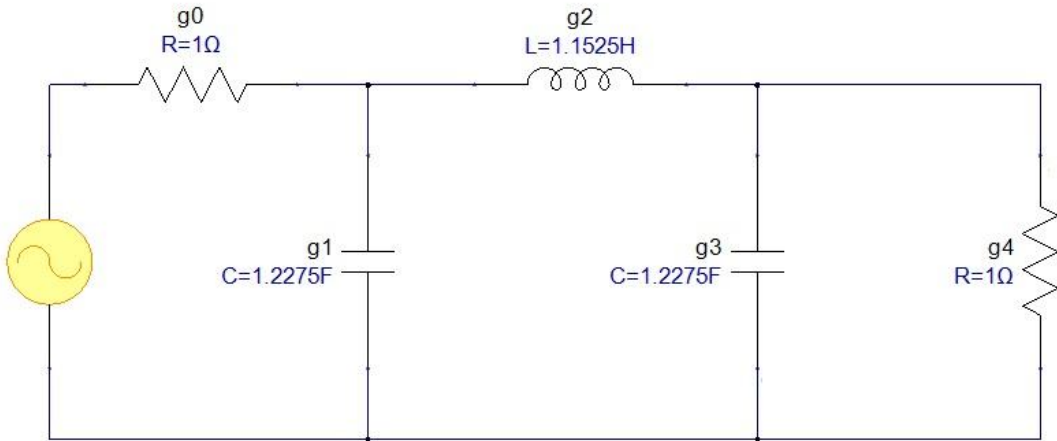
şeklinde verilmiştir. Burada  $L_{AR}$  bant içi dalgalanma değerini,  $n$  filtrenin derecesini,  $g$  değerleri ise normalize alçak geçiren filtre prototipinin eleman değerlerini ifade eder. Bu

formüller (Eşitlik 3.1.) üzerinden hesaplanan, üçüncü dereceden,  $L_{AR}=0.2$  dB, Chebyshev, normalize alçak geçiren filtrenin eleman değerleri ( $g_k$  değerleri) Çizelge 3.1’de verilmiştir.

Çizelge 3.1. Normalize alçak geçiren filtre için hesaplanan eleman değerleri ( $g_k$ )

$\beta$	$\gamma$				
4.4642	0.8146				
$a_1$	$b_1$	$a_2$	$b_2$	$a_3$	$b_3$
0.5	1.4136	1	1.4136	0.5	0.6636
$g_0$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	
1	1.2275	1.1526	1.2275	1	

Burada hesaplanan değerler çizelgeden [13] hazır olarak alınan değerlerle karşılaştırıldığında değerlerin birbiriyle örtüştüğü görülecektir. Burada elde edilen değerlerle oluşturulan alçak geçiren filtre Şekil 3.1’de görülmektedir.



Şekil 3.1. Üçüncü dereceden normalize alçak geçiren filtre prototipi (Chebyshev 0.2 dB dalgalanma)

Formüllerle elde edilen normalize alçak geçiren filtre istenilen giriş çıkış empedans değerleri ve frekans bandı belirlenerek alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran filtre türlerine dönüştürülebilir. Bu çalışma kapsamında, alçak geçiren-bant

geçiren dönüşüm formülleri kullanılarak normalize alçak geçiren filtre prototipi istenilen frekans bandında ve giriş-çıkış empedans değerlerinde bant geçiren filtreye dönüştürülecektir.

### 3.1.2. Alçak Geçiren-Bant Geçiren Dönüşümü

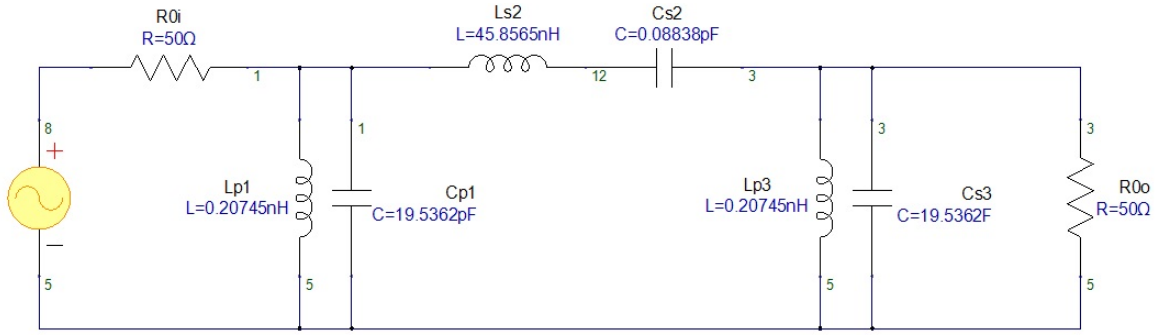
Sentez işleminin ikinci adımında, ilk adımda oluşturulan prototip alçak geçiren filtre dönüştürülerek, S-bantta (2-4 GHz arası frekans bandı) merkez frekansı 2.5 GHz olan, bant genişliği ( $L_{AR}=0.2$  dB olduğu için merkezdeki en düşük iletim kaybı noktasından 0.2 dB düşük noktalarla tanımlanan bant genişliği) 200 MHz olması istenen, toplu elemanlı bant geçiren filtre elde edilmesi planlanmaktadır. Mikrodalga sistemlerde yaygın olarak kullanılan empedans değeri 50 Ohm'dur. Bu sebeple filtrenin giriş çıkış empedans değerlerinin 50 Ohm olması planlandığı için  $R_0$  50 Ohm seçilecektir. Alçak geçiren-bant geçiren dönüşümü yapılırken; alçak geçiren filtre yapısında bulunan paralel kapasitörler bant geçiren filtrede paralel indüktör ve kapasitöre, alçak geçiren filtrede bulunan seri indüktörler ise bant geçiren filtrede seri indüktör ve kapasitöre dönüşmüş olur. Alçak geçiren-bant geçiren dönüşümünü sağlayacak formüller ve giriş-çıkış empedansının hesaplanmasını sağlayan formüller şu şekilde verilmiştir [3];

$$\begin{aligned}
 R_{0i} &= R_0 g_0 \\
 R_{0o} &= R_0 g_{n+1} \\
 L_{pk} &= \left( \frac{\Delta R_0}{w_0 g_k} \right) \\
 C_{pk} &= \left( \frac{g_k}{\Delta R_0 w_0} \right) \\
 L_{sk} &= \left( \frac{R_0 g_k}{\Delta w_0} \right) \\
 C_{sk} &= \left( \frac{\Delta}{R_0 w_0 g_k} \right) \\
 \Delta &= \frac{w_{c2} - w_{c1}}{w_0} \\
 w_0 &= \sqrt{w_{c2} w_{c1}}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Yukarıdaki eşitliklerde  $R_{0i}$  giriş empedans değerini,  $R_{0o}$  çıkış empedans değerini,  $L_{pk}$  bant geçiren filtredeki k sırasındaki paralel koldaki indüktörü,  $C_{pk}$  k sırasındaki paralel koldaki kapasitörü,  $L_{sk}$  k sırasındaki seri koldaki indüktörü,  $C_{sk}$  k sırasındaki seri koldaki kapasitörü ifade eder. Ayrıca  $R_0$  empedans katsayısını,  $w_{c1}$  ve  $w_{c2}$  iletim bandının kesim frekanslarını,  $\Delta$  oransal bant genişliğini,  $w_0$  kesim frekanslarının geometrik ortalamasını ve

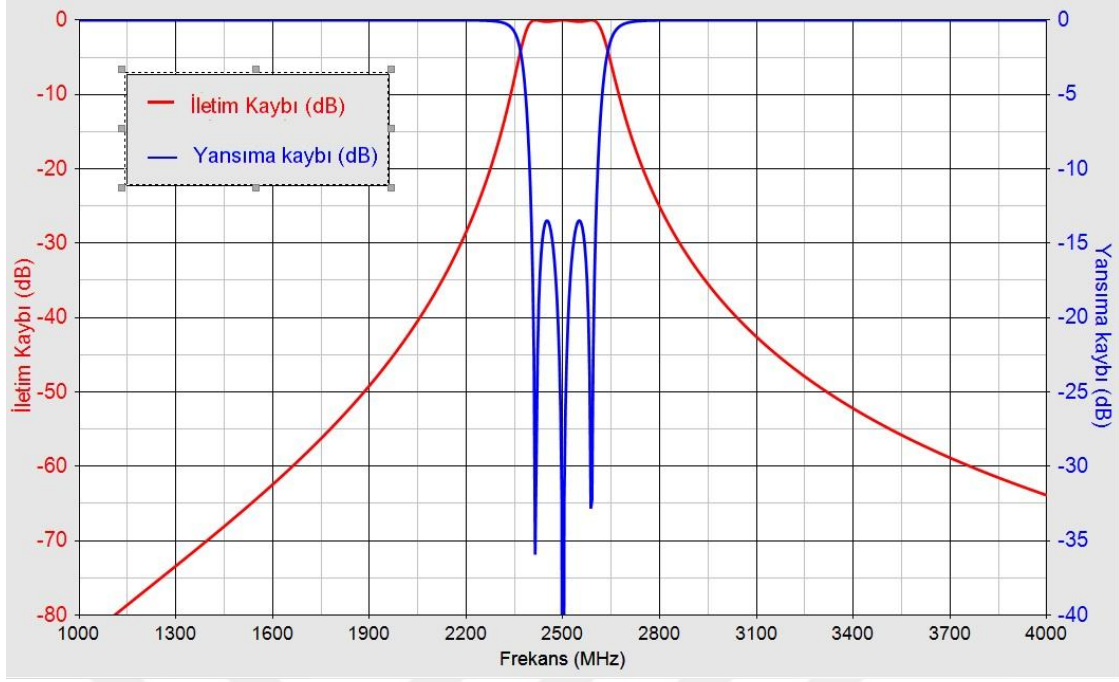


yaklaşık merkez frekansı ifade eder ve  $\Delta=0.08$ ,  $w_0=2500$  MHz olarak belirlenmiştir. Bununla birlikte,  $g_k$  normalize alçak geçiren prototip filtre için eleman değerlerini ifade eder. Bu formüller üzerinden hesap yapıldığında;  $L_{p1}=0.20745$  nH,  $C_{p1}=19,53620$  pF,  $L_{s2}=45,85650$  nH,  $C_{s2}=0,08838$  pF,  $L_{p1}=0.20745$  nH,  $C_{p1}=19,53620$  pF,  $R_{0i}=50$  Ohm ve  $R_{0o}=50$  Ohm olarak bulunmuştur ve elde edilen toplu elemanlı bant geçiren filtre Şekil 3.2’de gösterilmiştir.

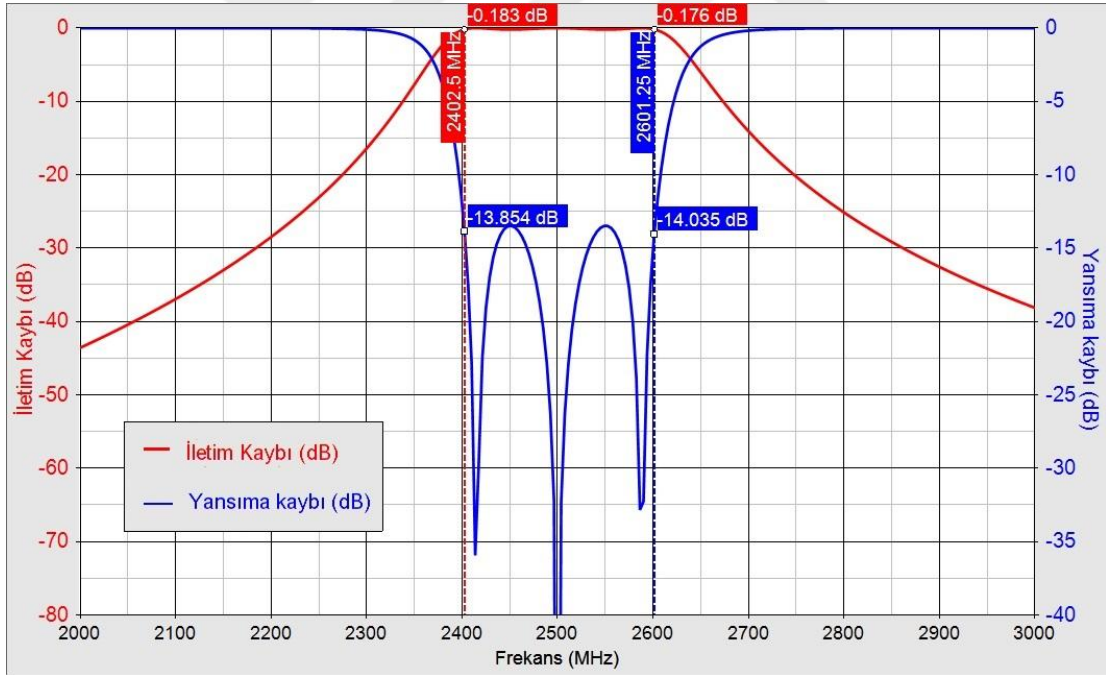


Şekil 3.2. Üçüncü dereceden toplu elemanlı bant geçiren filtre

Oluşan filtrenin (Şekil 3.2) doğrusal analiz sonucu Şekil 3.3’de gösterilmektedir. Şekil 3.4’te ise aynı filtrenin dar bantlı analiz sonucu verilmiştir. Sentezlenen toplu elemanlı üçüncü dereceden Chebyshev ( $L_{AR}=0.2$ dB,  $\Delta=0.08$ ,  $w_0=2500$  MHz) filtrenin analizi sonucunda, 0.2 dB kayıp üzerinden hesaplanan bandın planlandığı şekilde 2400-2600 MHz arasında olduğu ve bandın merkezinin 2500 MHz’de olduğu görülmektedir. Ayrıca Chebyshev ( $L_{AR}=0.2$  dB) filtre karakteristiğine uygun olarak bant içi 0.2 dB büyüklüğünde dalgalanma meydana gelmiştir. Bandın merkezi 2500 MHz’de iletim kaybı yaklaşık 0 dB olduğu görülmektedir; bunun sebebi analiz gerçekleştirilirken kullanılan toplu elemanların ideal elemanlar olmasıdır ( $Q$  değerleri  $10^6$  olarak girilmiştir). Aynı filtre gerçeğe yakın ( $Q$  değerleri sınırlı) toplu kapasitör ve indüktörlerle oluşturulduğunda iletim bandındaki kaybın artması beklenir. Bu analizde, ideal elemanlarla filtre oluşturularak gösterilmek istenen, sentez sonucunda oluşturulan filtrenin bant genişliği, merkez frekans gibi hedeflenen değerlere ulaşabildiğidir.



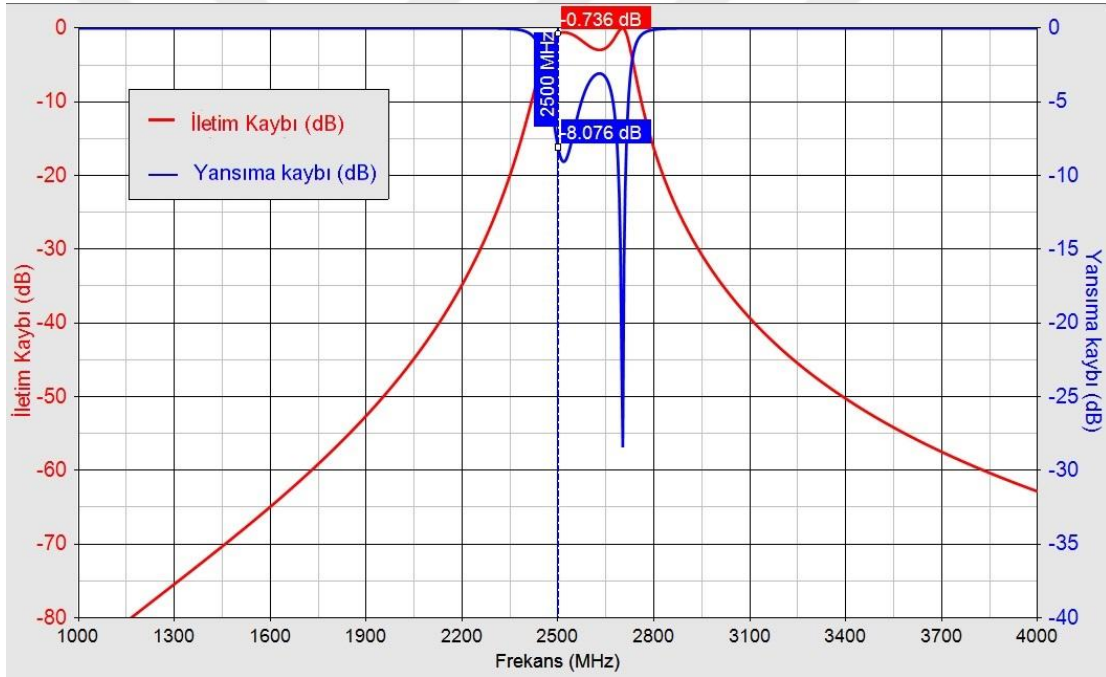
Şekil 3.3. Üçüncü dereceden toplu elemanlı bant geçiren filtrenin doğrusal analizi



Şekil 3.4. Üçüncü dereceden toplu elemanlı bant geçiren filtrenin doğrusal analizinin dar bantta incelenmesi

İlgili dönüşüm formülleriyle [3] sentezlenen Şekil 3.2'deki filtrenin gerçekleştirilmesinde en büyük sorun, formüllerden (Eşitlik 3.2.) anlaşılacağı üzere sentezlenmek istenen filtrenin merkez frekansı arttıkça paralel koldaki ve seri koldaki elemanların indüktans ve kapasitans değerlerinin ( $L_{pk}$ ,  $C_{pk}$ ,  $L_{sk}$ ,  $C_{sk}$ ) düşmesidir, ve çok düşük değerlere

ulaşıldığında, bu değerlerde indüktör ve kapasitör bulma zorluğudur. Ayrıca bulunabilecek muhtemel indüktör ve kapasitörlerin indüktans ve kapasitans değerlerindeki tolerans (ufak değişiklikler) filtre tepkisi üzerinde ciddi oynamalara ve bozulmalara yol açmaktadır. Bu sebeple tasarlanması planlanan mikrodalga filtrenin merkez frekansı arttıkça filtreleri toplu elemanlarla gerçeklemek ve üretmek gitgide zorlaşır ve imkansız hale gelir. Örnek olarak Şekil 3.2’de mevcut olan  $L_{p1}=0.20745$  nH,  $C_{s2}=0.08838$  pF kadar küçük değerlerde toplu indüktör ve kapasitörler bulunamayacağı gibi bu değerlerdeki ufak değişiklikler filtre tepkisinden önemli bozulmalara yol açmaktadır. Bu sebeple hesaplanan değerler analizde, virgülden sonra beşinci basamağa kadar girilip yuvarlanmamıştır. Örneğin indüktör ve kapasitör değerleri;  $L_{p1}=0.2$  nH,  $C_{p1}=19.53620$  pF,  $L_{s2}=45.85650$  nH,  $C_{s2}=0.08$  pF,  $L_{p1}=0.2$  nH,  $C_{p1}=19.53620$  pF olacak biçimde yuvarlandığında frekans tepkisinin bozularak Şekil 3.3 ve Şekil 3.4’den Şekil 3.5’deki haline gelmesi gözlemlenebilir.



Şekil 3.5. Üçüncü dereceden toplu elemanlı bant geçiren filtrenin eleman değerlerindeki ufak değişikliğin frekans tepkisine etkisi

Yukarıda bahsedilen sebeplerle yüksek frekansta çalışacak filtrelerin toplu elemanlı yapılardan dağınık elemanlı yapılara dönüştürülerek filtrelerin gerçekleştirilmesi ve üretilmesi sağlanabilir [3], bu tezde asıl olarak planlanan üçüncü dereceden bant geçiren varaktör diyotlu filtrenin dağınık filtre yapısında, tarak dişi mikroşerit filtre olarak gerçekleştirilmesidir.

### 3.2. Alçak Geçiren Prototipten J-evirici İçeren Bant Geçiren Yapıya Dönüşüm

Sentezlenen normalize alçak geçiren filtre prototipi üzerinden alçak geçiren-bant geçiren dönüşümü gerçekleştirilip toplu elemanlı bant geçiren filtre (Şekil 3.2) oluşturulduktan sonra, mikroşerit tarak dişi filtre sentezi için bir ara adım olan J-evirici (admitans evirici) içeren yapıya Şekil 3.2'deki yapıdan geçiş işlemi gerçekleştirilecektir. Bu aşamada elde edilecek J-evirici içeren yapı üzerinden, tarak dişi filtre yapısının giriş ve çıkış rezonatörlerinin kalite faktörünü belirleyen dış kalite faktörü  $Q_{ext}$  formülü ve rezonatörler arasındaki etkileşimi ifade eden  $K$  (bağlaşım katsayısı) formülü tanımlanacaktır.

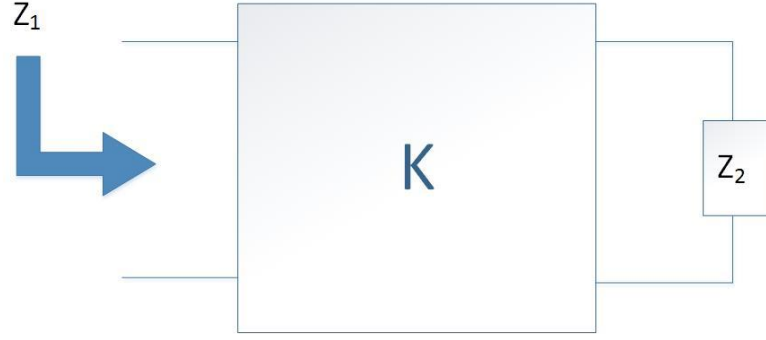
Şekil 3.2'de elde edilen yapıda seri ve paralel kolda elemanlar görülmektedir. Bu yapıyı sadece paralel elemanlardan veya sadece seri elemanlardan oluşan yapılara dönüştürmek mümkündür. Bu sayede filtre yapısı basitleştirilebilir ve filtreler gerçekleştirilmesi daha basit yapılara çevrilebilir ve rezonatörler arası bağlaşım bu şekilde ifade edilebilir [14]. Bu dönüşümü sağlamak için Kuroda özdeşlikleri veya K & J-eviriciler kullanılabilir [3]. Bu çalışmada J-evirici kullanılarak Şekil 3.2'deki yapı J-evirici ve tamamen paralel rezonatörlerden oluşan yapıya dönüştürülecektir. Bu sayede paralel rezonatör hatları olan ve ardışık paralel rezonatörler arası bağlaşımın kuvvetli olduğu tarak dişi filtre yapısının eşdeğer modeli, paralel rezonatör ve J-eviricilerle oluşturulmuş olacaktır.

Bu aşamada, bahsedilen modeli oluşturmak için kullanılacak olan K ve J-evirici yapılarının tanımlarından bahsedilecektir.

#### 3.2.1. K-evirici ve J-evirici Yapıları

İdeal K-evirici (empedans evirici) karakteristik empedansı  $K$  (reel sayı) olan,  $\pm 90^\circ$ 'nin tek katları kadar ( $90^\circ, 270^\circ \dots$ ) faz kaymasına yol açan ve idealde tüm frekans bandında, bir portu  $Z_2$  empedansı ile sonlandırıldığında diğer portundan görülen empedans değeri  $Z_1$  olarak verilen 2-portlu yapı olarak tanımlanır [15].

$$Z_1 = \frac{K^2}{Z_2} \quad (3.3)$$



Şekil 3.6. K-evilirici (Empedans evilirici)

İdeal K-evilirici yapısının ABCD matrisi şu şekilde ifade edilebilir [15].

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jK \\ -\frac{1}{jK} & 0 \end{bmatrix} \text{ veya } \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -jK \\ +\frac{1}{jK} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Aynı şekilde J-evilirici (admitans evilirici) karakteristik admitans değeri J (reel sayı) olan,  $\pm 90^\circ$ 'nin tek katları kadar ( $90^\circ, 270^\circ \dots$ ) faz kaymasına yol açan ve idealde tüm frekans bandında bir portu  $Y_2$  admitans değeri ile sonlandırıldığında diğer portundan görülen admitans değeri  $Y_1$  olarak verilen 2-portlu yapı olarak tanımlanır [15].

$$Y_1 = \frac{J^2}{Y_2} \quad (3.5)$$



Şekil 3.7. J-evilirici (Admitans evilirici)

İdeal J-evilirici yapısının ABCD matrisi şu şekilde ifade edilebilir [15].

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{jJ} \\ -jJ & 0 \end{bmatrix} \text{ veya } \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{jJ} \\ jJ & 0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

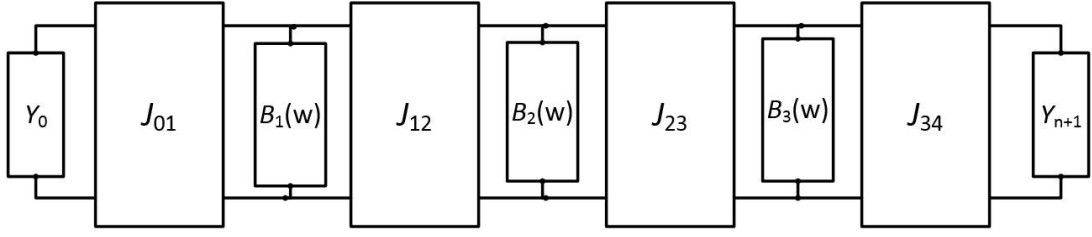
İdeal durumda K-evirici ve J-evirici yapılarının tüm frekans bandında sabit K ve J karakteristik empedans ve admitans değerine sahip olması beklense de gerçek hayatta tasarlandıkları bölgede ve dar frekans bandında ideale yakın davranırlar, bu yüzden dar bantlı filtre uygulamalarında kullanılmaları uygundur, geniş bantlı filtre uygulamalarında kullanımları filtre performansını düşürebilir [3].

### 3.2.2. K-evirici ve J-evirici Yapılarının Filtre Modeline Eklenmesi

K-evirici ve J-evirici yapıları filtrelerde kullanılarak seri ve paralel rezonatör elemanları içeren yapılardan sadece seri elemanlı rezonatörler veya sadece paralel elemanlı rezonatörlere sahip denk filtrelere dönüşüm gerçekleştirilebilir ve bu sayede mikrodalga filtrenin üretilmesi ve gerçekleşmesinde avantaj sağlanabilir. Bu şekilde evirici içeren eşdeğer devreye dönüşüm paralel bağlaşımlı hat içeren (tarak dişi filtreler gibi) mikrodalga filtre sentezlerinde kullanılan bir adımdır [14].

### 3.2.3. J-evirici ve Paralel Rezonatörlü Bant Geçiren Filtrenin Dış Kalite Faktörü ( $Q_{ext}$ ) Formülü

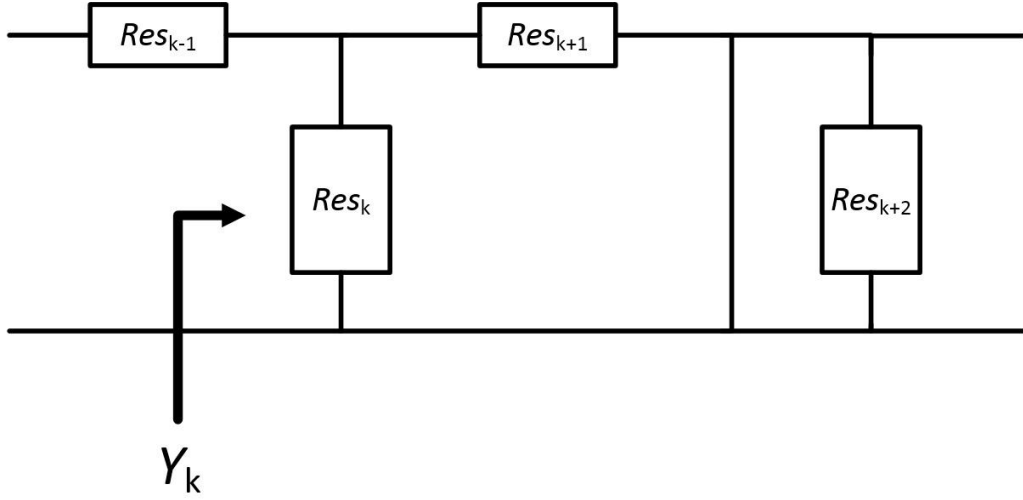
Bu aşamada önceden elde edilen toplu elemanlı bant geçiren filtreyi (Şekil 3.2) J-evirici içeren yapıya dönüştürüp  $K$  ve  $Q_{ext}$  değerlerini J-evirici parametreleriyle birlikte tanımlayıp sıralı paralel bağlaşımlı hatlardan oluşan eşdeğer tarak dişi filtreye çevirim gerçekleştirilecektir. Bu amaçla, Şekil 3.2’de bant geçiren filtredeki seri rezonatörler eşdeğerleri olan iki yanında J-evirici bulunan paralel rezonatörlere çevirilecektir. Böylece Şekil 3.2’deki seri ve paralel rezonatörlerden oluşan bant geçiren filtre eşdeğer tepkiye sahip sadece paralel rezonatörler ve J-eviricilerden oluşan yapıya (Şekil 3.8) dönüştürülecektir. Şekil 3.8’deki  $Y_0$  ve  $Y_{n+1}$  giriş ve çıkış hatlarının admitans değerini,  $B_1$ ,  $B_2$  ve  $B_3$  paralel yapıdaki rezonatörlerin susceptance değerini ifade eder.



Şekil 3.8. J-eviricilerden oluşan bant geçiren filtre yapısı

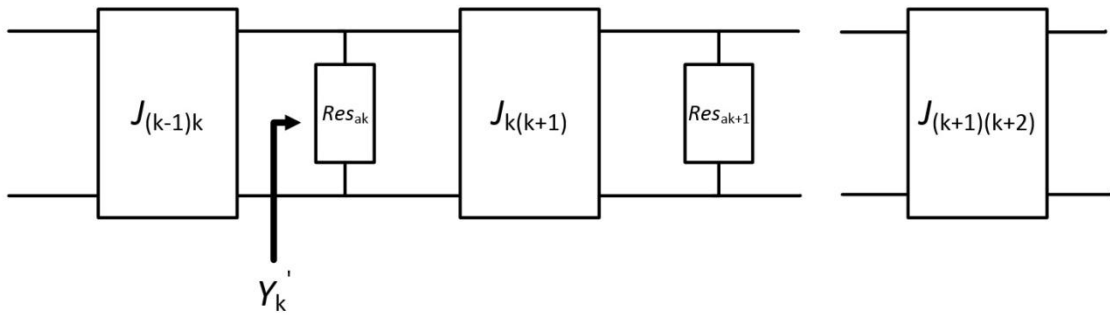
Bu dönüşümle birlikte filtrenin girişinde ve çıkışında bulunan rezonatörlerin dış kalite faktörü  $Q_{ext}$  formülleri çıkarımı yapılacaktır. Literatürde alçak geçiren filtre için gerçekleştirilmiş benzer bir dönüşüm bulunabilir [13].  $Q_{ext}$  formülü çıkarımı için iki eşdeğer; birincisi paralel ve seri rezonatörlerden oluşan bant geçiren filtre yapısı diğeri ise sadece paralel rezonatörlerden ve J-eviricilerden oluşan bant geçiren filtre yapısı oluşturulacaktır. Bu iki yapıda devre üzerinde aynı noktaya karşılık gelen yerlerden admitans değerleri hesaplanacak ve bu değerlerin birbirine olan eşitliği üzerinden J-evirici tanımları yapılacaktır ve daha sonra elde edilen J-evirici tanımları üzerinden  $Q_{ext}$  formülleri çıkarılacaktır.

Paralel ve seri rezonatörlerden oluşan bant geçiren filtre yapısından alınmış bir kesit Şekil 3.9'da verilmiştir. Şekil 3.9'da,  $Res_{k-1}$  ve  $Res_{k+1}$  kutuları bant geçiren filtredeki seri rezonatör yapılarını,  $Res_k$  ve  $Res_{k+2}$  kutuları ise bant geçiren filtrenin paralel rezonatör yapılarını göstermektedir.  $Res_{k+1}$  ve  $Res_{k+2}$  rezonatörleri arasında bulunan hattın kısa devre çekilmiştir (Şekil 3.9).  $Res_k$  rezonatörünün gerisinden  $Y_k$  olarak admitans değeri tanımlanmıştır (Şekil 3.9).



Şekil 3.9. Paralel ve seri rezonatörlerden oluşan bant geçiren filtre yapısı kesiti

Şekil 3.9'daki yapının eşdeğeri olacak şekilde paralel rezonatör ve J-evirici içeren yapıya dönüştürülmüş bant geçiren filtreden alınmış eşdeğer kesit Şekil 3.10'da görülmektedir. Bu yapıda J-evirici kullanımıyla birlikte tüm rezonatörler paralel rezonatörlere dönüştürülmüştür. Şekil 3.9'daki yapıda ismi  $Res_k$  ve  $Res_{k+1}$  olan rezonatörlere Şekil 3.10'da sırasıyla  $Res_{ak}$  ve  $Res_{ak+1}$  rezonatörleri karşılık gelmektedir. Şekil 3.9'daki kısa devre hattı Şekil 3.10'da  $J_{(k+1)(k+2)}$  rezonatörünün ilerisine düşmektedir ve gerisine alındığında  $J_{(k+1)(k+2)}$  eviricisinden dolayı Şekil 3.10'da görüldüğü üzere açık devreye dönüşmüştür. Şekil 3.9'da  $Y_k$  admitansının tanımlandığı noktaya Şekil 3.10'da karşılık gelen noktadan  $Y_k'$  tanımlanmıştır. İki nokta eşdeğer devrelerde aynı bölgeye denk geldiği için  $Y_k$  ve  $Y_k'$  değerleri empedans katsayıları eşitlendiğinde birbirine eşit olurlar.



Şekil 3.10. J-eviricilerden ve paralel rezonatörlerden oluşan bant geçiren filtre yapısı kesiti



Şekil 3.9 ve Şekil 3.10'daki  $Y_k$  ve  $Y_k'$  admitans değerleri şu şekilde tanımlanabilir;

$$Y_k = \left( j\omega C_k + \frac{1}{j\omega L_k} \right) + \left( j\omega L_{k+1} + \frac{1}{j\omega C_{k+1}} \right)^{-1}$$

$$Y_k' = \left( j\omega C_{ak} + \frac{1}{j\omega L_{ak}} \right) + \left( \frac{J_{k(k+1)}^2}{j\omega C_{ak+1} + \frac{1}{j\omega L_{ak+1}}} \right)$$

$\frac{Y_k}{Y_k'} = \frac{C_k}{C_{ak}}$  : empedans katsayılar oranı

(3.7)

$$C_{ak} \left( j\omega L_k + \frac{1}{j\omega C_k} \right)^{-1} = C_k \left( \frac{J_{k(k+1)}^2}{j\omega C_{ak+1} + \frac{1}{j\omega L_{ak+1}}} \right)$$

$$J_{k(k+1)}^2 = \frac{C_{ak}}{C_k} \frac{\left( j\omega C_{ak+1} + \frac{1}{j\omega L_{ak+1}} \right)}{\left( j\omega L_{k+1} + \frac{1}{j\omega C_{k+1}} \right)}$$

$$J_{k(k+1)}^2 = \frac{C_{ak}}{C_k} \left( \frac{1-\omega^2 C_{ak+1} L_{ak+1}}{1-\omega^2 C_{k+1} L_{k+1}} \frac{C_{k+1}}{L_{ak+1}} \right) = \frac{C_{ak}}{C_k} \frac{C_{k+1}}{L_{ak+1}}$$

$$C_{ak+1} L_{ak+1} = \frac{1}{\omega^2} \quad (\omega = \omega_0)$$

$$C_{k+1} L_{k+1} = \frac{1}{\omega^2} \quad (\omega = \omega_0)$$

$$J_{k(k+1)}^2 = \frac{C_{ak}}{C_k} \frac{C_{k+1}}{L_{ak+1}} = \frac{C_{ak}}{C_k} \frac{\frac{1}{L_{k+1} \omega_0^2}}{\frac{1}{C_{ak+1} \omega_0^2}} = \frac{C_{ak}}{C_k} \frac{C_{ak+1}}{L_{k+1}}$$

burada  $C_k$  ve  $L_k$  Şekil 3.9'daki yapının  $k$  sırasındaki rezonatörünün,  $C_{k+1}$  ve  $L_{k+1}$   $k+1$ 'inci rezonatörün kapasitör ve indüktörünü ifade eder; aynı şekilde  $C_{ak}$  ve  $L_{ak}$  Şekil 3.10'daki yapının  $k$  sırasındaki rezonatörünün,  $C_{ak+1}$  ve  $L_{ak+1}$   $k+1$  sırasındaki rezonatörün kapasitör ve indüktörünü ifade eder. Ayrıca  $\omega$  frekans,  $\omega_0$  rezonans frekansıdır;  $J_{k(k+1)}$   $k$  ve  $k+1$ 'inci rezonatörler arasındaki J-eviricinin değeridir.  $J_{k(k+1)}$  evirici değerinin çıkarımından sonra giriş ve çıkış  $Q_{ext}$  değerinin çıkarımına geçilebilir. Kalite faktörü ( $Q$ ) genel tanım olarak, bir rezonatorün her bir periodda depoladığı enerjinin harcanan enerjiye oranını veren büyüklük olarak tanımlanır [16]. Kalite faktörü seri ve paralel rezonatör tipindeki yapılar için şu şekilde tanımlanabilir [13].

$$Q_{seri} = \frac{x}{R}$$

$$Q_{paralel} = \frac{b}{G} \quad (3.8)$$

Burada  $Q_{seri}$  seri rezonatör yapısındaki rezonatörlerin,  $Q_{paralel}$  ise paralel rezonatör yapısındaki rezonatörlerin kalite faktörünü,  $x$  reaktans eğim parametresini,  $b$  ise susceptance eğim parametresini,  $R$  seri direnç değerini,  $G$  paralel iletkenlik değerini ifade eder.  $x$  ve  $b$  şu şekilde tanımlanabilir [13];

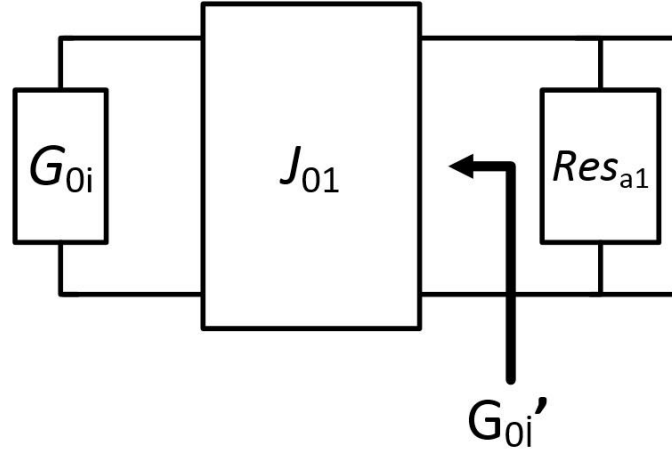
$$\begin{aligned}
x &= \frac{w_0}{2} \frac{\partial X}{\partial w} (w=w_0) \\
b &= \frac{w_0}{2} \frac{\partial B}{\partial w} (w=w_0)
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Yukarıdaki eşitliklerde,  $X$  ilgili seri rezonatörün reaktans değerini,  $B$  ilgili paralel rezonatörün susceptance değerini ifade eder,  $w_0$  ise rezonans frekansıdır.

Bu formüllerden yola çıkarak filtrenin J-evirici ve paralel rezonatörlerden oluşan yapıya dönüştürülmüş halinin (Şekil 3.8) girişindeki ilk rezonatör (Şekil 3.11) için  $Q_{\text{ext}}$  değerini şu şekilde tanımlayabiliriz;

$$\begin{aligned}
Q_{\text{ext-giris}} &= \frac{b_1}{G_{0i}} = \frac{b_1}{\frac{J_{01}^2}{G_{0i}}} \\
J_{01}^2 &= \frac{Y_0 \frac{b_1}{w_0}}{\frac{g_0}{Z_0} \frac{Z_0 g_1}{\Delta w_0}} = \frac{Y_0 b_1 \Delta}{g_0 g_1} \\
Q_{\text{ext-giris}} &= \frac{g_0 g_1}{\Delta}
\end{aligned} \tag{3.10}$$

burada  $b_1$  birinci rezonatörün susceptance eğim parametresini,  $J_{01}$  giriş tarafındaki admitans evirici parametresini,  $G_{0i}$  ( $G_{0i}=Y_0$ ) ve  $G_{0i}'$  Şekil 3.11'deki iletkenlik değerlerini,  $Z_0$  empedans çarpım faktörünü,  $Y_0$  admitans çarpım faktörünü ( $Y_0 = \frac{1}{Z_0}$ ),  $\Delta$  oransal bant genişliğini,  $w_0$  merkez frekansı,  $g_0$  ve  $g_1$  ise normalize alçak geçiren prototip filtre (Şekil 3.1) için hesaplanan eleman değerlerini ifade eder.

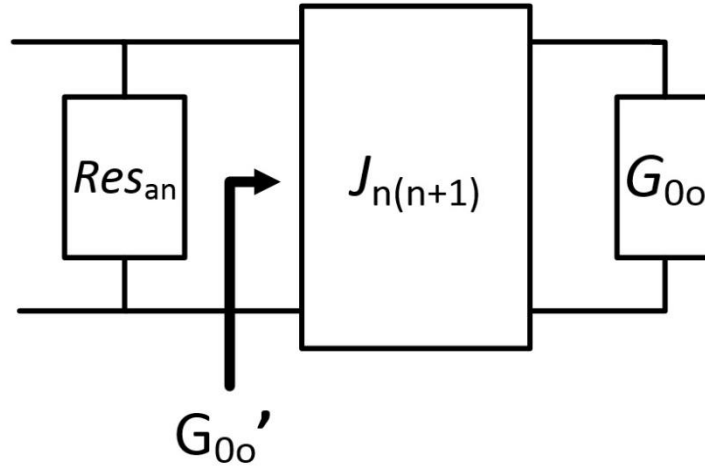


Şekil 3.11. Filtre giriş tarafı: J-evirici ve ilk rezonatör

Benzer şekilde; sadece J-evirici ve paralel rezonatörlerden oluşan yapıya dönüştürülmüş filtrenin (Şekil 3.8) çıkış tarafındaki son rezonatör (Şekil 3.12) için  $Q_{\text{ext}}$  değerini şu şekilde hesaplayabiliriz;

$$\begin{aligned}
 Q_{\text{ext-cıkıs}} &= \frac{b_3}{G_{00}} = \frac{b_3}{\frac{J_{34}^2}{G_{00}}} \\
 J_{34}^2 &= \frac{\frac{b_3}{w_0} Y_0}{\frac{g_3}{\Delta Z_0 w_0} g_4 Z_0} = \frac{Y_0 b_3 \Delta}{g_3 g_4} \\
 Q_{\text{ext-cıkıs}} &= \frac{g_3 g_4}{\Delta}
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

burada  $b_3$  üçüncü yani son rezonatörün susceptance eğim parametresini,  $J_{34}$  çıkış tarafındaki admitans evirici parametresini,  $G_{00}$  ( $G_{00}=Y_0$ ) ve  $G_{00}'$  Şekil 3.12'deki iletkenlik değerlerini,  $Z_0$  empedans çarpım faktörünü,  $Y_0$  admitans çarpım faktörünü ( $Y_0 = \frac{1}{Z_0}$ ),  $\Delta$  oransal bant genişliğini,  $w_0$  merkez frekansı,  $g_3$  ve  $g_4$  ise normalize alçak geçiren prototip filtre (Şekil 3.1) için hesaplanan eleman değerlerini ifade eder.



Şekil 3.12. Filtre çıkış tarafı: J-evirici ve son rezonatör

### 3.2.4. J-evirici ve Paralel Rezonatörlü Bant Geçiren Filtrenin Bağlaşım Katsayısı ( $K$ ) Formülü

Sadece J-evirici ve paralel rezonatörlerden oluşmayan; genel olarak dar bantlı bant geçiren filtre yapılarında ardışık rezonatörler arasındaki etkileşimi ifade eden  $K$  (bağlaşım katsayısı) değerini hesaplamak için verilen formül şu şekildedir [17].

$$K_{i(i+1)} = \frac{1}{w_1} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \left( \frac{f_{c2} - f_{c1}}{f_0} \right) \quad (3.12)$$

Bu formülde  $K_{i(i+1)}$   $i$  ve  $i+1$ 'nci sıradaki rezonatörler arasındaki bağlaşım katsayısını ifade eder.  $w_1$ ' normalize alçak geçiren filtrenin kesim frekansını,  $g_i$  ve  $g_{i+1}$  ilk adımda sentezlenen normalize alçak geçiren filtrenin eleman değerlerini,  $f_{c2}$  ve  $f_{c1}$  filtre iletim bandının kesim frekanslarını,  $f_0$  merkez frekansı ifade eder. Toplu elemanlı normalize alçak geçiren filtre (Şekil 3.1) sentezlenirken  $w_1$ ' değeri 1 Hz olarak alınmıştır bu sebeple  $K$  (bağlaşım katsayısı) formülü şu şekilde yazılabilir;

$$K_{i(i+1)} = \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \left( \frac{f_{c2} - f_{c1}}{f_0} \right) = \frac{\Delta}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (3.13)$$

bu formülde  $g_i$  ve  $g_{i+1}$  ilk adımda sentezlenen normalize alçak geçiren filtrenin eleman değerlerini,  $\Delta$  oransal bant genişliğini yani kesim frekanslarının arasındaki bandın merkez frekansa oranını ifade eder.

### 3.3. Dağınık Yapıda Elemanlı Filtre Sentezi

İstenilen performansa sahip olan filtre prototipi seçilen filtre karakteristiği ile sentezlendikten sonra elde edilen toplu elemanlı yapı farklı yapılardaki bağlaşımlı filtreler olarak dağınık filtre formunda gerçekleştirilebilir [14], bu dönüşüm gerçekleştirilirken K ve J- evirici yapıları filtreye entegre edilerek eşdeğer tepkiye sahip üretimi ve gerçekleşmesi daha kolay olan filtre yapıları elde edilir. Bu yapılar üzerinden formülize edilen  $Q_{ext}$  ve  $K$  değerleri farklı çeşitlerdeki dağınık, bağlaşımlı, bant geçiren filtre yapılarının gerçekleştirilmesi için kullanılabilir. Bu tez çalışmasında tasarlanacak dağınık filtre yapısı mikroşerit tarak dişi filtre yapısı olarak seçilmiştir. Bu doğrultuda dağınık elemanlardan oluşacak mikroşerit tarak dişi filtre yapısının elemanlarının fiziksel uzunluk değerleri sırayla hesaplanacaktır.

#### 3.3.1. $K$ (Bağlaşım Katsayısı) ve $Q_{ext}$ (Dış Kalite Faktörü) Hesabı

Filtre derecesi üç olan, 2400-2600 MHz merkez bandında, filtre karakteristiği Chebyshev,  $L_{AR}=0.2$  dB olarak seçilen filtrenin normalize alçak geçiren prototipinin eleman değerleri şu şekilde hesaplanmıştır;  $g_0=1$ ,  $g_1=1.2275$ ,  $g_2=1.1525$ ,  $g_3=1.2275$ ,  $g_4=1$ . Bu değerlerle birlikte  $Q_{ext}$  ve  $K_{i(i+1)}$  formülleri (Eşitlik 3.10, 3.11, 3.13) kullanılarak üçüncü dereceden tarak dişi filtre sentezi için gerekli  $Q_{ext}$  ve  $K_{i(i+1)}$  değerlerini şu şekilde hesaplayabiliriz;

$$Q_{ext-giris} = \frac{g_0 g_1}{\Delta} = \frac{1.0 \cdot 1.2275}{0.08} = 15.34$$

$$Q_{ext-cikis} = \frac{g_3 g_4}{\Delta} = \frac{1.2275 \cdot 1.0}{0.08} = 15.34$$

$$K_{12} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_1 g_{i+1}}} = \frac{0.08}{\sqrt{1.2275 \cdot 1.1525}} = 0.067$$

$$K_{23} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} = \frac{0.08}{\sqrt{1.1525 \cdot 1.2275}} = 0.067$$

burada  $Q_{ext-giris}$  filtrenin giriş tarafındaki ilk rezonatörün dış kalite faktörünü ifade ediyor,  $Q_{ext-cikis}$  ise aynı filtrenin çıkış tarafındaki rezonatörünün (yani üçüncü rezonatörün) dış kalite faktörünü ifade ediyor. Bununla birlikte  $K_{12}$  üçüncü dereceden filtrenin birinci ve ikinci rezonatörleri arasındaki bağlaşım katsayısı değerini ifade ederken,  $K_{23}$  ise aynı filtrenin ikinci ve üçüncü rezonatörleri arasındaki bağlaşım katsayısını ifade ediyor.

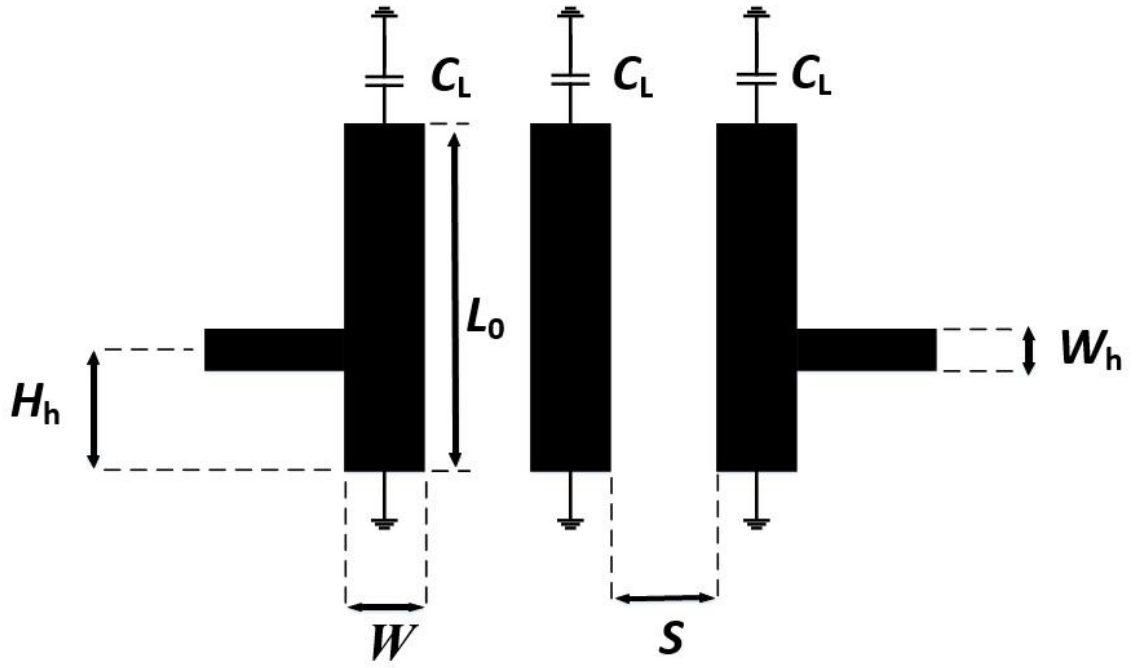
Bundan sonraki adım, tasarlanması hedeflenen üçüncü dereceden varaktör diyotlu, bant sürekli kaydırılabilen tarak dişi filtrenin hesaplanan  $Q_{ext}$  ve  $K$  değerleriyle birlikte sentezlenmesidir. Bu sentez için gerekli işlemler adım adım anlatılacaktır ve hesaplanan

$Q_{ext}$  ve  $K$  değerlerini sağlayacak olan mikroşerit tarak dişi filtre yapısının uzunluk değerleri ve tarak dişi filtreye konulacak olan varaktör diyotların kapasitans değerini temsil eden kapasitörlerin kapasitans değerleri çıkarılacaktır.

### 3.4. Dağınık Yapıda Elemanlı Mikroşerit Tarak Dişi Filtre Sentezi

Tasarlanacak mikroşerit tarak dişi filtrenin uzunluk değerlerini bulmak için ilk olarak filtrenin tasarlanacağı ve üretileceği taban malzeme seçilmelidir. Bu tezde filtreleri üretmek amacıyla kullanılacak olan taban malzeme Rogers RO4350B™ 0.508mm (20 mil) taban malzemesidir. Bu malzemenin seçilmesinin sebebi düşük dielektrik kaybı ( $\tan\delta=0.0031-0.0037$ ) ve 0.508mm (20 mil) kalınlıkla bükülme ve kırılmaya karşı nispeten dirençli olmasıdır. Malzemenin dielektrik sabiti  $3.48\pm 0.05$  olarak verilmiştir, ancak test edilen birçok taban malzemenin test sonuçları sonrası ortaya çıkan ortalama dielektrik sabiti 3.66 olarak verilmiştir, simülasyonlar sırasında bu değer baz alınacaktır. Ayrıca taban malzemenin metal kalınlığı 0.018mm (0.71 mil) olarak verilmiştir [18].

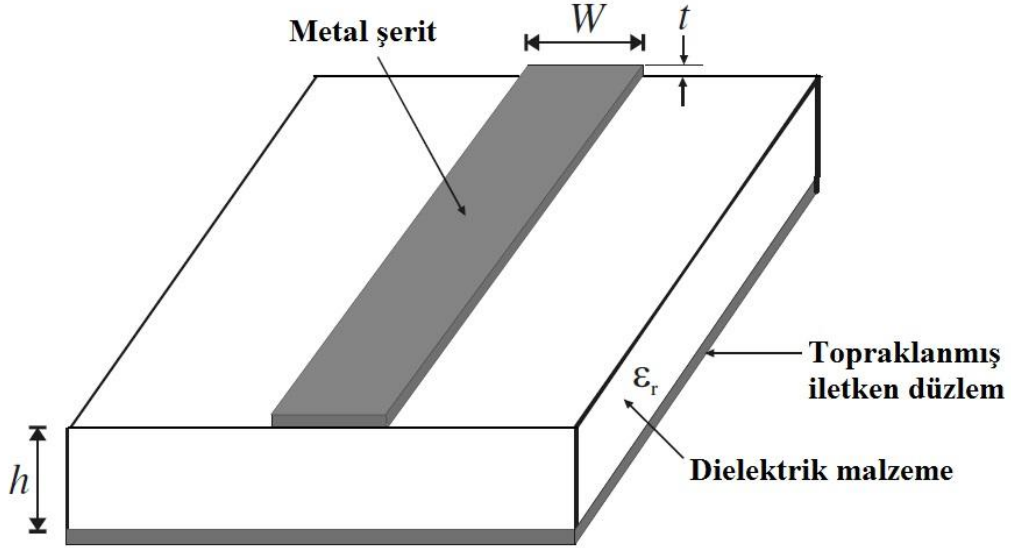
Taban malzeme seçildikten sonra sentezde belirlenmesi gereken parametreler; rezonatörlerin empedans değerleri ( $Z_{res}$ ), rezonatörlerin merkez frekansta elektriksel uzunlukları ( $\theta_0$ ) ve bu sayede rezonatörlerin fiziksel uzunlukları ( $L_0$ ) ve tarak dişi filtre yapısında rezonatörlerin ucuna eklenen toplu eleman kapasitör değerleri ( $C_L$ ) belirlenerek tasarıma başlanacaktır. Tüm bu seçimler yapılırken karşılaştırma amaçlı bu tasarıma paralel olarak Genesys™ 2009 sentez programından aynı özelliklerde filtre tasarımı yapılacak ve elde edilen değerler karşılaştırılacaktır.



Şekil 3.13. Mikroşerit tarak dişi filtre yapısı

### 3.4.1. Rezonatör Empedansının ( $Z_{res}$ ) Belirlenmesi

Tarak dişi filtre yapılarında rezonatörler birbirlerine paralel, ardışık hatlarla gerçekleştirilir. Bu kısımda seçilecek olan rezonatörün empedans değeri rezonatör hatlarının kalınlığını belirleyecektir. Mikroşerit hatlarda; sinyal hattının üst kısmı hava alt kısmı dielektrik olduğu için homojen bir dielektrik malzeme dağılımı yoktur (Şekil 3.14) [15]. Bu sebeple elektrik alan ve manyetik alan vektörlerinin sinyalin ilerleme yönünde bileşenleri oluşur. Ancak bu iletim yönünde oluşan bileşenler ilerleme yönüne dik, elektrik ve manyetik alan bileşenlerine kıyasla küçük olduğundan ihmal edilebilir ve elektromanyetik dalganın iletimi TEM modeliyle modellenebilir, bu yaklaşım quasi-TEM yaklaşımı olarak adlandırılır [19]. Quasi-TEM yaklaşımında, Quasistatic-analiz metoduyla; iletim hattı sadece havayla sarılıyken ve iletim hattının üstü ve altı, şerit yapıdaki hatlara benzer şekilde sadece  $\epsilon_r$  dielektrik sabitine sahip dielektrik malzemeyle sarılıyken gerçekleşen iki durumdaki dielektrik sabitinin ortalaması olan dielektrik sabiti  $\epsilon_{eff}$  hesaplanır ve iletim hattının altı ve üstü bu dielektrik sabitine sahip malzeme tarafından sarılıymış gibi düşünülür ve karakteristik empedans, faz hızı gibi iletim hattı karakteristiğini belirleyen parametreler hesaplanır [19].



Şekil 3.14. Mikroşerit hat yapısı

Quasi-TEM yaklaşımda mikroşerit hatların iletim özelliğini tanımlayan karakteristik empedans  $Z_{res}$  ve eşdeğer dielektrik sabiti  $\epsilon_{eff}$  değerleri için şu formüller kullanılabilir [15];

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-0.5}$$

$$Z_{res} = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.677 \ln \left( \frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad (3.14)$$

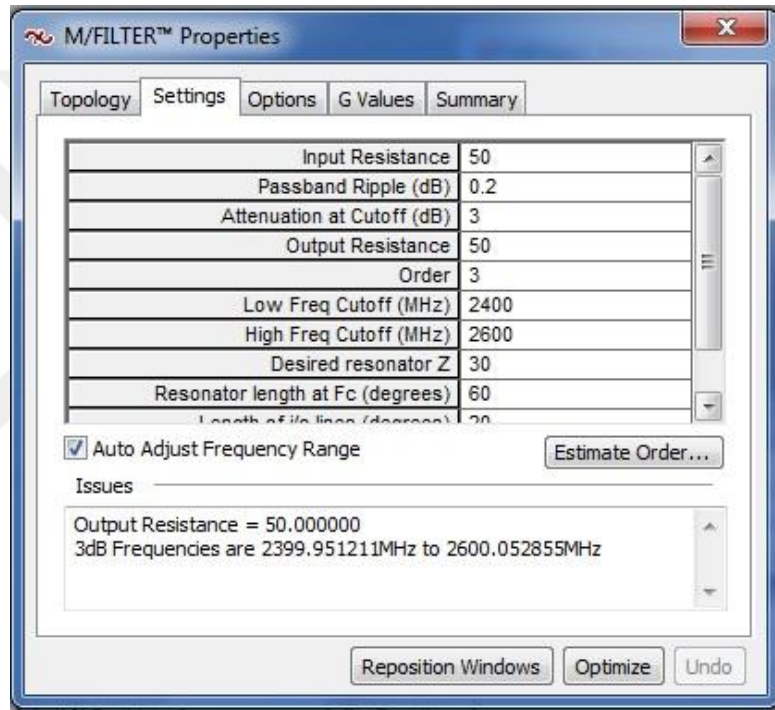
bu formüllerde  $\epsilon_{eff}$  quasi-TEM modundaki eşdeğer dielektrik sabitini,  $Z_{res}$  quasi-TEM moddaki karakteristik empedans değerini,  $\epsilon_r$  mikroşerit hatta kullanılan taban malzemenin dielektrik sabitini,  $h$  taban malzemenin dielektrik tabakasının kalınlığı,  $W$  mikroşerit hattın kalınlığını,  $\eta$  intrinsic empedans değerini ifade eder.

$Z_{res}$  değerinin çok yüksek değerlerde seçilmesi filtrede kullanılacak  $C_L$  kapasitans değerini azaltır ve gittikçe gerçekte toplu eleman veya varaktör diyotla sağlanamayacak değerlere ulaşılır.  $Z_{res}$  değerinin çok düşük değer seçilmesi ise hat kalınlığı ( $W$ ) değerini artırır ve filtre boyutunun büyümesine sebep olur. Bu sebeple, bu tasarım için rezonatör hatlarının karakteristik empedansı 30 Ohm seçilmiştir. 30 Ohm için ilgili formülden (Eşitlik 3.14.) hat kalınlığı  $W=2.31\text{mm}$  (91 mil) olarak belirlenmiştir, aynı formüllerden  $2.31\text{mm}$  (91 mil) hat kalınlığı için elde edilen  $\epsilon_{eff}$  değeri 3.027'dir. Bu değerlerle formülden (Eşitlik 3.14.) hesaplanan  $Z_{res}$  değeri 30.28'dir. Bu hesaplamalar gerçekleştirilirken eşzamanlı olarak Genesys™ 2009 sentez programında aynı özelliklerde (üçüncü dereceden, 2400-2600MHz merkez bandında, Chebyshev,  $L_{AR}=0.2$  dB olan, bant geçiren, tarak diş

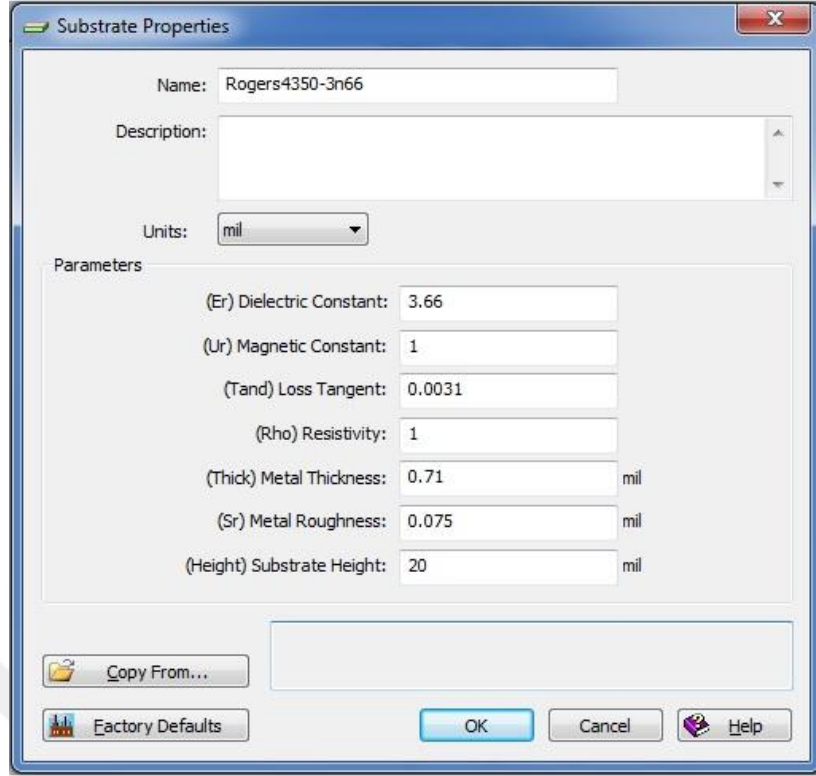


mikroşerit filtre) (Şekil 3.15) ve aynı taban malzeme kullanılarak (Şekil 3.16) tasarlanan mikroşerit tarak dişi filtrede, 30 Ohm rezonatör hatlarının karakteristik empedansı değeri için hat kalınlığı 2.26mm (89 mil) olarak hesaplanmıştır. İlgili formülden hesaplanılan değerle Genesys™ 2009 sentez programı tarafından aynı özelliklerde tasarlanan filtredeki rezonatör hat kalınlıklarının birbirine oldukça yakın olduğu görülmektedir.

Giriş çıkış hatlarının empedans değeri 50 Ohm'a karşılık gelen giriş çıkış hatları kalınlık değeri  $W_h$  1.12 mm (44 mil) olarak hesaplanmıştır (Eşitlik 3.14.) ve gerçekleştirilen tüm analizlerde bu değer kullanılmıştır.



Şekil 3.15. Genesys™ sentez programında karşılaştırma amaçlı tasarlanan filtre için programa girilen özellikler



Şekil 3.16. Genesys™ sentez programında karşılaştırma amaçlı tasarlanan filtrede kullanılacak taban malzeme için programa girilen parametreler

### 3.4.2. Rezonatör Elektriksel Uzunlukları ( $\theta_0$ ) ve Rezonatör Hatlarına Eklenecek Kapasitans Değerlerinin ( $C_L$ ) Belirlenmesi

Bir sonraki aşamada rezonatörlerin rezonans frekansındaki elektriksel uzunluk değerleri ( $\theta_0$ ) ve buna karşılık gelen mikroşerit rezonatör hattın fiziksel uzunluk değeri ( $L_0$ ) seçilecektir. Bu seçim direkt olarak rezonatörlerin ucuna konulacak olan toplu eleman kapasitörlerin kapasitans değerlerini belirleyecek ve filtrenin dağınık yapıda elemanlardan oluşan filtre olmasından dolayı oluşacak istenmeyen bantların ne kadar uzakta tekrarlayacağını belirleyecektir. Bu tasarımda rezonatör uzunlukları  $60^\circ$  olarak seçilmiştir bunun en önemli sebebi rezonatörlerin ucuna konulacak olan toplu elemanlı kapasitörlerin kapasitans değerlerinin uygulanabilecek seviyelerde elde edilebilmesidir. Bu kapasitörlerin kapasitans değerlerini rezonatörlerin elektriksel uzunluklarıyla ( $\theta_0$ ) ve fiziksel uzunluklarıyla ( $L_0$ ) birlikte belirleyecek olan formül şu şekilde verilmiştir [13];

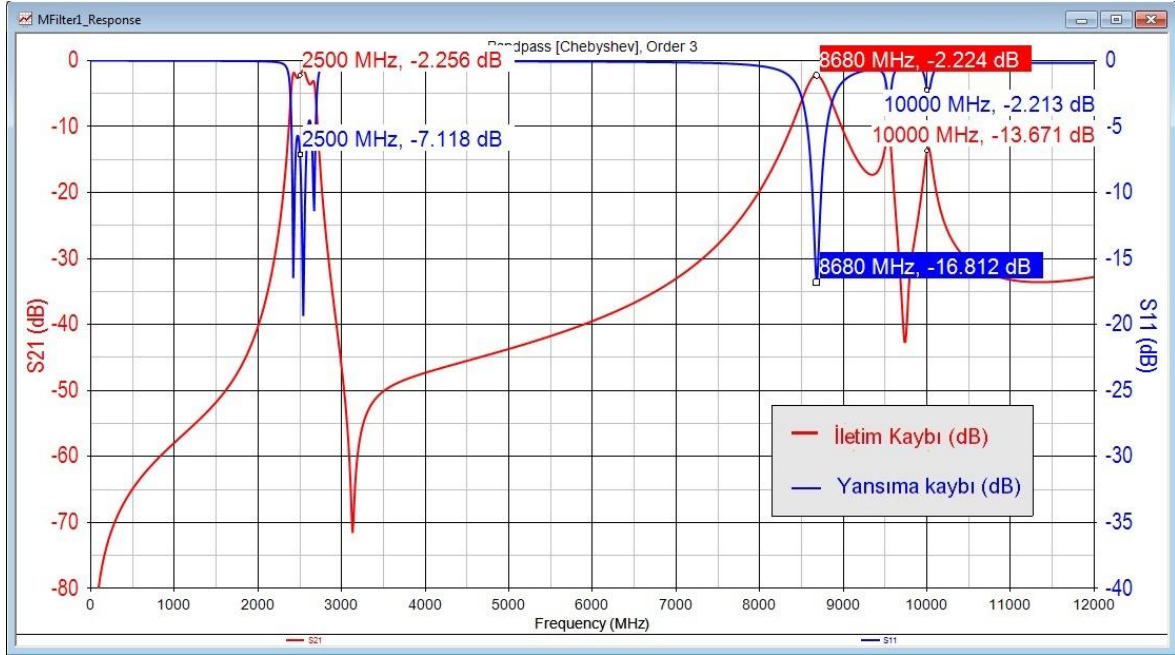
$$C_L = Y_a \left( \frac{Y_{aj}}{Y_a} \right) \frac{\cot \theta_0}{w_0}$$

$$L_0 = \frac{\lambda_i}{\frac{360^\circ}{\theta_0}} = \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{\theta_0}{360^\circ} \quad (3.15)$$

Burada  $C_L$  tarak dişi filtrede rezonatörlerin ucuna takılan toplu eleman kapasitörlerin kapasitans değerini ifade eder (Şekil 3.13), ilerleyen aşamalarda bu kapasitörlerin yerine varaktör diyotlar entegre edilecektir. Aynı formüldeki  $Y_a$  giriş ve çıkış hatlarının admittans değerlerini ifade eder ve bu değer 0.02 Mho'dur (giriş çıkış hatları empedansı 50 Ohm seçilmiştir). Aynı formüldeki  $Y_{aj}$ , kalınlıklarının değeri  $W$  olarak tanımlanan (Şekil 3.13) rezonatör hatlarının admittans değerini ifade eder ve 1/30 Mho yani 0.033 Mho (rezonatör hatlarının empedans değeri 30 Ohm'dur) seçilmiştir.  $L_0$  rezonatör hatlarının fiziksel uzunluğunu,  $\lambda_i$  iletim hattı dalgaboyunu,  $\theta_0$  rezonans frekansındaki elektriksel uzunluk değerlerini,  $f_0$  merkez frekans değerini,  $c$  ışık hızını ve  $\epsilon_{eff}$  eşdeğer dielektrik sabitini ifade eder.

Elektriksel uzunluk değerinin ( $\theta_0$ ) artırılmasıyla birlikte filtrenin istenmeyen tekrarı filtrenin asıl iletim bandına gittikçe yaklaşacaktır.  $C_L$  formülündeki  $\cot(\theta_0)$  çarpanı  $180^\circ$ 'de tekrar etmektedir bu sebeple tarak dişi filtrede filtre bandının istenmeyen ilk tekrarı teorik olarak  $[(180^\circ/\theta_0)+1]f_0$  uzağında çıkacaktır. Örnek olarak merkez frekansı 2500 MHz olan tarak dişi filtrenin rezonatörlerin merkez frekansta elektriksel uzunluğu ( $\theta_0$ )  $60^\circ$  olarak seçildiğinde, filtre bandının istenmeyen ilk tekrarı teorik olarak  $[(180^\circ/60^\circ)+1]f_0$  yani  $4f_0$  frekansında, yani yaklaşık 10 GHz'de görülecektir, elektriksel uzunluk  $75^\circ$  seçildiği durumda ise filtre bandının istenmeyen ilk tekrarı yaklaşık  $[(180^\circ/75^\circ)+1]f_0$  yani  $3.4f_0$  frekansında, yaklaşık olarak 8500 MHz frekansında görülmesi beklenmektedir. Genesys™ 2009 sentez programında 2400-2600MHz merkez bandında üçüncü dereceden tarak dişi filtre  $60^\circ$  ve  $75^\circ$  rezonatör uzunlukları için sentezlenmiş ve oluşan filtreler ince ayar gerçekleştirilmeden sadece elektriksel uzunluk değerinin ( $\theta_0$ ) değişmesinin frekans tepkisine etkisi gözlemlenmiştir.  $60^\circ$  rezonatör uzunluklarıyla sentezlenen filtrenin istenmeyen ilk bant tekrarı yaklaşık 8700 MHz civarında görülmüştür (Şekil 3.17).  $75^\circ$  rezonatör uzunluklarıyla sentezlenen filtrenin istenmeyen ilk bant tekrarı yaklaşık 7300 MHz civarında oluşmuştur (Şekil 3.18). İstenmeyen ilk tekrarların teorik olarak hesaplanan frekanslarda çıkmamasının sebepleri yüksek frekans değerlerinde quasi-TEM modelin dolayısıyla quasi-statik yaklaşımın bozulmaya başlaması ve filtre sentezlenirken kullanılan normalize alçak geçiren prototipten bant geçiren yapıya geçiş gibi formüllerin veya K ve J- evirici formüllerinin iletim bandı ve çevresindeki dar bantta geçerli olması, bandın dışında, banttın uzaklaştıkça geçerliliğini yitirmeye başlaması olarak yorumlanabilir.

Bununla birlikte iki farklı rezonatör uzunluk değeri için gerçekleştirilen sentez ve analiz sonucunda, rezonatörlerin elektriksel uzunluk değeri ( $\theta_0$ ) arttıkça istenmeyen ilk bant tekrarının asıl iletim bandına yaklaştığı görülmektedir.



Şekil 3.17. 2400-2600MHz bandında üçüncü dereceden tarak dişli filtrenin merkez frekansdaki rezonatörlerin elektriksel uzunluğu  $\theta_0$   $60^\circ$  iken gerçekleşen filtre tepkisi



Şekil 3.18. 2400-2600MHz bandında üçüncü dereceden tarak dişli filtrenin merkez frekansdaki rezonatörlerin elektriksel uzunluğu  $\theta_0$   $75^\circ$  iken gerçekleşen filtre tepkisi

Elektriksel uzunluk değerinin bu etkiler gözönüne alınarak belirlenmesi gerekmektedir. Bu çalışmada tasarlanan filtre için elektriksel uzunluk  $60^0$  olarak seçilmiştir; ilgili formülden [15] efektif dielektrik sabiti  $\epsilon_{\text{eff}}=3.027$  olarak hesaplanarak  $60^0$  elektriksel uzunluğa karşılık gelen hat uzunluğu  $L_0$  11.49mm (452.55 mil) olarak bulunmuştur. Bu uzunluk değeri karşılaştırma amacıyla Genesys™ sentez programında sentezlenen filtrede 11mm (432.7 mil) olarak bulunmuştur.

Rezonatör empedansı ve rezonatörün rezonans frekansındaki elektriksel uzunluğunu belirledikten sonra  $C_L$  toplu eleman kapasitans değerleri belirlenecektir. Bu aşamaya gelinceye kadar, üçüncü dereceden tarak dişi filtrede bulunan üç adet rezonatör hattının hepsi eşit uzunlukta tasarlanmıştır, bunun sebebi şu şekilde açıklanabilir. Bu tip bağlaşımli filtre yapıları iki farklı şekilde oluşturulabilir; eşzamanlı ayarlı ve eşzamansız ayarlı filtreler. Eşzamanlı ayarlı filtrelerde tüm rezonatorlerin kendi başlarına, bağlaşım etkisi olmadan rezonansa oldukları frekans değeri aynıdır yani rezonatör yapıları fiziksel olarak birbirinin kopyası olarak değerlendirilebilir. Eşzamansız ayarlı filtrelerde rezonatorlerin bağlaşım etkisi olmadan rezonansa oldukları frekans değeri farklıdır. İki tip filtrede de benzer genlik ve faz tepkisine ulaşılabilmekle beraber , eşzamanlı ayarlı filtre yapılarında iletim kaybının daha az olması beklendiği için bu çalışmada eşzamanlı ayarlı filtre yapısı tercih edilmiştir [14]. Bu sebeple eşit elektriksel uzunlukta tasarlanan rezonatör hatlarının ucuna eklenecek olan kapasitörlerin kapasitans değerleri de eşit olarak seçilecektir. Tarak dişi filtre yapılarında rezonatör hatlarının ucuna eklenecek kapasitörün kapasitans değeri Eşitlik 3.15'den bulunabilir.

Eşitlik 3.15'deki  $C_L=1.224$  pF olarak hesaplanır (Şekil 3.13). Aynı formüldeki  $Y_a$  giriş ve çıkış hatlarının admittans değerlerini ifade eder ve değeri 0.02 Mho olarak seçilmiştir;  $Y_{aj}$ , kalınlıklarının değeri  $W$  olarak tanımlanan (Şekil 3.13) rezonatör hatlarının admittans değerini ifade eder ve bu değer 0.33 Mho seçilmiştir.

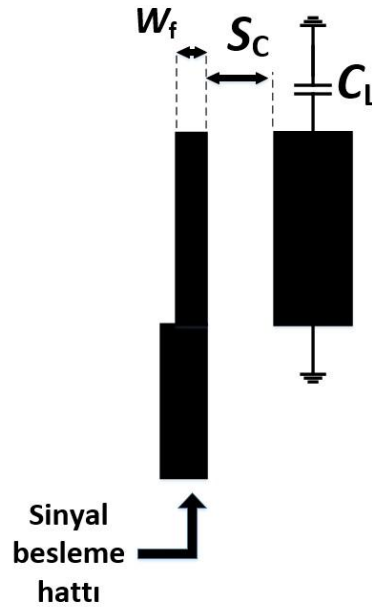
Eşitlik 3.15'de kapasitörlerin hesaplanan kapasitans değeri 1.224 pF'dır. Genesys™ 2009 programında karşılaştırma amaçlı sentezlenen filtrede bulunan değerlerde, birinci rezonatörün ucuna takılan kapasitörün kapasitans değeri  $C_{L1}$  ve üçüncü rezonatörün ucuna takılan kapasitörün kapasitans değeri  $C_{L3}=1.241$  pF, ikinci rezonatörün ucuna takılan kapasitörün kapasitans değeri  $C_{L2}=1.225$  pF hesaplanmıştır. Hesaplanan değerler ile Genesys™ 2009 programının sentezlediği filtredeki değerlerin birbirine oldukça yakın olduğu görülmektedir.

### 3.4.3. Bağlaşım Katsayısının ( $K$ ) ve Dış Kalite Faktörünün ( $Q_{ext}$ ) EM-Analizle Hesaplanması

Yukarıda anlatılan yöntemlerle, önceki aşamalarda, filtre tasarımı için gerekli  $K$  ve  $Q_{ext}$  değerleri hesaplandıktan ve  $Z_{res}$ ,  $\theta_0$  ve  $C_L$ ,  $L_0$ ,  $W$  değerleri elde edildikten sonra son aşama olan, hesaplanan  $K$  değerlerini sağlayacak olan hatlar arası açıklık değerlerinin ( $S$ ) bulunması ve hesaplanan  $Q_{ext}$  değerini verecek olan besleme mikroşerit hatların tasarımının gerçekleştirilmesi ile mikroşerit tarak dışı filtre sentez işlemi sonlanmış olacaktır.

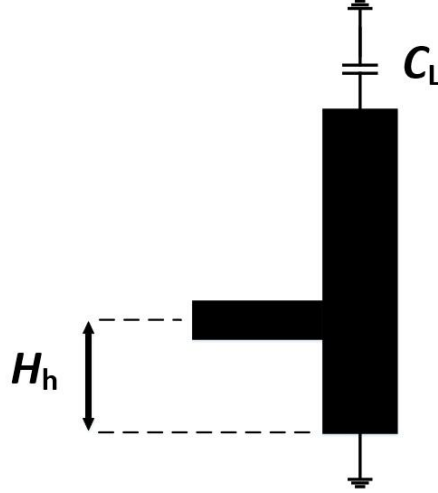
#### 3.4.3.1. Dış Kalite Faktörü ( $Q_{ext}$ ) Analizi

$Q_{ext}$  hesabına başlamadan önce karar verilmesi gereken filtre özelliği, filtre rezonatörlerine sinyal iletimini sağlayacak yapının bağlaşımlı giriş hattıyla mı (Şekil 3.19) yoksa tapped giriş hattıyla mı (Şekil 3.20) gerçekleştirileceği olacaktır. Bu yapılardan Şekil 3.19'daki bağlaşımlı filtre besleme yapısında bağlaşım hattının kalınlığı  $W_f$  ve bağlaşım hattı ile yanındaki rezonator arasındaki açıklık değeri  $S_c$  değiştirilerek istenilen  $Q_{ext}$  değeri elde edilebilir.



Şekil 3.19. Bağlaşımlı filtre besleme yapısı

Şekil 3.20'deki tapped filtre besleme yapısında ise iletim hattının giriş pozisyonu  $H_h$  kaydırılarak yani iletim hattının orta noktasının rezonatörün kısa devre ucuna olan dikey uzaklığı (Şekil 3.20) değiştirilerek istenilen  $Q_{ext}$  değeri elde edilebilir [15].



Şekil 3.20. Tapped filtre besleme yapısı-filtre giriş hattı

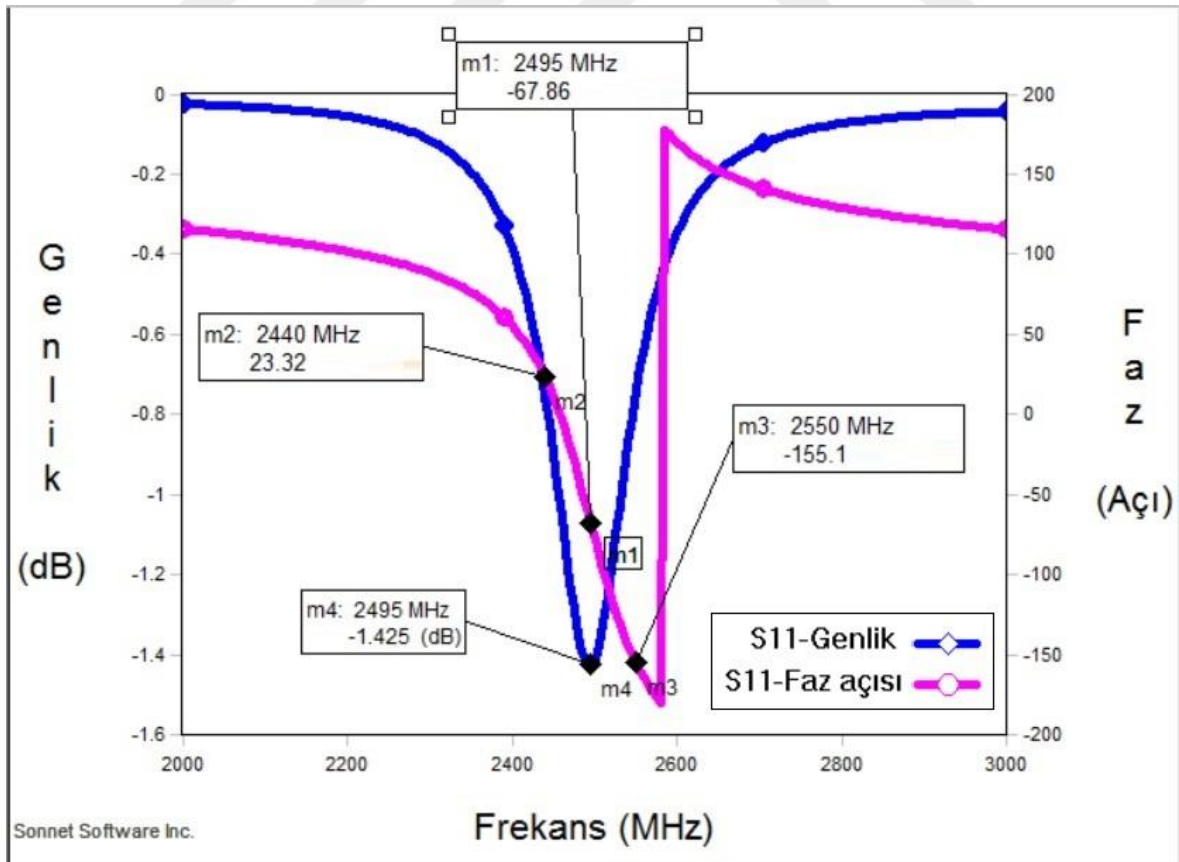
Üretim toleranslarından daha az etkilenmesi sebebiyle filtrenin besleme yapısı olarak tapped filtre besleme yapısı tercih edilmiştir. Daha önceden hesaplanan  $Q_{ext-giriş}$  ve  $Q_{ext-çıkış}$  değerlerini elde etmek için tapped hatlı giriş yapısındaki mikroşerit giriş hattı yukarı aşağı kaydırılarak tek portlu yapı (Şekil 3.20) EM-analize konulmuştur ve her seferinde EM analiz sonucuna bakılarak  $Q_{ext}$  değerleri ilgili formülden hesaplanmıştır [15].

$$Q_{ext} = \frac{f_0}{\Delta f_0(\pm 90^\circ)} \quad (3.16)$$

Bu formüldeki  $Q_{ext}$  filtrenin giriş ve çıkış tarafındaki rezonatörlerin dış kalite faktörü değerini bildirir,  $f_0$  merkez frekansını,  $\Delta f_0(\pm 90^\circ)$  ise  $f_0$  merkez frekansının faz değerine  $90^\circ$  faz farkı olan frekans noktalarının birbirine olan uzaklığını ifade eder. Bu formülle birlikte  $Q_{ext}$  şu şekilde hesaplanır; oluşturulan tek portlu yapı analiz edilip yansıma kaybının ( $S_{11}$ ) en düşüğe indiği rezonans frekans değeri  $f_0$  belirlenir, daha sonra faz tepkisinde  $f_0$  frekansındaki faz açısı değerinin  $90^\circ$  ilerisi ve gerisindeki frekans noktaları belirlenir;  $f_0$   $90^\circ$  uzaklıktaki frekans noktaları arasındaki mesafeye bölünerek giriş ve çıkış rezonatörleri için  $Q_{ext}$  hesaplanır.

$Q_{ext}$  analizini gerçekleştirmek için tapped hatlı giriş yapısı, Sonnet® 13.52 EM-analiz programında, önceden belirlenen  $W$ ,  $L_0$ ,  $C_L$  değerlerine uygun şekilde oluşturulmuştur. Rezonatör hattının uzunluğu 10.97mm (432 mil), rezonatör hattının kalınlığı 2.31mm (91 mil), rezonatörün ucuna eklenecek kapasitör değeri  $C_L$  1.224 pF olarak analizde belirlenmiştir. Daha sonra oluşturulan tek portlu yapının, hattın rezonatöre giriş pozisyonunun farklı değerleri için elektromanyetik analiz gerçekleştirilmiştir.

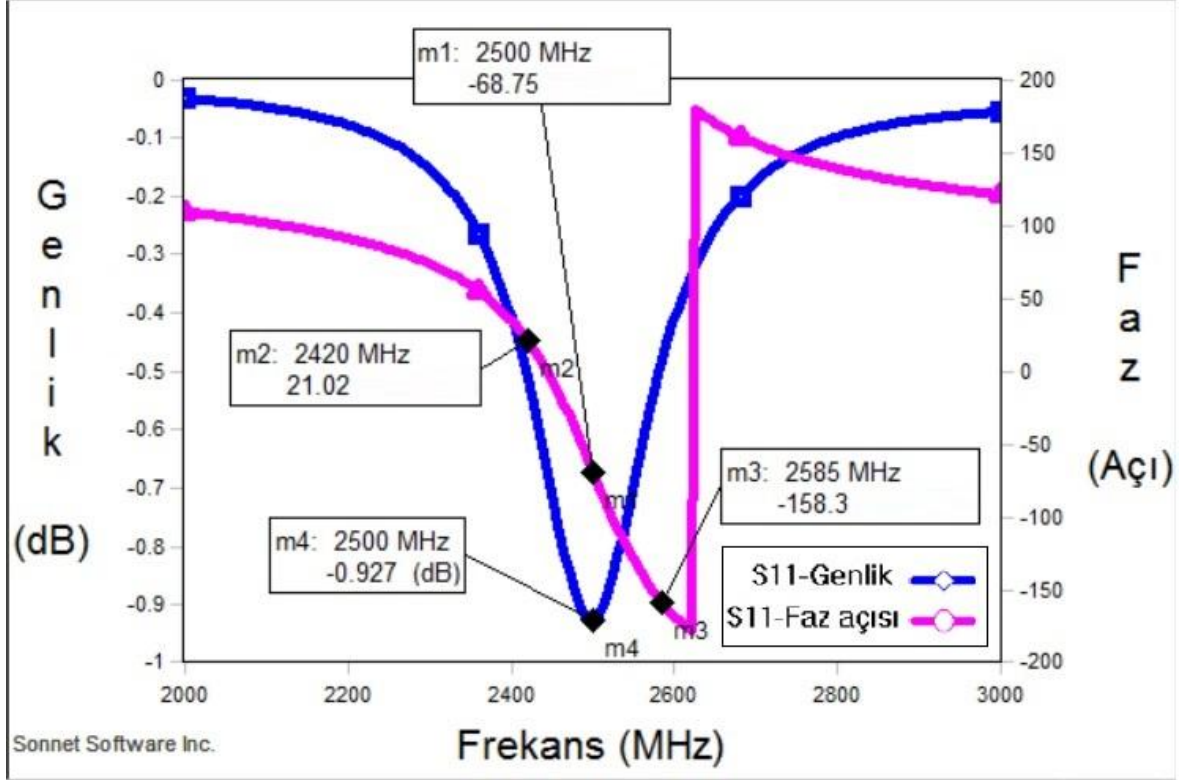
İlk olarak Şekil 3.21’de mikroşerit iletim hattının orta noktasının rezonatörün kısa devre ucuna olan dikey uzaklığı (Şekil 3.20) 2.54mm (100 mil) iken gerçekleştirilen EM-analiz sonucu gösterilmektedir. Bu analizde  $f_0=2495$  MHz ve  $f_0$  frekansındaki faz açısı  $-67.86^0$  olarak görülmüştür. Rezonans frekansındaki faz açısından  $+90^0$  ve  $-90^0$  faz farkındaki  $23^0$  ve  $-155^0$  faz açısına sahip olan frekans değerleri  $f_1=2440$  MHz ve  $f_2=2550$  MHz olarak tespit edilmiştir (Şekil 3.21). Bu değerle birlikte  $Q_{ext}$  22.68 olarak hesaplanmıştır (Eşitlik 3.16.). Bu analizde idealde  $f_0$  rezonans frekansında  $S_{11}$  faz açısının  $0^0$  olması beklenir. Ancak analizi gerçekleştirmek için kullanılan iletim hattının sebep olduğu faz kaymasıyla rezonans frekansındaki faz açısının  $0^0$ ’den farklı çıktığı yorumlanmıştır [15].



Şekil 3.21. Tapped hatlı giriş yapısı- $Q_{ext}$  çıkarım analizi (Dikey uzunluk 100 mil)



İstenilen  $Q_{ext}$  değeri 15.34'e yakın bir değer elde etmek için farklı değerlerde EM-analiz yapılmıştır ve giriş-çıkış iletim hattının orta noktasının resonatörün kısa devre ucuna olan dikey uzaklığı  $H_h$  3.17mm (125 mil) iken gerçekleştirilen analiz sonucunda Şekil 3.22'de görülmektedir.



Şekil 3.22. Tapped hatlı giriş yapısı - $Q_{ext}$  çıkarım analizi (Dikey uzunluk 125 mil)

Bu analiz sonucunda  $f_0$  2500 MHz,  $f_0$  frekansındaki faz açısı  $-68.75^0$  olarak görülmüştür. Rezonans frekansındaki faz açısından  $+90^0$  ve  $-90^0$  faz farkındaki  $21^0$  ve  $-158^0$  faz açısına sahip olan frekans değerleri  $f_1=2420$  MHz ve  $f_2=2585$  MHz olarak tespit edilmiştir. Bu analiz sonucunda  $Q_{ext}$  değeri 15.15 olarak hesaplanmıştır. Analizde bulunan değer elde edilmek istenen 15.34'e oldukça yakın bir değer olduğu için tapped hatlı giriş yapısındaki giriş hattının konumu  $H_h$  (Şekil 3.20) 3.17mm (125 mil) olarak belirlenmiştir. Tasarlanacak tarak dişi filtre yapısı (Şekil 3.13) simetrik olacaktır bu sebeple bulunan 3.17mm (125 mil) değeri filtrenin  $Q_{ext-giriş}$  ve  $Q_{ext-çıkış}$  değerleri için uygulanacaktır.

Çizelge 3.2'de farklı dikey uzaklık değerleri için gerçekleştirilen elektromanyetik analiz sonuçları ve gerçekleştirilen analiz sonuçlarına bağlı olarak hesaplanan  $Q_{ext}$  değerleri yer almaktadır.

Çizelge 3.2. Tapped hatlı giriş yapısında mikroşerit hattın rezonatörün kısa devre ucuna dikey uzaklığının değişiminin analiz sonuçları

Dikey uzaklık	$f_0$ (MHz)	$f_{1:+90^0}$ (MHz)	$f_{2:-90^0}$ (MHz)	$Q_{\text{ext}}$
100mil (2.54 mm)	2495	2440	2550	22.68
110mil (2.79 mm)	2495	2430	2560	19.19
120mil (3.05 mm)	2495	2425	2570	17.20
125mil (3.17 mm)	2500	2420	2585	15.15
130mil (3.30 mm)	2500	2410	2590	13.88
140mil (3.55 mm)	2500	2400	2600	12.50

### 3.4.3.2. Bağlaşım Katsayısı ( $K$ ) Analizi

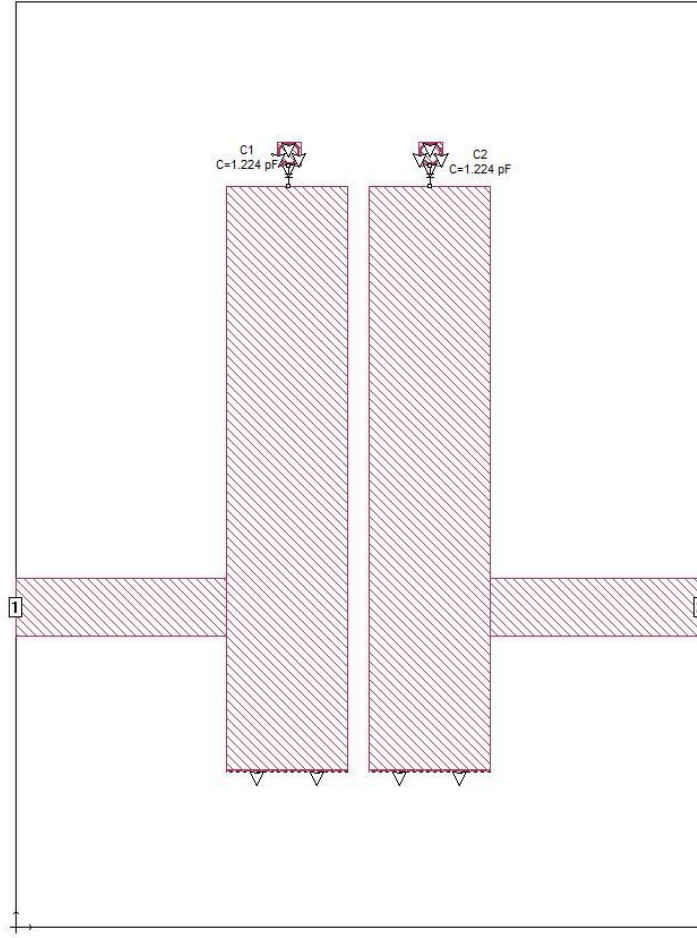
Önceki sentez aşamalarında, rezonatör hatlarının uzunluğu 10.97mm (432 mil), rezonatör hatlarının kalınlığı 2.31mm (91 mil), rezonatörlerin ucuna eklenecek kapasitör değeri  $C_L$  1.224 pF olarak belirlenmiş ve bunlara ek olarak giriş ve çıkış hatlarının pozisyonu  $H_h$ ,  $Q_{\text{ext}}$  analizi sonucu 3.17mm (125 mil) olarak belirlenmişti. Sentez kısmının son aşaması olarak; önceden üçüncü dereceden 2400-2600 MHz bandında Chebyshev (0.2 dB dalgalanma) bant geçiren filtre tasarımı için hesaplanan  $K_{12}=0.067$ ,  $K_{23}=0.067$  değerlerini, mikroşerit tarak dişi tipinde filtre rezonatörleri için sağlayacak açıklık değerlerinin bulunması kalıyor.

Burada kullanılan genel yöntem şu şekildedir; aralarındaki  $K$  değeri hesaplanması istenen ikili rezonator yapısı uygun giriş ve çıkış hatlarıyla beslenerek iki portlu EM analizinde elde edilen  $S_{21}$  tepkisinde oluşması beklenen 2 tepe noktasının frekansları belirlenir ve  $K$  değeri hesaplanır [14].

$$K = \frac{f_a^2 - f_b^2}{f_a^2 + f_b^2} \quad (3.17)$$

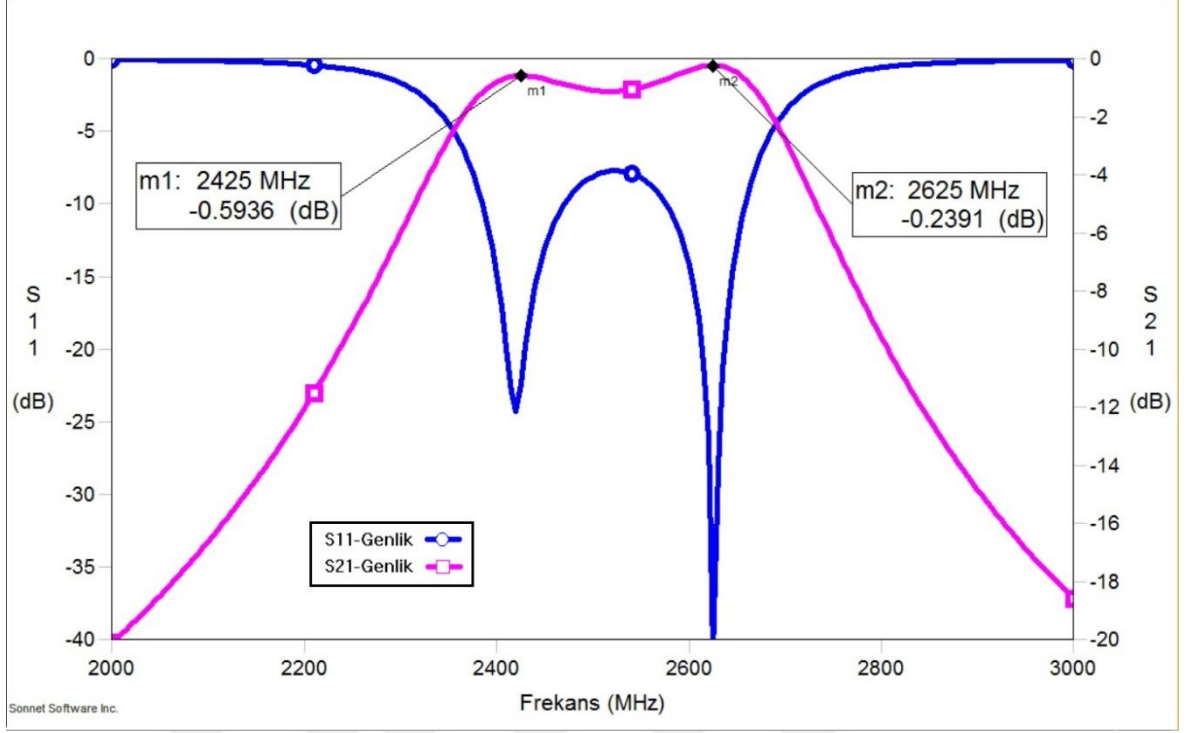
Burada  $f_a$  ve  $f_b$  elektromanyetik analiz sonucu  $S_{21}$  tepkisinde oluşması beklenen 2 tepe noktasının frekansıdır.

Şekil 3.23'deki yapı daha önce belirlenen 2.31mm (91 mil) hat kalınlıkları, 10.97mm (432 mil) hat uzunlukları ve 1.224 pF toplu kapasitans değerleri ve rezonatörlerin kısa devre ucuna 3.17mm (125 mil) mesafe yukarıdan giriş yapan 50 Ohm iletim hatlarıyla oluşturulan ikili mikroşerit rezonatörden oluşan bağışlımlı hat yapısıdır. Bu yapıda rezonatör hatları arasındaki açıklık değeri ( $S$ ) değıştirilerek elektromanyetik analiz ile Eşitlik 3.17. kullanılarak önceden hesaplanan 0.067 değerine yakın bir değer elde edilecektir.



Şekil 3.23. Rezonatörler arası bağışım katsayısını ( $K$ ) EM-analizle hesaplamak için oluşturulan paralel bağışlımlı rezonatör hatları

EM-analize ilk olarak 16 mil (0.406 mm) hatlar arası açıklık değeriyle başlanmıştır. Bu değer için Şekil 3.24'deki frekans tepkisi elde edilmiştir. Analiz sonucunda hesaplanan  $K$  değeri 0.079'dur.



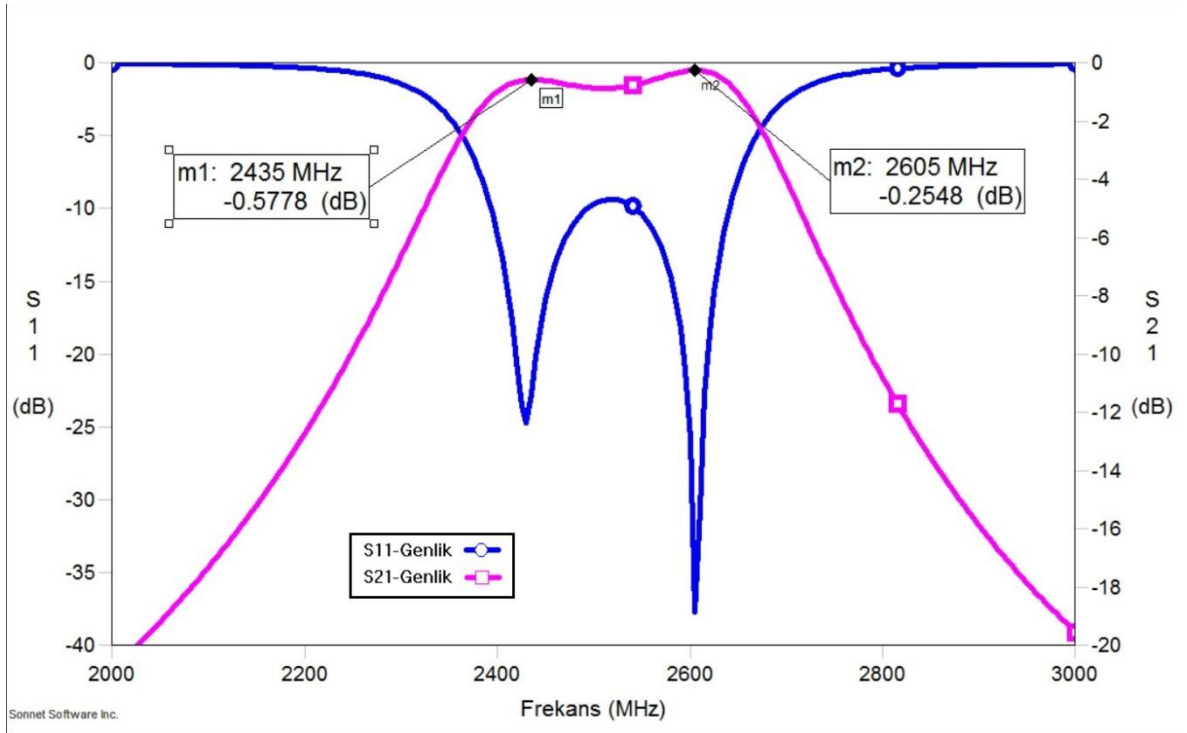
Şekil 3.24. Rezonatörler arası açıklık 16 mil iken gerçekleştirilen EM-analiz sonucu

16 mil (0.406 mm) açıklık değeri için elde edilen 0.079  $K$  (bağlaşım katsayısı) değerini azaltıp 0.067 değerine yaklaşmak için hatlar arasındaki açıklığın artırılıp hatlar arası bağlaşımın zayıflatılması gerekmektedir. Çizelge 3.3’de elde edilen  $K$  değerleri görülmektedir.

Çizelge 3.3. Rezonatör hatları arası açıklığın değiştirilmesine karşılık hesaplanan  $K$  değerleri

Hatlar arası açıklık	$f_a$ (MHz)	$f_b$ (MHz)	EM Analiz sonucu elde edilen $K$
15 mil (0.381 mm)	2420	2630	0.083
16 mil (0.406 mm)	2425	2625	0.079
17 mil (0.431 mm)	2430	2620	0.075
18 mil (0.457 mm)	2435	2610	0.069
19 mil (0.482 mm)	2435	2605	0.067
20 mil (0.508 mm)	2440	2600	0.063
21 mil (0.533 mm)	2445	2595	0.059

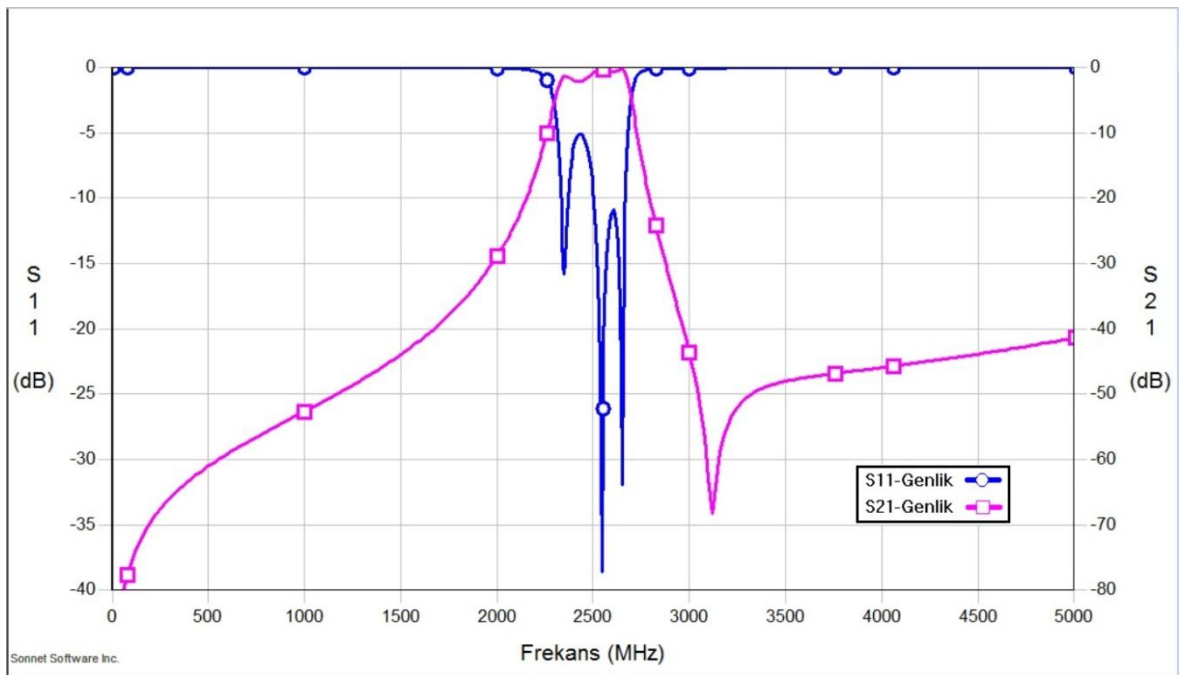
Çizelge 3.3'deki 19 mil (0.482 mm) açıklık durumunda EM-analiz sonucu elde edilen  $K$  değerinin istenilen  $K_{12}$  ve  $K_{23}$  değerleriyle ( $K=0.067$ ) aynı olduğu görülmüştür. Şekil 3.25'de 19 mil (0.482 mm) açıklık durumunda gerçekleştirilen EM analiz sonucu verilmiştir.



Şekil 3.25. Rezonatörler arası açıklık 19 mil iken gerçekleştirilen EM-analiz sonucu

Sentez süresince tasarlanan üçüncü dereceden, 2400-2600 MHz bandında, Chebyshev ( $L_{AR}=0.2$  dB) mikroşerit tarak dişi bant geçiren filtrenin eleman değerleri şu şekilde elde edilmiştir; rezonatörlerin hat kalınlıkları  $W=2.31$ mm (91 mil), rezonatörlerin hat uzunlukları  $L_0=11.48$ mm (452 mil), rezonatörlerin ucuna eklenecek kapasitör değeri  $C_L=1.224$  pF, giriş ve çıkış sinyal iletim hatlarının orta noktasının rezonatörlerin kısa devre ucuna olan dikey uzaklığı  $H_h=3.17$ mm (125 mil), birinci ikinci rezonatörler arası ve ikinci üçüncü rezonatörler arası açıklık değerleri  $S=0.482$  mm (19 mil) (Şekil 3.13).

Sentez sonucu elde edilen değerlerle filtrenin EM-analiz sonucu Şekil 3.26'da görülmektedir.



Şekil 3.26. Sentezlenen mikroşerit tarak dişi bant geçiren filtrenin EM-analiz sonucu frekans tepkisi ( $W=2.31$  mm,  $L_0=11.48$ mm,  $C_L=1.224$  pF,  $H_h=3.17$ mm,  $S =0.482$  mm)

#### 3.4.4. Sentez Sonrası Parametrelerin İnce Ayarı

Optimizasyon işlemi ve eleman değerlerinin ince ayarı mikrodalga filtre tasarımında filtre performansını yükseltmek amacıyla, filtre sentezi sonrasında son adım olarak sıklıkla kullanılan işlemlerdir. Bunun sebebi sentez sırasında kullanılan formüllerin ve ihmal edilen etkilerin (örnek olarak filtre sentezi kısmında kullanılan formüllerde ardışık olmayan rezonatörler arası bağlaşımın etkisi ihmal edilmiştir) sebep olduğu hata paylarının sentezlenmek istenen filtre tepkisinde oluşturduğu bozulmalardır. Normalize alçak geçiren filtre prototipinden başlayarak iletim kaybı metoduyla önce toplu elemanlı bant geçiren

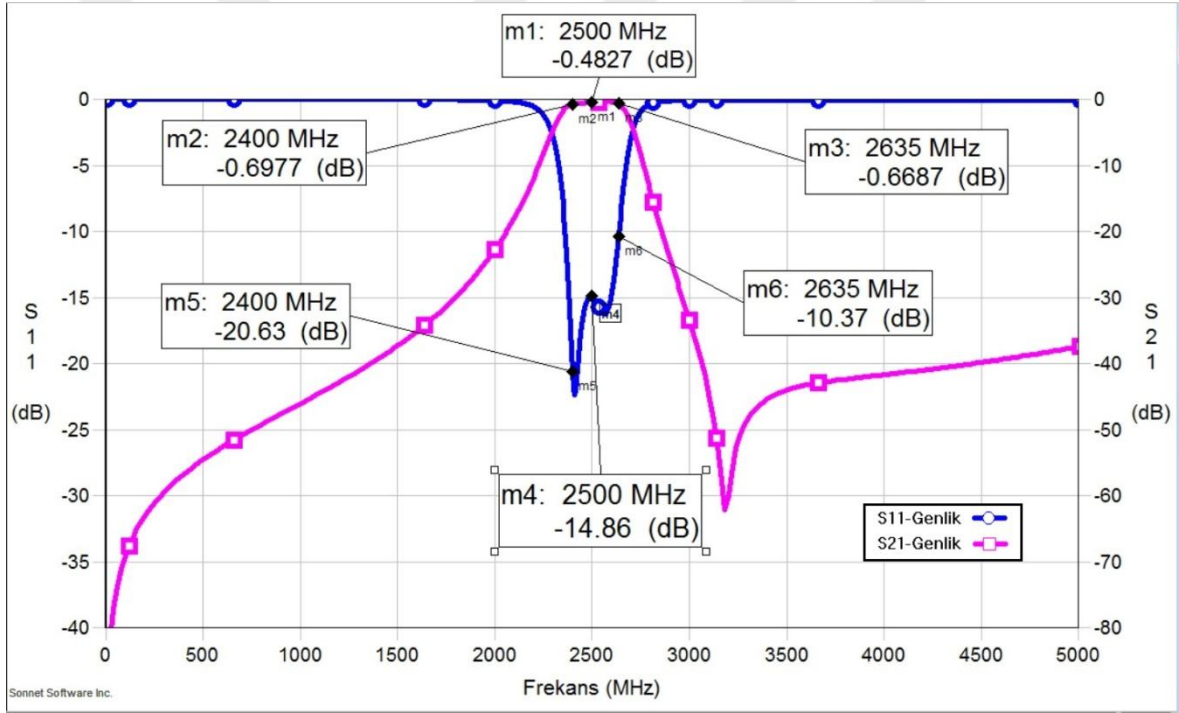
filtre elde edilmesi ve sonrasında dağınık elemanlı bant geçiren filtreye dönüşüm sağlanmasıyla son bulan sentez sürecinde amaç istenilen filtre performansına mümkün olduğunca yakın performans değeri elde edip optimizasyon ve sentez sonrası ince ayar gerçekleştirmek için iyi bir başlangıç noktası oluşturmaktır [20].

Şekil 3.26'da, sentezlenen filtrenin iletim bandının istenilen merkez frekans bandı olan 2400-2600 MHz civarında olmasıyla birlikte bant içi  $S_{11}$  ve  $S_{21}$  performans değerlerinin düşük olduğu görülmektedir. Bu sebeple, sentez sonrası oluşan mikroşerit tarak dişi filtrenin fiziksel uzunluk değerleri sırayla değiştirilir ve her adımda EM-analiz gerçekleştirilerek değişimin filtre tepkisine etkisi gözlemlenir. Bu şekilde eleman değerleri değiştirilip filtre yapısı her adımda analiz edilerek filtre tepkisinin iyileştiği yönde hareket edilerek ince ayar işlemi sürdürülür ve filtre performansının iyileşmesi sağlanır. İnce ayar işlemi sırasında;  $L_0$  değerinin artmasının filtre bandını düşük frekans tarafına, azalmasının yüksek frekans tarafına kaydıracağı gözlemlenmiştir aynı ilişki  $C_L$  değeri için de geçerlidir.  $S$  değerinin artmasının iletim bandını daralttığı, azalmasının bandı genişlettiği ve dolayısıyla  $S$  değeri değişiminin bant içi yansıma kaybını etkilediği gözlemlenmiştir. Ayrıca  $H_n$  değeri değişiminin bant içi yansıma kaybı performansını önemli ölçüde etkilediği gözlemlenmiştir.

Sentez sonrasında elde edilen değerler ve sentez sonrası gerçekleştirilen ince ayar işlemi sonucu elde edilen değerler Çizelge 3.4'de ve ince ayar işlemi sonrası elde edilen filtrenin frekans tepkisi Şekil 3.27'de görülmektedir. Aynı filtrenin 10 GHz'e kadar gerçekleştirilen EM-analiz sonucu Şekil 3.28'de görülmektedir, istenmeyen ilk iletim bandı tekrarının yaklaşık 8300 MHz'de olduğu belirlenmiştir.

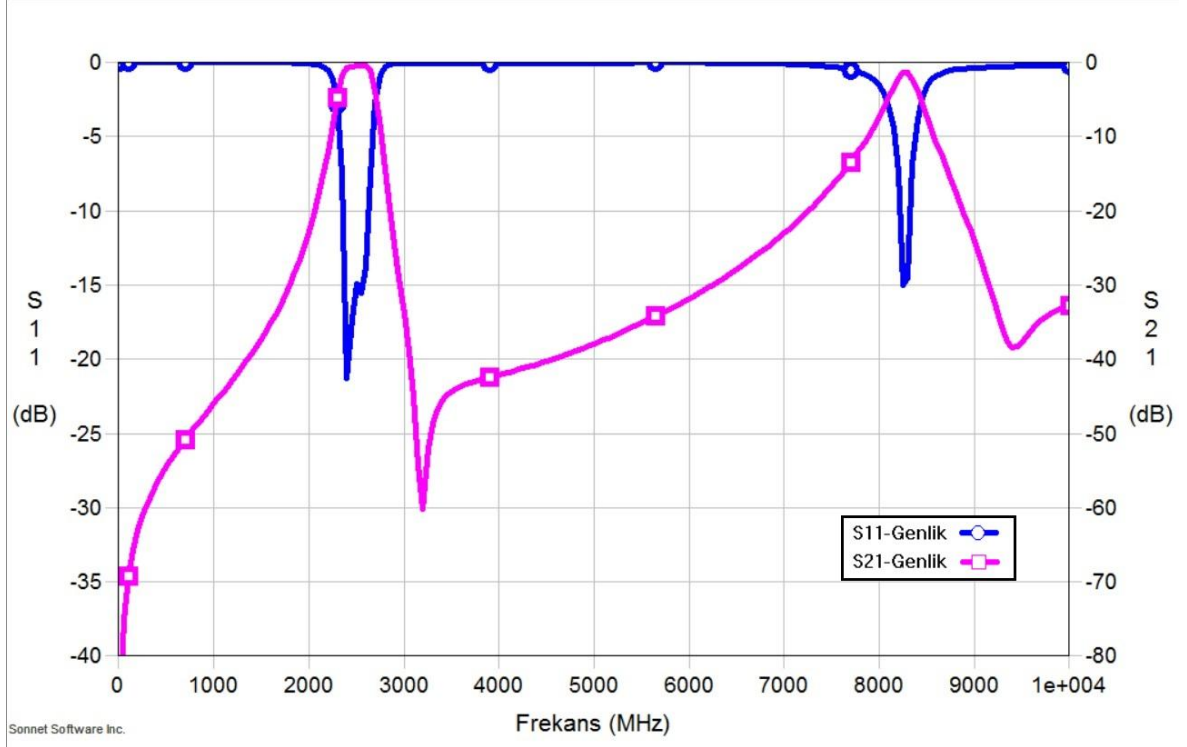
Çizelge 3.4. Sentez sonucu elde edilen ve ince ayar sonucu elde edilen filtrenin uzunluk ve eleman değerleri

	$H_h$	$W$	$L_0$	$S$	$C_L$
Sentez değerleri	3.17 mm (125 mil)	2.31 mm (91 mil)	11.48 mm (452 mil)	0.48 mm (19 mil)	1.224 pF
ince ayar sonrası değerler	4.7 mm (185 mil)	2.31 mm (91 mil)	10.97 mm (432 mil)	0.40 mm (16 mil)	1.224 pF



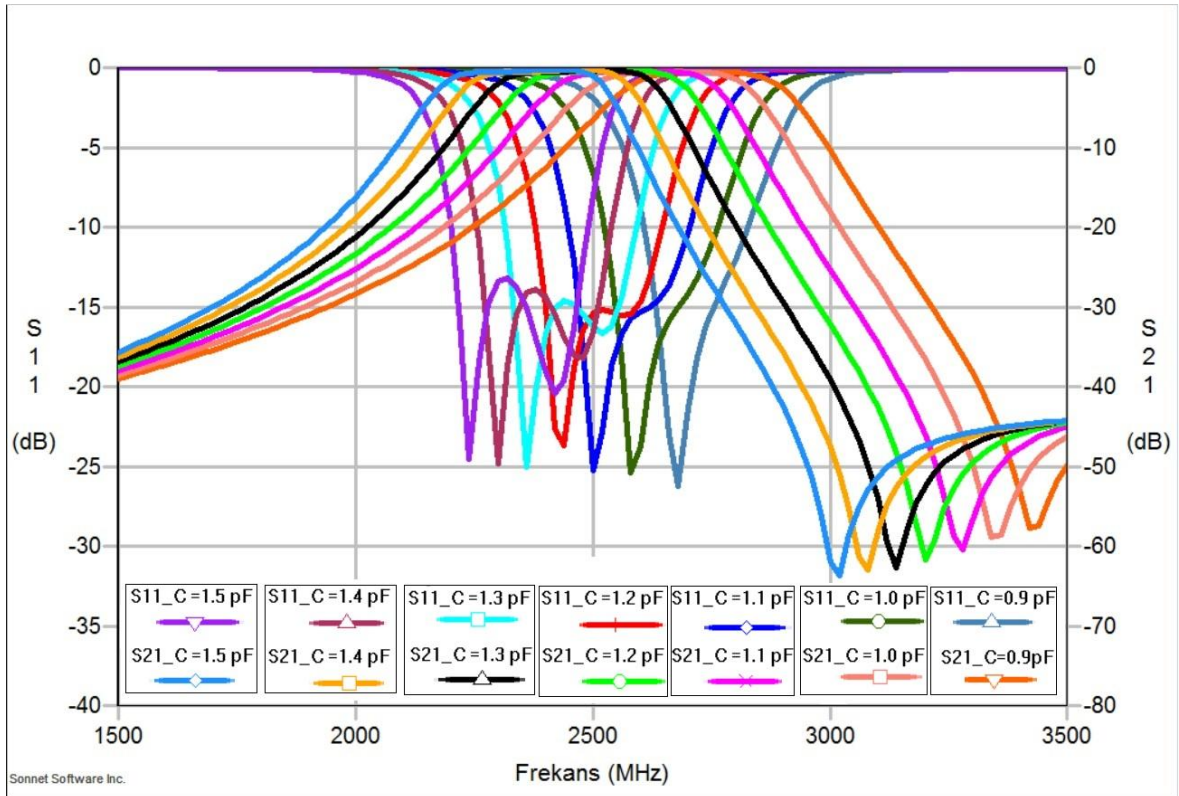
Şekil 3.27. Sentezlenen mikroşerit tarak dişli bant geçiren filtrenin ince ayar işlemi ardından elde edilen EM-analiz sonucu frekans tepkisi ( $W=2.31$  mm,  $L_0=10.97$ mm,  $C_L=1.224$  pF,  $H_h=4.7$ mm,  $S=0.40$  mm)



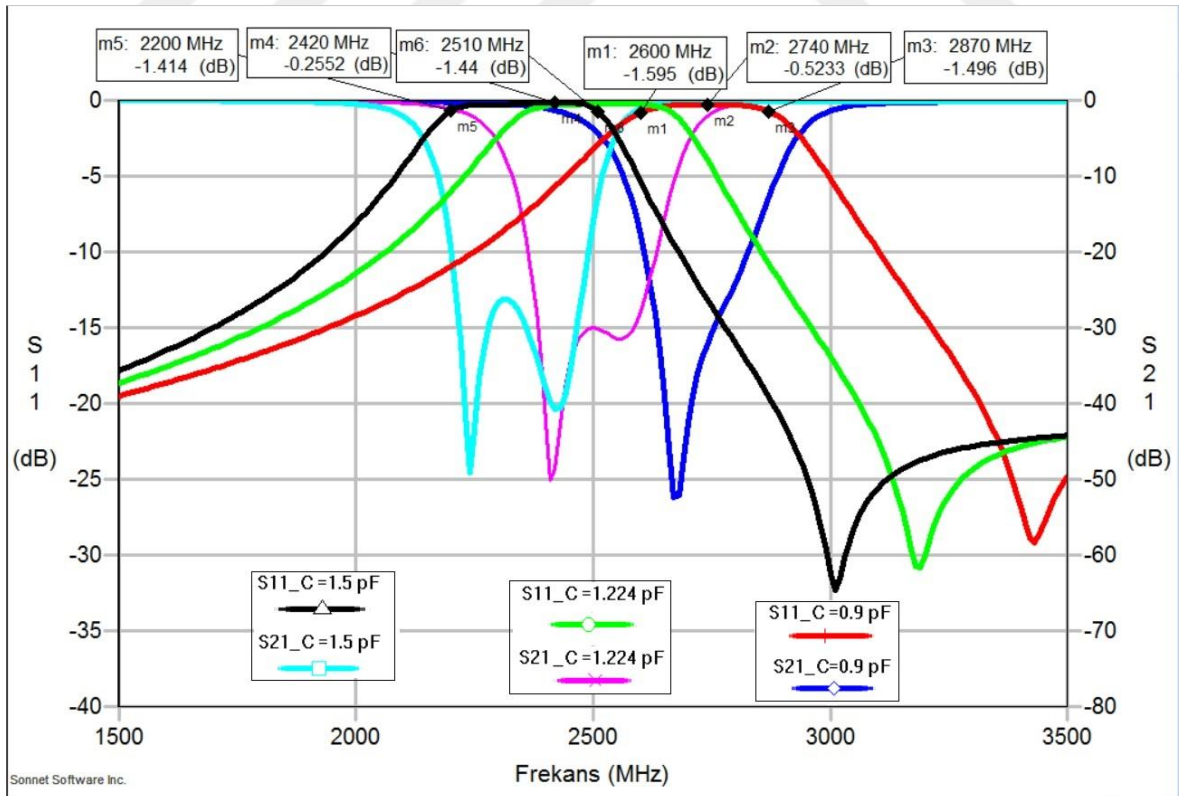


Şekil 3.28. Sentezlenen mikroşerit tarak dişi bant geçiren filtrenin ince ayar işlemi ardından elde edilen geniş bantta EM-analiz sonucu frekans tepkisi ( $W=2.31\text{mm}$ ,  $L_0=10.97\text{mm}$ ,  $C_L=1.224\text{pF}$ ,  $H_1=4.7\text{mm}$ ,  $S=0.40\text{mm}$ )

2400-2600 MHz merkez bandında, ince ayar işlemi sonunda elde edilen filtre tasarımında, rezonatörlerin ucuna entegre edilen kapasitörlerin kapasitans değeri 1.224 pF'dan küçük ve büyük değerlere değiştirilerek rezonatörlerin toplam elektriksel uzunluk değerlerinin değişmesi ve filtre bandının yüksek ve alçak frekans tarafına kayması sağlanacaktır. Bu işlem sırasında filtrenin diğer tüm değerleri sabit tutularak, üç rezonatörün ucuna eklenen kapasitörlerin kapasitans değeri  $C_L$  aynı anda değiştirilmiştir. 0.9 pF-1.5 pF arasında 0.1 pF aralıklarla değiştirilen  $C_L$  değerleri için Sonnet® 13.52 programında filtre bandının  $C_L$  değişimine karşılık bant kaydırma özelliği gözlemlenmiştir. Şekil 3.29'da 0.9 pF-1.5 pF arası 0.1 pF aralıklarla değiştirilen  $C_L$  değeri için elde edilen sonuçlar gösterilmektedir. Şekil 3.30'da ise  $C_L$  değeri 0.9 pF, 1.224 pF ve 1.5 pF iken gerçekleştirilen EM-analiz sonucu gösterilmektedir.



Şekil 3.29.  $C_L$  kapasitans değeri 0.9 pF, 1.0 pF, 1.1 pF, 1.2 pF, 1.3 pF, 1.4 pF ve 1.5 pF iken gerçekleştirilen EM-analiz sonuçları



Şekil 3.30.  $C_L$  kapasitans değeri 0.9 pF, 1.224 pF ve 1.5 pF iken gerçekleştirilen EM-analiz sonuçları

Şekil 3.30’da  $C_L$  değeri 0.9 pF ve 1.5 pF iken gerçekleştirilen EM-analiz sonucunda elde edilen filtre tepkileri için iletim bandının minimum kayıp noktalarına ve bu noktalar referans alınarak, minimum kayıp noktasından yaklaşık 1dB fark olan noktalara işaretleyiciler konulmuştur. 0.9 pF-1.5 pF arası 0.1 pF aralıklarla değiştirilen  $C_L$  değeri için elde edilen EM-analiz sonuçları Çizelge 3.5’de verilmiştir.

Çizelge 3.5.  $C_L$  kapasitörlerinin kapasitans değeri değişimine karşılık bant kaymasını gösteren EM-analiz sonuçları

$C_L$	$f_{1dB-dusuk}$	$f_{0.2dB-dusuk}$	$f_{max}$	$f_{0.2dB-yukse}$	$f_{1dB-yukse}$	0.2dB bant genişliği	1dB bant genişliği
0.9 pF	2600	2650	2740	2820	2870	170	270
1.0 pF	2520	2570	2680	2760	2800	190	280
1.1 pF	2450	2500	2640	2700	2730	200	280
1.2 pF	2380	2440	2580	2630	2670	190	290
1.3 pF	2310	2380	2520	2580	2610	200	300
1.4 pF	2260	2320	2480	2530	2550	210	290
1.5 pF	2200	2350	2420	2475	2510	125	310

### 3.5. Varaktör Diyodun Elektriksel Modeli ve Diyodun Filtreye Entegrasyonu

Şekil 3.29 ve Şekil 3.30’daki olumlu sonuçlar elde edildikten sonra tasarım sürecinin başında planlanan, S-bandında elektriksel olarak bandı sürekli kaydırılabilen mikroşerit tarak dişi bant geçiren filtre tasarlama işleminin son aşaması olarak; tarak dişi filtrede bulunan toplu kapasitörler yerine varaktör diyotların entegre edilmesi kalmıştır. Varaktör diyotların entegre edilmesi sayesinde 2400-2600 MHz bandında tasarlanan mikroşerit tarak dişi filtrenin elektriksel müdahaleyle bandının kaydırılması sağlanmış olacaktır.

Varaktör diyot yapıları p-n eklemenden oluşan ve p-n eklemeye ters eğilimleme voltajı uygulanması durumunda şarj depolama etkisi dolayısıyla kapasitör özelliği gösteren

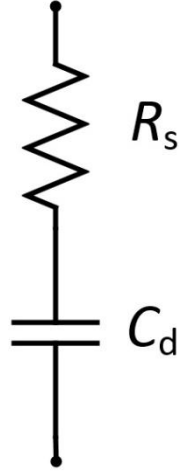
yapılardır [21]. Varaktör diyotlar bu özelliklerinden dolayı ve ayrıca uygulanan ters eğilimleme voltajı değişimine bağlı olarak p-n eklem terminalleri arası kapasitans değerinin değiştirilebilmesi sayesinde elektronik devrelerde voltaja bağlı değişken kapasitörler olarak kullanılmaktadırlar.

Tasarlanan tarak dişi filtrede toplu kapasitörler yerine varaktör diyotlar entegre edilirken dikkat edilmesi gereken hususlar mevcuttur. Varaktörlerin doğrusallığı ve parazitik etkiler gibi özellikler bu hususların başında gelir. Bu etkiler arasında filtreye entegre edilecek varaktör diyodun kalite faktörü son derece önemli bir özelliktir, varaktörün düşük iletim kaybıyla kullanılabileceği frekans aralığını ve filtre devresinin kaybını belirler.

Kalite faktörü varaktörün depoladığı enerjinin harcadığı enerjiye oranı olarak ifade edilir. Varaktörler diyotlar terminalleri arasında bulunan parazitik direnç değeri varaktör diyodun voltaja bağlı olarak değişen kapasitans değeriyle birlikte diyodun kalite faktörünü belirler. Varaktör diyodun kalite faktörü seri direnç modeli için şu şekilde ifade edilebilir [22].

$$Q_{\text{varaktör}} = \frac{1}{2\pi f R_s C_d} \quad (3.18)$$

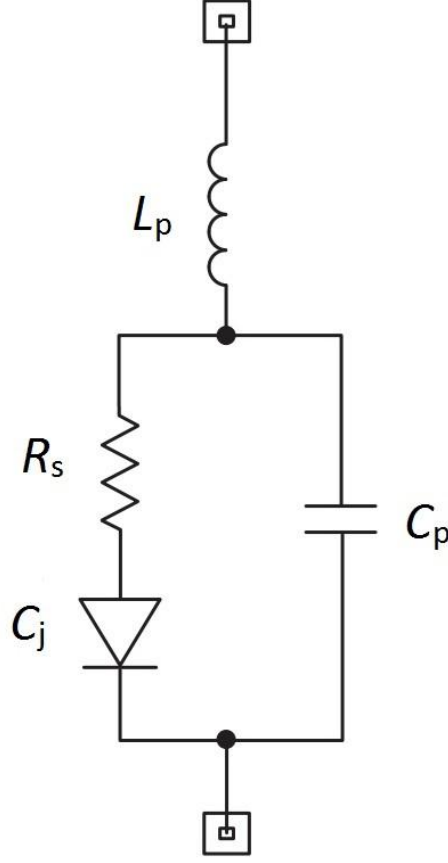
Bu formülde  $Q_{\text{varaktör}}$  varaktör diyodun kalite faktörünü,  $f$  çalışma frekansını,  $R_s$  diyodun parazitik direnç değerini,  $C_d$  varaktör diyodun voltaja bağlı olarak değişen kapasitans değeri ifade eder. Bu formülden kalite faktörü  $Q_{\text{varaktör}}$  değerinin varaktör diyodun kullanılabileceği frekansı nasıl belirlediği görülmektedir. Formülde frekans değeri  $f$  'nin artmasıyla  $Q_{\text{varaktör}}$  değerinin azaldığı görülmektedir. Bu da varaktör diyotların kullanıldığı filtrelerden iletim kaybının doğrudan artmasını sağlar. Varaktör için ilgili seri direnç modeli Şekil 3.31'de görülmektedir.



Şekil 3.31. Varaktör diyot için seri parazitik direnç modeli

Yüksek  $Q_{\text{varaktör}}$  değeri gözetilerek EM-simulasyonda incelenen bant kaydırma için gerekli kapasitans aralığını kapsamayı sağlayacak varaktör diyotlar araştırılmış ve Skyworks® firmasının SMV1405 modeli seçilmiştir. SMV1405 varaktör diyodu için firmanın dökümanındaki kapasitans değeri aralığı şu şekildedir; uygulanan ters eğilimleme voltaj değeri 0-30 Volt arası değiştirilirken 2.67 pF-0.63 pF arasında değişiyor [23]. Bu sebeple bant kayması simulasyonunda (Çizelge 3.5) görülen kapasitans değerleri SMV1405 varaktör diyodunun sağlayabileceği kapasitans değerleri arasındadır ve kalite faktörü değeri 3200 olarak verilmiştir (4 Volt ters eğilimleme voltajı altında ve 50 MHz'de), bu sebeple bu varaktör diyotlarla oluşturulacak bandı kaydırılabilen tarak dişi filtrenin iletim kaybının toplu elemanlı kapasitörlerle oluşturulan tarak dişi filtreye kıyasla az seviyede artması beklenmektedir.

SMV1405 varaktör diyodunun devre modeli Şekil 3.32'de verilmiştir. Bu modelde varaktör diyodun  $C_j$  değerindeki kapasitörüne ek olarak varaktörün paketinden kaynaklanan ve ideal durumda mevcut olmayan parazitik etkiler  $L_p$  indüktörü,  $C_p$  kapasitörü, ve  $R_s$  direnci olarak modellenmiştir.



Şekil 3.32. SMV 1405 Varaktör diyodu devre modeli

Bu parazitik eleman değerleri ilgili varaktörün dökümanında [23];  $L_p=0.7$  nH,  $C_p=0.29$  pF ve  $R_s=0.8$  Ohm'dur (Şekil 3.32) (Ek A). Varaktör diyodu modelleyen kapasitörün kapasitans değeri  $C_j$  ve parazitik kapasitans etkisiyle birlikte diyodun terminalleri arasındaki toplam kapasitans  $C_T$  şu şekilde hesaplanabilir [21];

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left[1 + \frac{V_R}{V_0}\right]^m}$$

$$C_T = C_j + C_p \quad (3.19)$$

Bu formüllerde varaktör diyodun voltaj uygulanmadığı durumda gösterdiği kapasitans değeri  $C_{j0}$ , diyodun terminallerine voltaj uygulanmadığı durumda terminaller arasındaki voltaj değeri  $V_0$ , derece katsayısı  $m$ , diyodun terminallerine uygulanan ters eğilimleme voltaj değeri  $V_R$ , terminaller arası parazitik kapasitans değeri  $C_p$  ile ifade edilir. İlgili dokümanda [23],  $C_{j0}=2.37$  pF,  $V_0=0.77$  Volt,  $m=0.5$  olarak verilmiştir. Verilen bu değerlerle uygulanan ters eğilimleme voltajına karşılık elde edilen kapasitans değeri  $C_j$  ve diyot paketinin terminalleri arası toplam kapasitans değeri  $C_T$  ilgili formüller üzerinden

hesaplanmış ve hesaplanan değerler varaktör diyodun firmasına ait dökümandaki değerlerle karşılaştırılmıştır. Çizelge 3.6'da görüleceği üzere firmanın verdiği  $C_{j0}$ ,  $V_0$ ,  $m$  ve  $C_p$  değerleriyle ilgili eşitlikler üzerinden (Eşitlik 3.19.) hesaplanan  $C_T$  değerlerinin ilgili dokümanda verilen  $C_T$  değerlerine çok yakın olduğu görülmektedir.

Çizelge 3.6. Diyoda uygulanan  $V_R$  voltajına karşılık elde edilen  $C_T$  için hesaplanan ve dökümanda verilen değerlerin karşılaştırılması

$V_R$ (Volt)	Hesaplanan $C_T$ (pF)	Dökümanda verilen $C_T$ (pF)
0	2.66	2.67
0.5	2.13	2.12
1.0	1.85	1.84
1.5	1.67	1.70
2.0	1.54	1.55
2.5	1.44	1.44
3.0	1.36	1.34
4.0	1.24	1.25
5.0	1.15	1.17
10.0	0.92	0.95
20.0	0.75	0.77
30.0	0.66	0.63

### 3.6. Bant Dışı Bastırma Performansını İyileştirme Çalışması

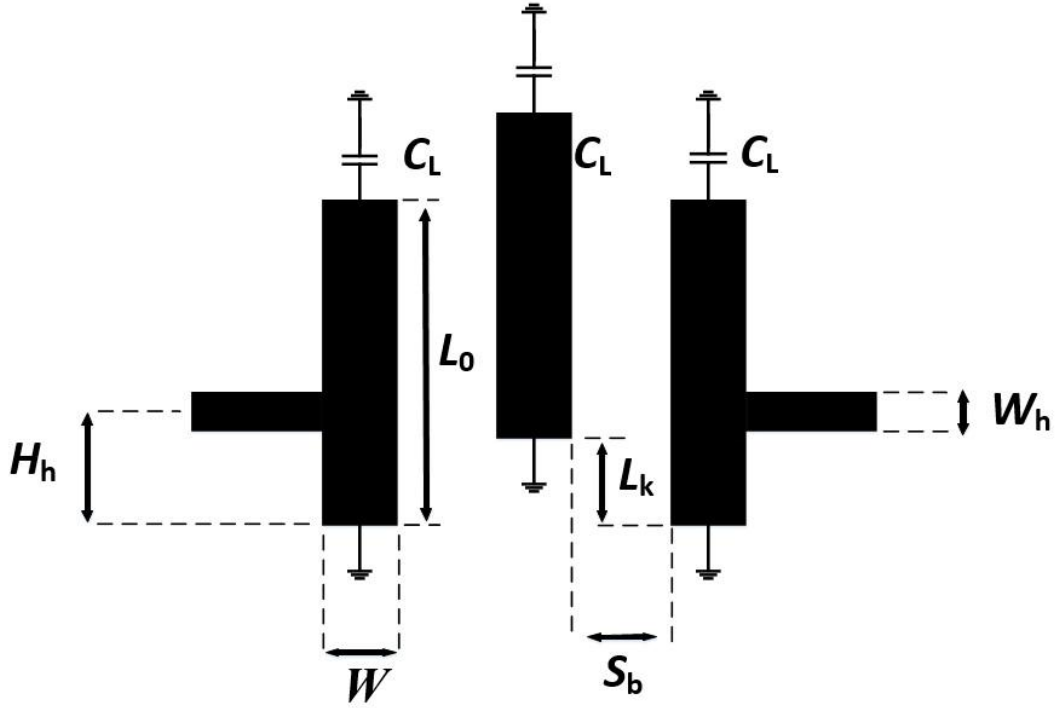
Dağınık yapıdaki bant geçiren filtrelerin tümünde bulunan dezavantajlardan biri istenmeyen bant dışı tekrarlarıdır. İstenmeyen bant dışı tekrarlarını bastırmak için kullanılan literatürde çeşitli yöntemler mevcuttur. Bu yöntemlerden bazılarını ardışık olan ve olmayan paralel bağlaşımlı rezonatörler arası iletim hattı çekip ilave bağlaşım sağlayarak iletim sıfırını oluşturmak [24]; farklı elektriksel uzunluklarda ardışık rezonatörler kullanıp istenen iletim bandındaki bağlaşımı sağlayıp tekrar eden iletim bantlarındaki bağlaşımı zayıflatıp istenmeyen bant tekrarlarını sönmümlendirmek olarak ifade edebiliriz [25] .

Bu tez çalışmasında, bant dışı bastırmayı iyileştirmek için önerilen çalışmada izlenen yöntem ortadaki rezonatörü yukarı kaydırıp rezonatörleri birbirine yaklaştırarak iletim bandı için gerekli bağlaşım katsayısını ( $K$ ) istenen değerde ( $K=0.067$ ) elde etmek ve bunu yaparken istenmeyen, tekrar eden iletim bandındaki bağlaşımı zayıflatmak olacaktır. Bu çalışma kapsamında dış kalite faktörü ( $Q_{ext}$ ) ve bağlaşım katsayısı ( $K$ ) analizleri gerçekleştirilmiş ve bu analizler sonucunda bant dışı bastırma performansı iyileştirilen filtreler sentezlenmiştir.

#### 3.6.1. Dış kalite faktörü ( $Q_{ext}$ ) ve Bağlaşım Katsayısı ( $K$ ) Analizi

Bant dışı bastırma performansını iyileştirmek üzere yapılan çalışmada önceden gerçekleştirilen,  $Q_{ext}$  ve  $K$  analizlerine (Çizelge 3.2 ve Çizelge 3.3) benzer şekilde analizler gerçekleştirilecektir. Burada izlenecek yöntem; üçüncü dereceden tarak dışı mikroşerit filtre yapısının (Şekil 3.13) ortasındaki rezonatörü yukarı kaydırarak ve rezonatörler arası açıklık değerini ( $S$ ) azaltarak, merkezi 2500 MHz olan iletim bandını sağlayan bağlaşım katsayısını değiştirmeden, istenmeyen bant tekrarının bağlaşımını azaltarak istenmeyen iletim bandı tekrarının bastırılması olacaktır. Bant dışı bastırma performansını iyileştirme amaçlı oluşturulan yeni filtre yapısında ortadaki rezonatörün yukarı kaydırılma miktarı  $L_k$ , daraltılan rezonatörler arası yeni açıklık değeri  $S_b$  ile ifade edilir. Diğer eleman değerleri  $H_h$ ,  $L_0$ ,  $C_L$ ,  $W_h$ , ve  $W$  (Şekil 3.13) bant dışı bastırması iyileştirilen yapıda da değiştirilmeden kullanılmıştır.

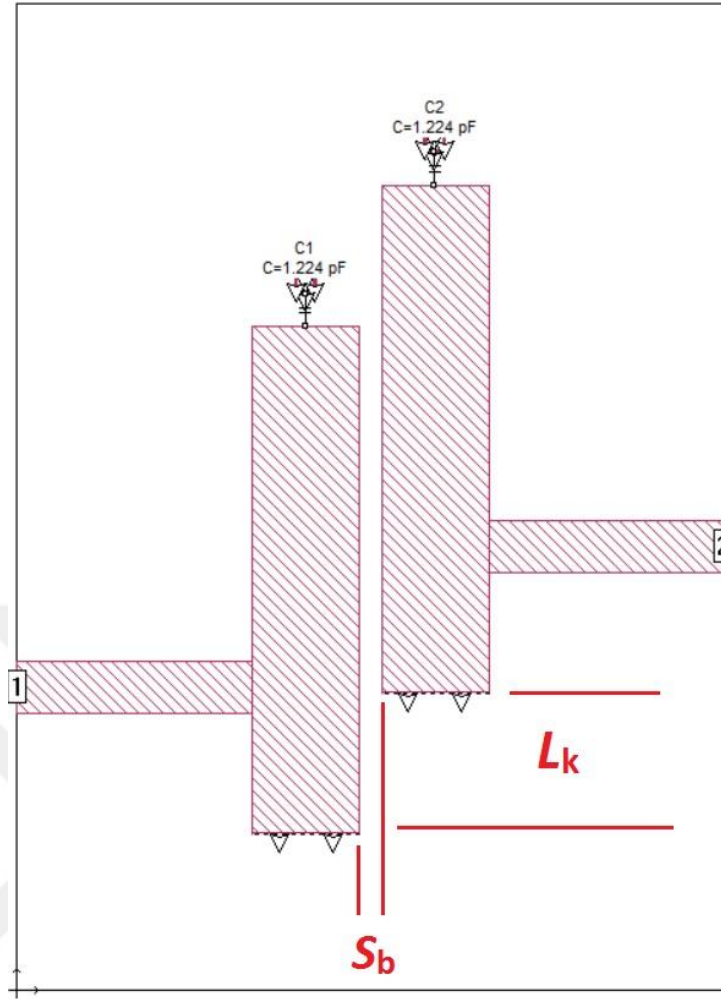




Şekil 3.33. Bant dışı bastırma performansı geliştirilen tarak dişi filtre yapısı

İlk ve son rezonatörler yukarı veya aşağı kaydırılmayacağı için hesaplanan 15.34  $Q_{ext}$  değerini elde etmek için önceden gerçekleştirilen analizler (Çizelge 3.2) burada da geçerli olacaktır. Bu sebeple,  $Q_{ext}$  analizleri (Çizelge 3.2) sonucunda elde edilen, giriş-çıkış iletim hattının orta noktasının rezonatörün kısa devre ucuna olan dikey uzaklığı  $H_h$  için bulunan 3.17 mm (125 mil) değeri bant dışı bastırması iyileştirilmesi planlanan filtrelerde değiştirilmeden kullanılacaktır.

Bu doğrultuda üç rezonatörlü tarak dişi filtrenin (Şekil 3.13) ortasındaki rezonatörün yukarı kaydırıldığı farklı  $L_k$  ve  $S_b$  değerleri (Şekil 3.33) için ortadaki rezonatörle giriş ve çıkış tarafındaki rezonatörler arasındaki bağlaşım katsayısının hesaplanmasına yönelik EM-analiz çalışmaları gerçekleştirilmiştir (Şekil 3.34).



Şekil 3.34. Bant dışı bastırma performansı geliştirilen tarak dişi filtrenin rezonatörler arası bağlaşım katsayısını ( $K$ ) EM-analizle hesaplamak için oluşturulan paralel bağlaşımlı rezonatör hatları

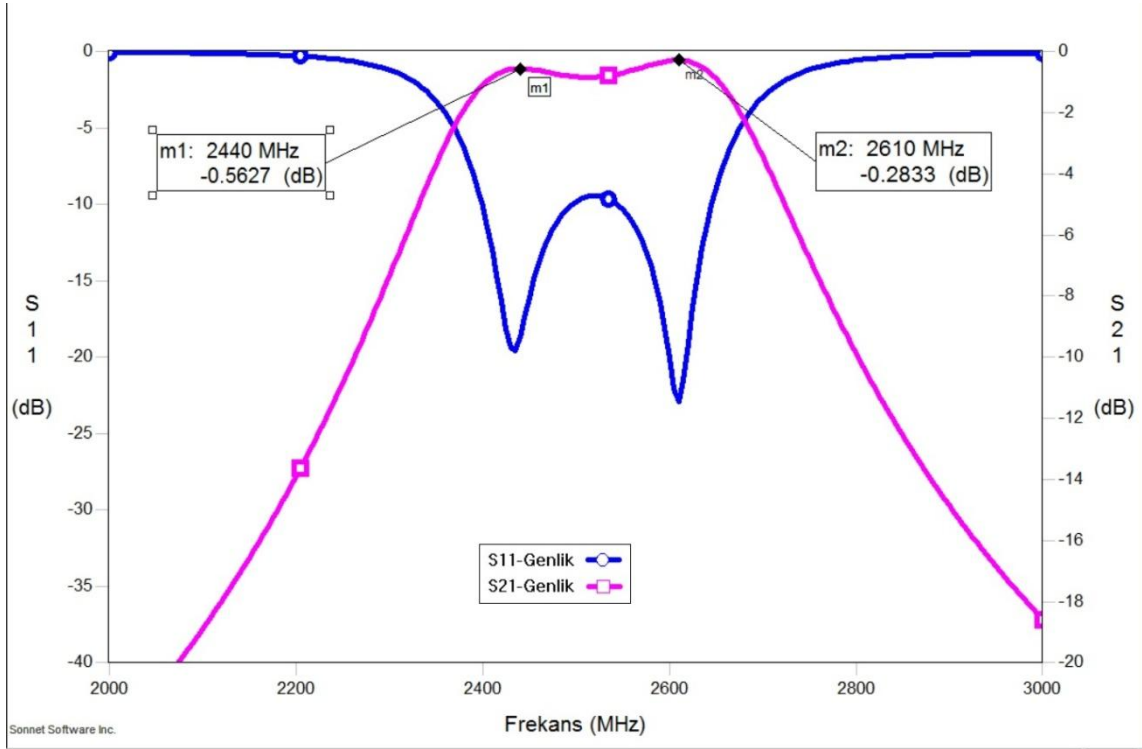
Farklı  $L_k$  ve  $S_b$  değerleri için EM-analiz sonucu elde edilen 2500 MHz merkez frekansındaki iletim bandının bağlaşım katsayısı  $K$  ve istenmeyen bant tekrarının bastırılma miktarı Çizelge 3.7’de verilmiştir.  $K$  analiz sonucu değerleri Çizelge 3.3’deki hesaplarda kullanılan ilgili formülden (Eşitlik 3.17) hesaplanmıştır.

Çizelge 3.7. Farklı  $L_k$  ve  $S_b$  değerlerine karşılık elde edilen iletim bandının bağlaşım katsayısı değerleri ve istenmeyen bant tekrarının bastırılma performansı

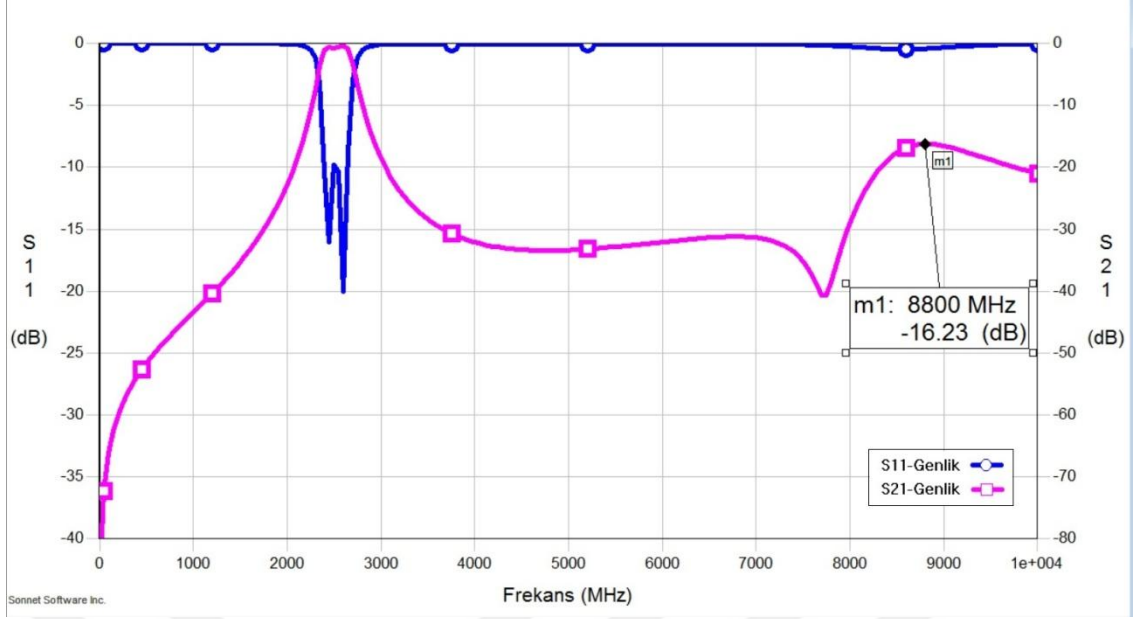
$L_k$	$S_b$	$f_a$ (MHz)	$f_b$ (MHz)	$K$ İletim bandı bağlaşım katsayısı	Tekrar bandı frekans frekansı (MHz)	Tekrar bandı genliği (dB)
10 mil (0.25mm)	19 mil (0.48 mm)	2435	2605	0.0674	8450	-5.1
10 mil (0.25mm)	15 mil (0.38 mm)	2420	2630	0.0830	8450	-4.65
10 mil (0.25mm)	10 mil (0.25mm)	2405	2675	0.1059	8400	-4.06
60 mil (1.52 mm)	19 mil (0.48 mm)	2450	2585	0.0535	8400	-8.42
60 mil (1.52 mm)	15 mil (0.38 mm)	2435	2610	0.0693	8350	-8.28
60 mil (1.52 mm)	10 mil (0.25mm)	2415	2650	0.0925	8350	-8.35
120 mil (3.05 mm)	19 mil (0.48 mm)	2475	2550	0.0298	9300	-28.34
120 mil (3.05 mm)	15 mil (0.38 mm)	2465	2575	0.0436	9000	-22.78
120 mil (3.05 mm)	10 mil (0.25mm)	2440	2610	0.0672	8800	-16.23

Gerçekleştirilen EM-analiz sonuçlarından (Çizelge 3.7) görüldüğü üzere tarak dişi filtrenin ortasındaki rezonatör yukarı kaydırılarak (Şekil 3.33) istenmeyen bant tekrarının bastırılması sağlanabiliyor ancak merkez iletim bandının bağlaşım katsayısı zayıflıyor. Bununla birlikte ortadaki rezonatörün yukarı kaydırılmasından kaynaklanan bağlaşımındaki

zayıflamanın rezonatörlerin birbirine yaklaştırılması yani  $S_b$  değerinin azaltılmasıyla geri kazanılabildiği görülmüştür. Sonuç olarak Şekil 3.34'deki yapıda, 3.05 mm (120 mil)  $L_k$  ve 0.25 mm (10 mil)  $S_b$  değeri karşılığında merkez iletim bandı için hesaplanan 0.067 bağlaşım katsayısı ( $K$ ) değeri sağlanmış ve istenmeyen bant tekrarı yaklaşık -16 dB'ye kadar bastırılmaktadır (Şekil 3.35 ve Şekil 3.36).



Şekil 3.35.  $L_k=120$  mil ve  $S_b=10$  mil iken gerçekleştirilen EM-analiz sonucu



Şekil 3.36.  $L_k=120$  mil ve  $S_b=10$  mil iken gerçekleştirilen geniş bantta EM-analiz sonucu

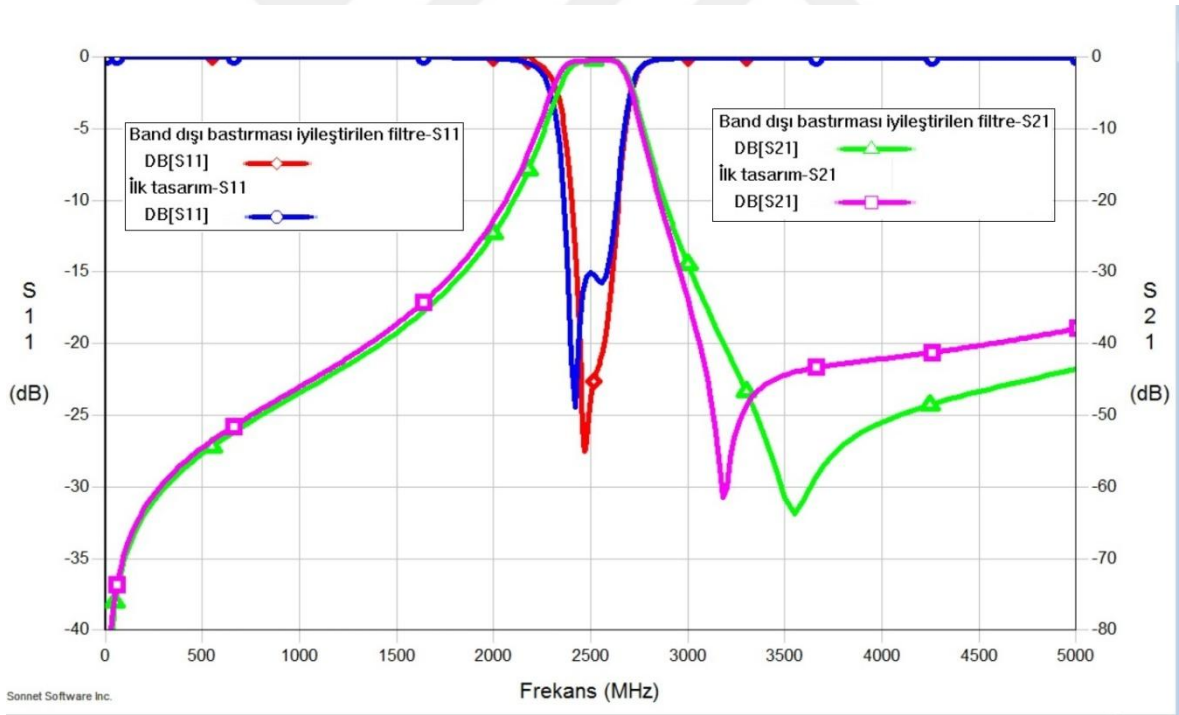
### 3.6.2. Bant Dışı Bastırması İyileştirilmiş Filtrenin Sentezi ve Sentez Sonrası Parametrelerin İnce Ayarı

$K$  analizi sonucunda elde edilen  $L_k$  ve  $S_b$  değerleriyle birlikte önceden sentez sonucu elde edilen  $H_h$ ,  $L_o$ ,  $C_L$ ,  $W_h$ , ve  $W$  değerlerine (Çizelge 3.4) ince ayar gerçekleştirilerek bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş olan 2500 MHz merkez bandında, 200 MHz bant genişliğinde (0.2 dB dalgalanma bandı), üçüncü dereceden, mikroşerit tarak dişi, bant geçiren filtre (Şekil 3.33) tasarımı sona ermiştir. Bant dışı bastırması iyileştirilen filtre için ince ayar öncesi sentez ve EM-analiz sonucu elde edilen değerler ve ince ayar sonrası elde edilen değerler Çizelge 3.8’de özetlenmiştir. Bu değerlere ek olarak; ince ayar sonucu, ortadaki rezonatörün uzunluk değeri 10.72 mm (422 mil) olarak değiştirilmiştir.

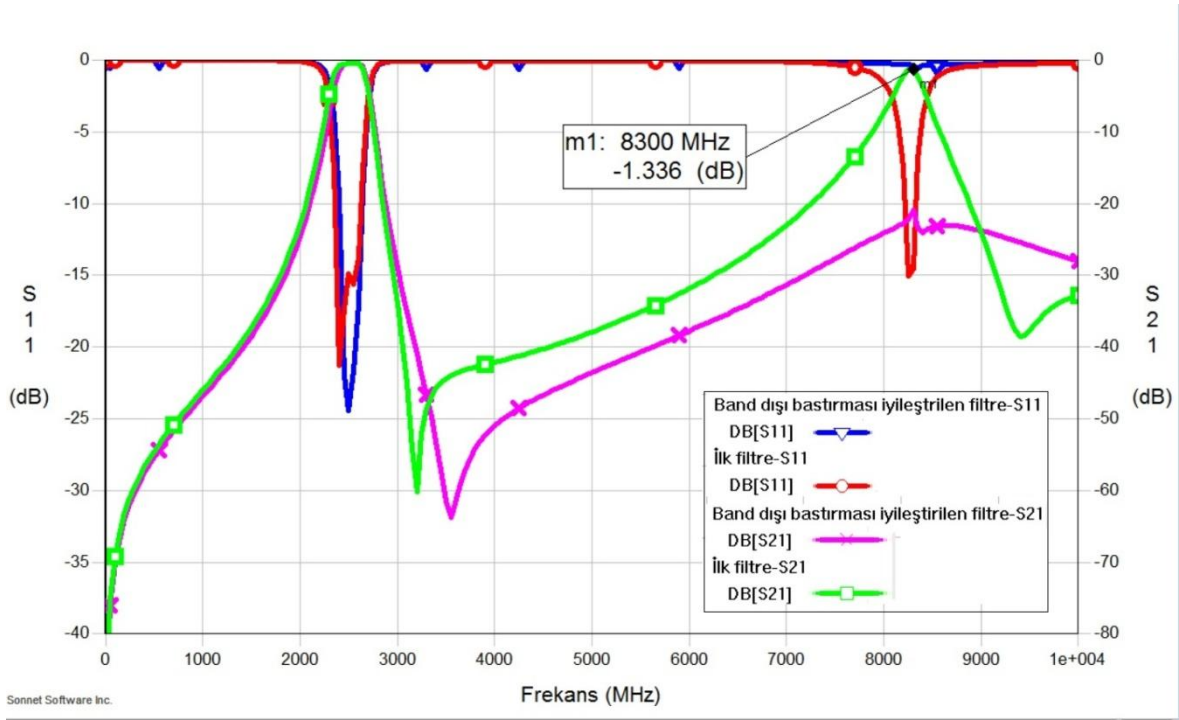
Çizelge 3.8. Sentez sonucu ve ince ayar sonucu elde edilen, bant dışı bastırması iyileştirilen filtrenin eleman değerleri

	$H_h$	$W$	$L_0$	$S_b$	$L_k$	$C_L$
Sentez değerleri	3.17 mm (125 mil)	2.31 mm (91 mil)	11.48 mm (452 mil)	0.25 mm (10 mil)	3.05 mm (120 mil)	1.224 pF
İnce ayar sonrası değerler	4.7 mm (185 mil)	2.31 mm (91 mil)	10.97 mm (432 mil)	0.25 mm (10 mil)	3.05 mm (120 mil)	1.224 pF

İnce ayar sonucu sonlandırılan tasarım sürecinin sonunda elde edilen filtrenin EM-analiz sonucu Şekil 3.37 ve Şekil 3.38’de, ilk olarak tasarlanan ve analiz edilen klasik yapıdaki filtrenin analiz sonucuyla (Şekil 3.27 ve Şekil 3.28) birlikte kıyaslamalı olarak verilmiştir.



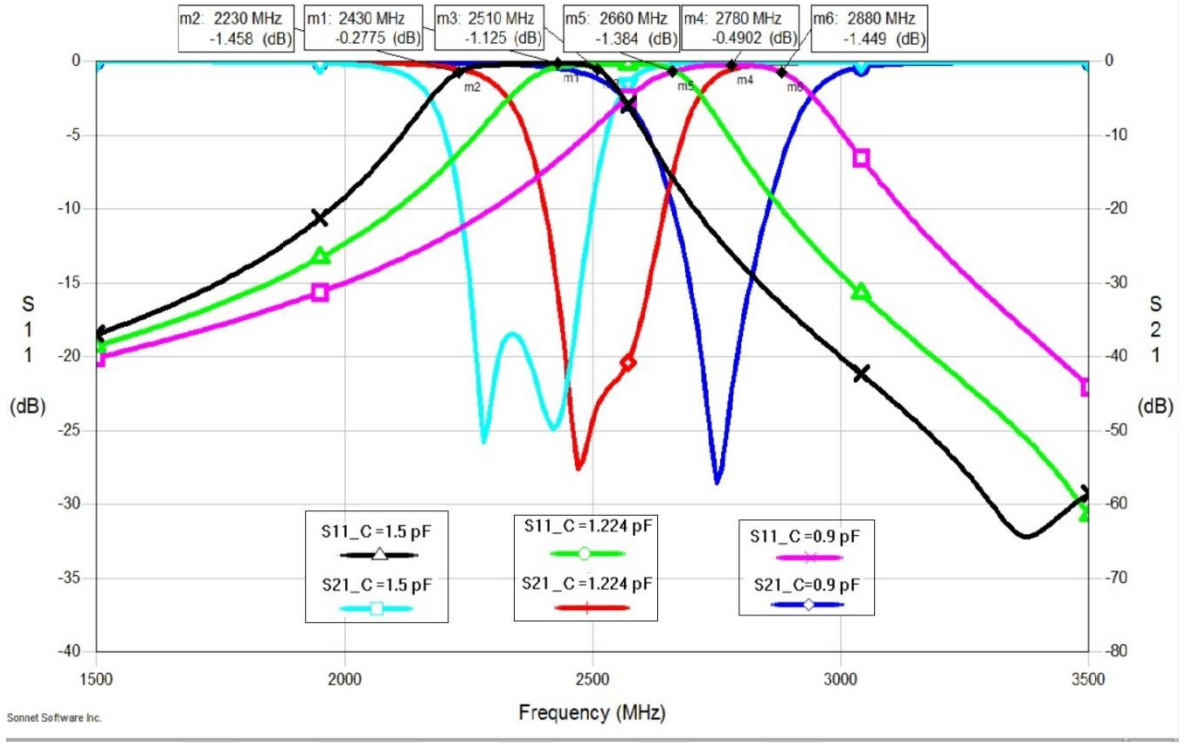
Şekil 3.37. Bant dışı bastırma performansı iyileştirilen filtrenin ilk tasarlanan filtreye kıyaslamalı olarak verilen EM-analiz sonucu



Şekil 3.38. Bant dışı bastırma performansı iyileştirilen filtrenin ilk tasarlanan filtreye kıyaslamalı olarak verilen geniş bant EM-analiz sonucu

Ortakdaki rezonatörü yukarı kaydırılarak eleman değerlerinin ince ayarı gerçekleştirilen filtre tasarımının (Şekil 3.33) iletim bandı performansının ilk olarak tasarlanan klasik, tarak dışı, mikroşerit filtre tasarımının (Şekil 3.13) iletim bandı performansına kıyasla kötüleşmeden korunduğu Şekil 3.37’de görülmektedir. Bununla birlikte iletim bandının yüksek frekans tarafında, yaklaşık 3.5 GHz’den itibaren bant dışı bastırma performansının iyileşmesinin önerilen yeni yapıyla (Şekil 3.33) birlikte sağlandığı Şekil 3.37 ve Şekil 3.38’de görülmektedir. İlk tasarımda 8300 MHz civarında oluşan tarak dışı filtrenin istenmeyen ilk bant tekrarının yeni yapıyla (Şekil 3.33) yaklaşık 20 dB bastırıldığı gerçekleştirilen EM-analizler sonucu görülmüştür.

Şekil 3.33’deki filtre yapısında  $C_L$  kapasitans değerlerini karşılamak için toplu elemanlı sabit kapasitörler yerine tezin 3.5 başlıklı bölümünde bahsedilen SMV 1405 [23] varaktör diyotları entegre edilerek bant dışı bastırma performansı iyileştirilen, S-bantta bantı kaydırılabilen, üçüncü dereceden, mikroşerit, bant geçiren filtre elde edilmiştir. Farklı  $C_L$  değerleri için elde edilen bant kaydırma yeteneğinin EM-analiz sonuçları Şekil 3.39’da görülmektedir.



Şekil 3.39. Bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş filtrenin  $C_L$  kapasitans değeri 0.9 pF, 1.224pF ve 1.5pF iken gerçekleştirilen EM-analiz sonuçları

Bant dışı bastırma performansı iyileştirilen mikroserit tarak dışı filtrenin 0.9-1.5 pF arasındaki  $C_L$  değerleri için gerçekleştirilen EM-analiz sonuçları Çizelge 3.9’da verilmiştir.



Çizelge 3.9. Bant dışı bastırma performansı iyileştirilen tarak dişli filtrenin 0.9-1.5 pF arasındaki  $C_L$  değerleri için gerçekleştirilen EM-analiz sonuçları

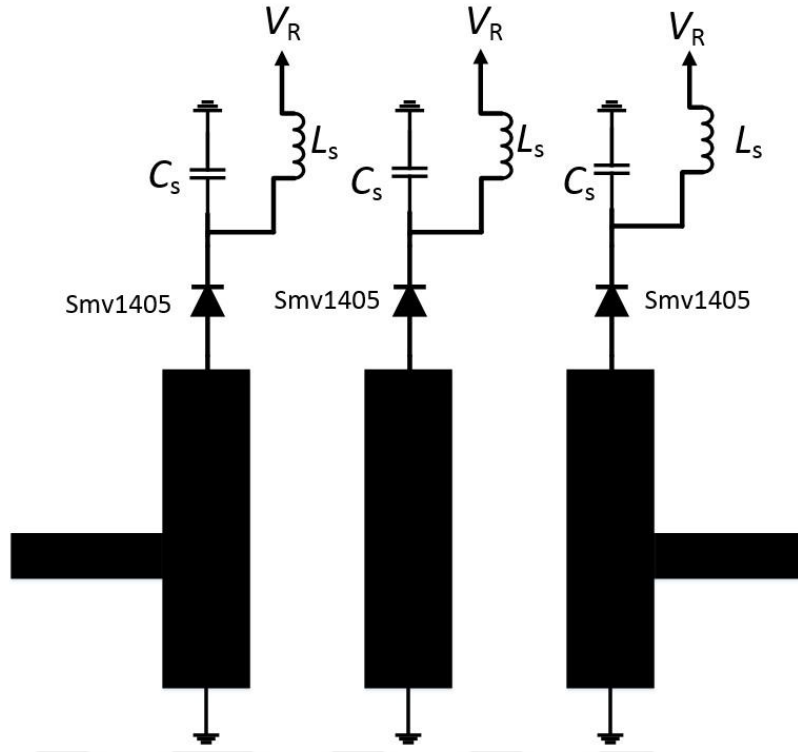
$C_L$	$f_{1dB-dusuk}$	$f_{0.2dB-dusuk}$	$f_{max}$	$f_{0.2dB-yukse}$	$f_{1dB-yukse}$	0.2dB bant genişliği	1dB bant genişliği
0.9 pF	2655	2710	2780	2840	2880	130	225
1.0 pF	2570	2630	2710	2770	2810	140	240
1.1 pF	2490	2550	2640	2705	2745	155	255
1.2 pF	2420	2480	2590	2645	2680	165	260
1.3 pF	2355	2420	2530	2590	2620	170	265
1.4 pF	2290	2360	2480	2535	2565	175	275
1.5 pF	2235	2320	2420	2485	2515	165	280

## 4. ÜRETİM VE ÖLÇÜM

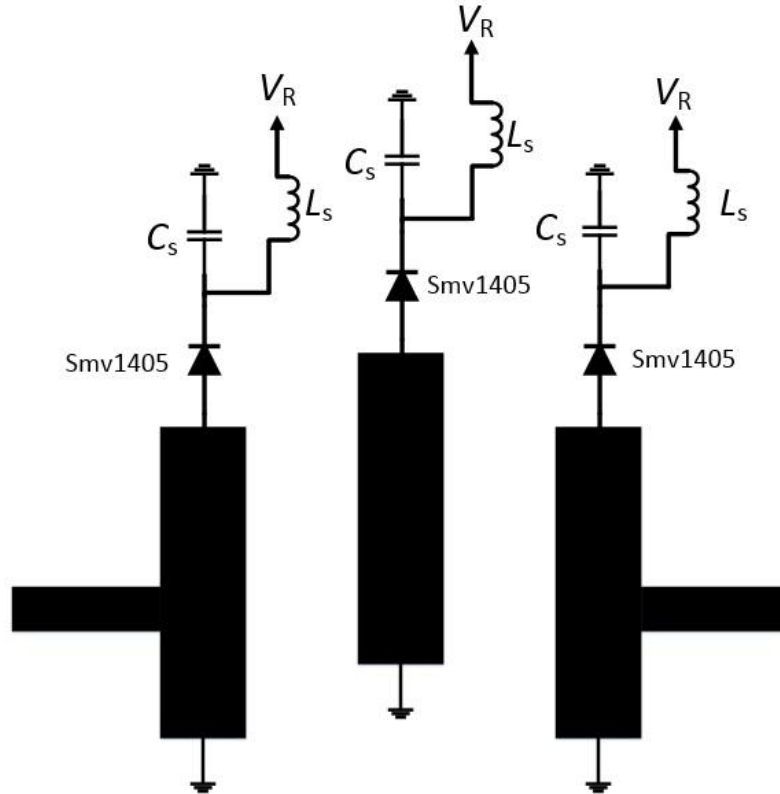
Sentez ve ince ayar sonucu elde edilen filtre tasarımları Pads® 9.5 baskı devre çizim programında dört farklı tipte filtre üretimi planarak çizilmiştir. Bu filtreler; toplu elemanlı kapasitörlere sahip sabit bantlı (2500 MHz merkez frekanslı) filtre (Şekil 3.13), SMV1405 varaktör diyotlara sahip, bandı 2500 MHz etrafında kaydırılabilen filtre (Şekil 4.1), bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş, toplu kapasitörlere sahip, sabit bantlı (2500 MHz merkez frekanslı) filtre (Şekil 3.33) ve bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş, varaktör diyotlu, bandı 2500 MHz etrafında kaydırılabilen filtredir (Şekil 4.2). Çizilen dosyalar üretime gönderilmiş ve önceden belirlenen Rogers® firmasının RO4350B™ [18], 0.508mm (20 mil) yüksekliğindeki taban malzemesiyle üretilmiştir. Üretimde LPKF® firmasının ProtoLaser S kart kazıma makinası kullanılmıştır.

Toplu eleman kullanılarak üretilen sabit bantlı filtrelerin şemaları Şekil 3.13 ve Şekil 3.33’de görülmektedir. Bu filtrelerde yer alan  $C_L$  kapasitörleri için Johanson Technology® firmasının S402TS kapasitörleri kullanılmıştır. Bu kapasitörler, seri rezonans frekansı filtrenin bant geçiren frekans bandından yuksekte, yaklaşık 10GHz civarında olduğu için ve yüksek kalite faktörüne sahip olduğu ve dolayısıyla düşük iletim kaybına sebep olması beklendiği için tercih edilmiştir [26].

Varaktör diyotlu, bandı kaydırılabilen filtrelerde, rezonatör hatlarının ucuna eklenen varaktör diyotların  $V_R$  voltajı beslemesi Şekil 4.1 ve Şekil 4.2’deki şemalarda gösterildiği gibi gerçekleştirilmiştir. Burada  $L_s$  varaktör diyoda  $V_R$  voltajını iletip RF sinyalini bastıran indüktör,  $C_s$  ise RF sinyali iletip DC sinyali bastıran kapasitör olarak kullanılmıştır.  $L_s$  için 330 nH indüktans değerindeki Coilcraft® firmasının 0603CS-R33XGL kodlu 603 paket indüktörleri [27],  $C_s$  için ise 120 pF kapasitans değerindeki 402 paket kapasitörler kullanılmıştır.

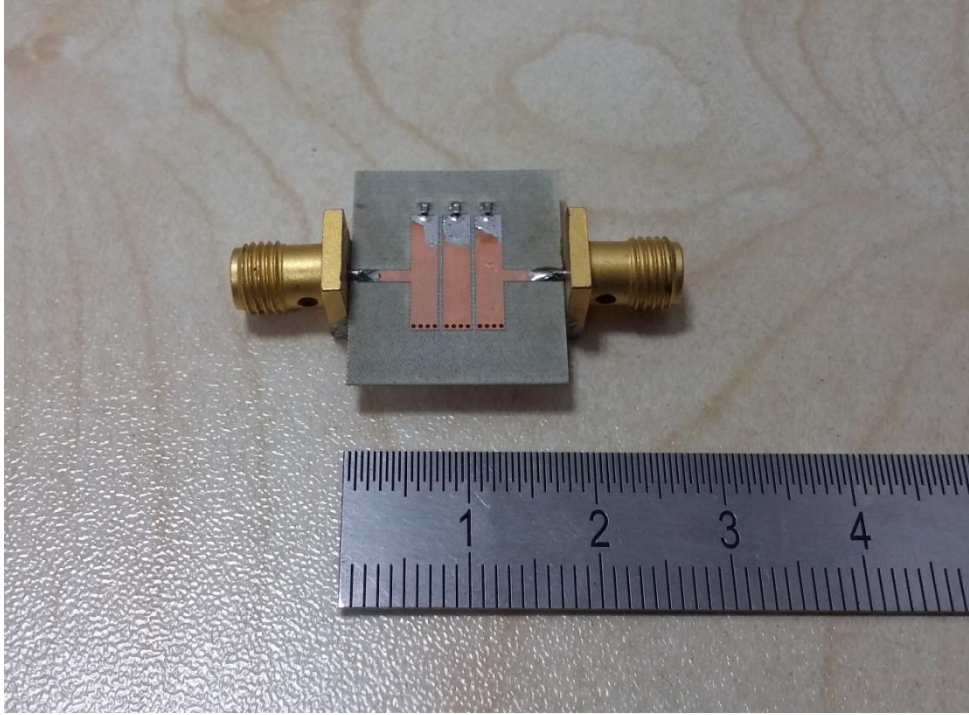


Şekil 4.1. Varaktör diyotlu, bantı sürekli kaydırılabilen tarak dişi filtre şeması

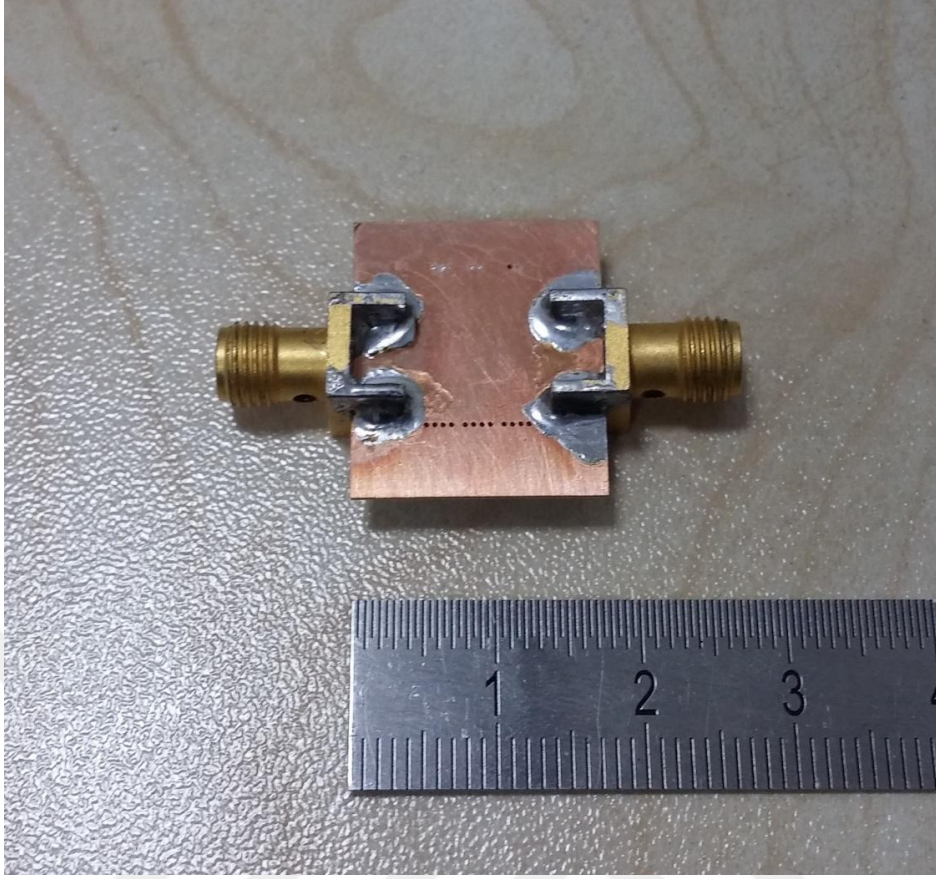


Şekil 4.2. Varaktör diyotlu, bantı sürekli kaydırılabilen, bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş tarak dişi filtre şeması

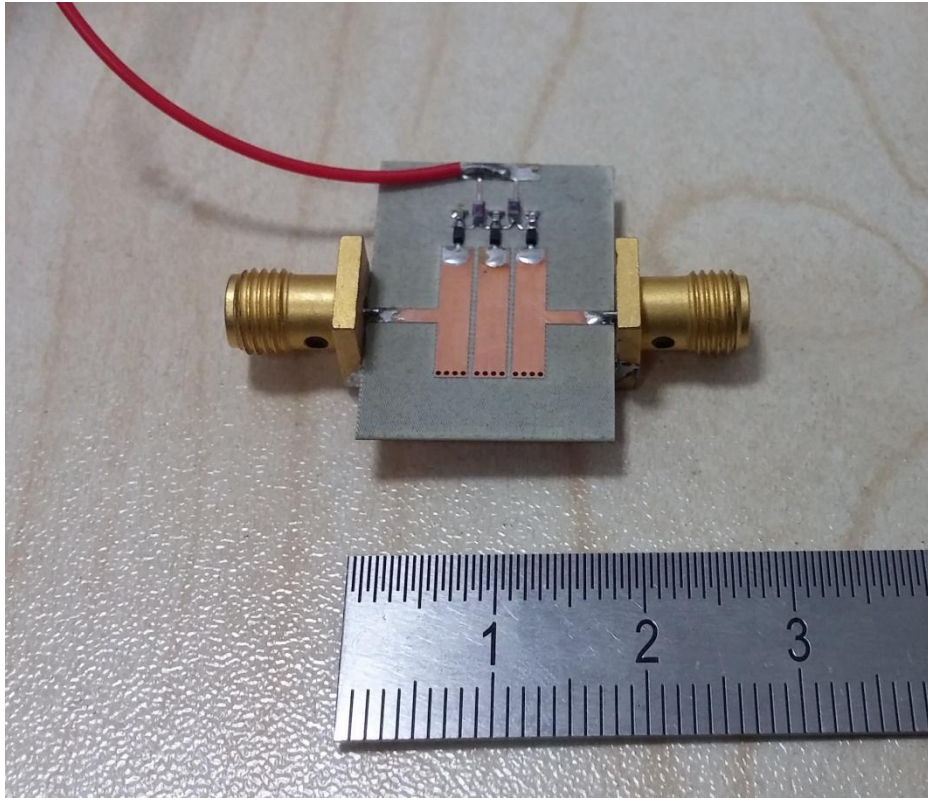
Şekil 3.13’de şeması gösterilen sabit bantlı bant geçiren filtrenin baskı devre kartı üretildikten sonra,  $C_L$  kapasitörleri ve giriş ve çıkış hatlarına SMA konnektörler lehimlenmiştir. Oluşturulan filtrenin fotoğrafları Şekil 4.3 ve Şekil 4.4’de görülmektedir. Şekil 4.1’de şeması gösterilen varaktör diyotlu bantı kaydırılabilen tarak dişi filtrenin baskı devre kartı üretildikten sonra; SMV1405 varaktör diyotlar,  $L_s$  indüktörler ve  $C_s$  kapasitörlerle birlikte giriş ve çıkış hatlarına SMA konnektörler lehimlenmiştir. Oluşturulan varaktör diyotlu bantı kaydırılabilen tarak dişi filtrenin fotoğrafları Şekil 4.5 ve Şekil 4.6’da görülebilmektedir. Benzer şekilde  $C_L$  kapasitörleri lehimlenerek oluşturulan, bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş sabit bantlı filtrenin (Şekil 3.33) fotoğrafları Şekil 4.7 ve Şekil 4.8’de görülmektedir. Bununla birlikte, SMV1405 varaktör diyotlar,  $L_s$  indüktörler ve  $C_s$  kapasitörler lehimlenerek oluşturulan bant dışı bastırması iyileştirilmiş, bantı kaydırılan filtrenin (Şekil 4.2) fotoğrafları Şekil 4.9 ve Şekil 4.10’da görülebilmektedir.



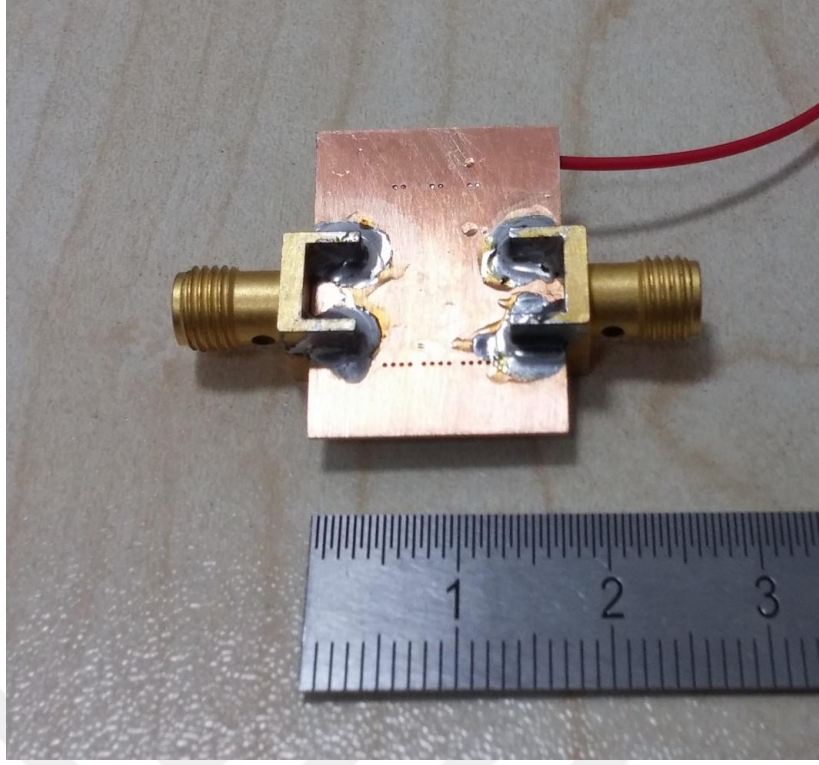
Şekil 4.3. Sabit bantlı tarak dişi filtrenin üst yüzeyinin fotoğrafı



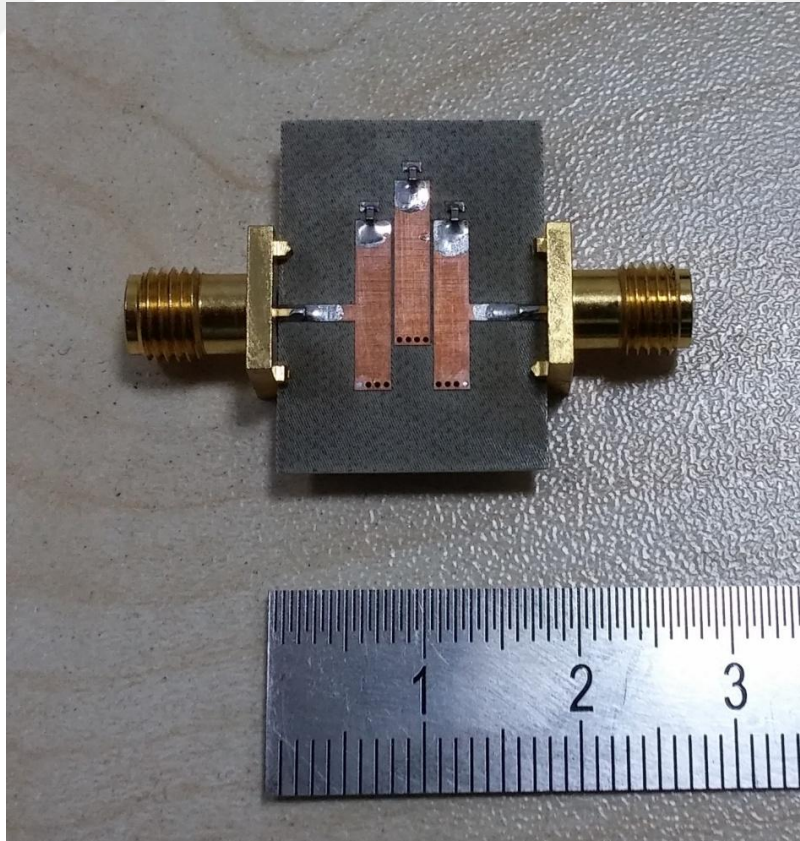
Şekil 4.4. Sabit bantlı tarak dişi filtrenin alt yüzeyinin fotoğrafı



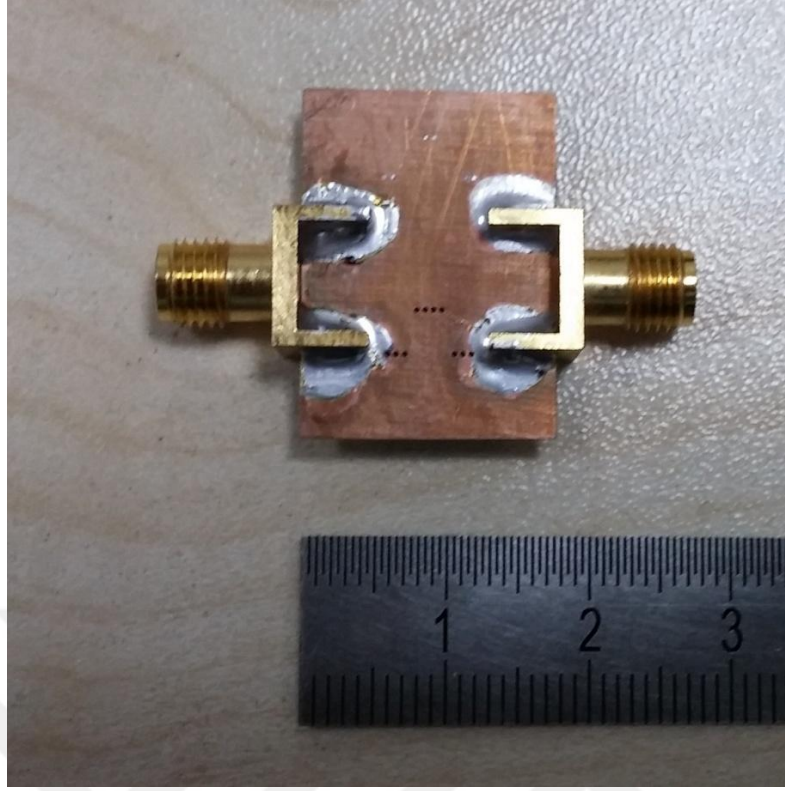
Şekil 4.5. Bantı kaydırılabilen varaktör diyotlu tarak dişi filtrenin üst yüzeyinin fotoğrafı



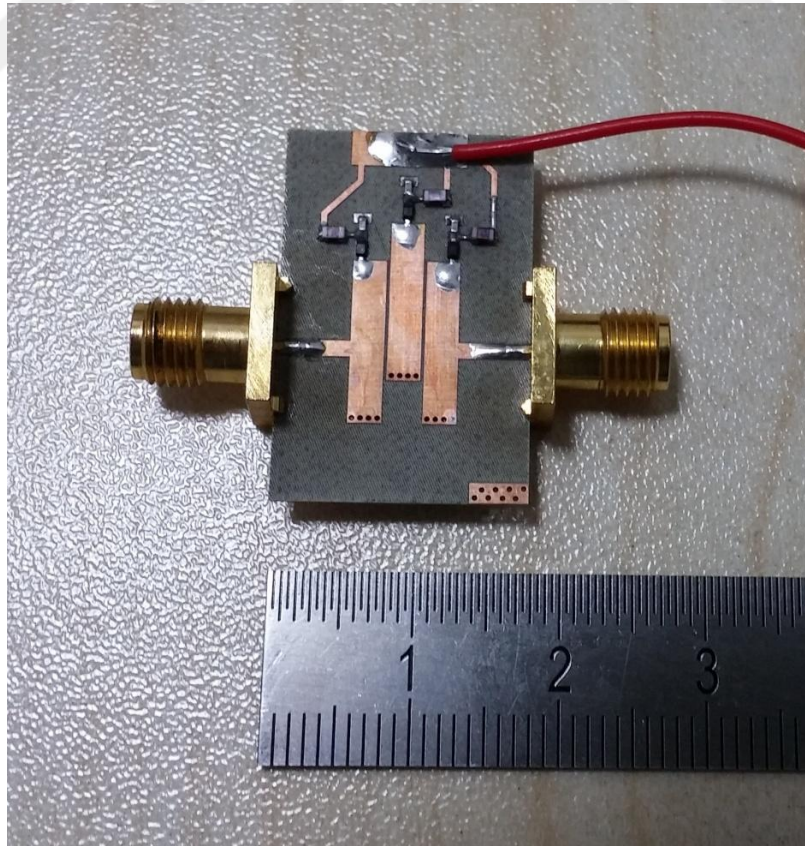
Şekil 4.6. Bantı kaydırılabilen varaktör diyotlu tarak dişi filtrenin alt yüzeyinin fotoğrafı



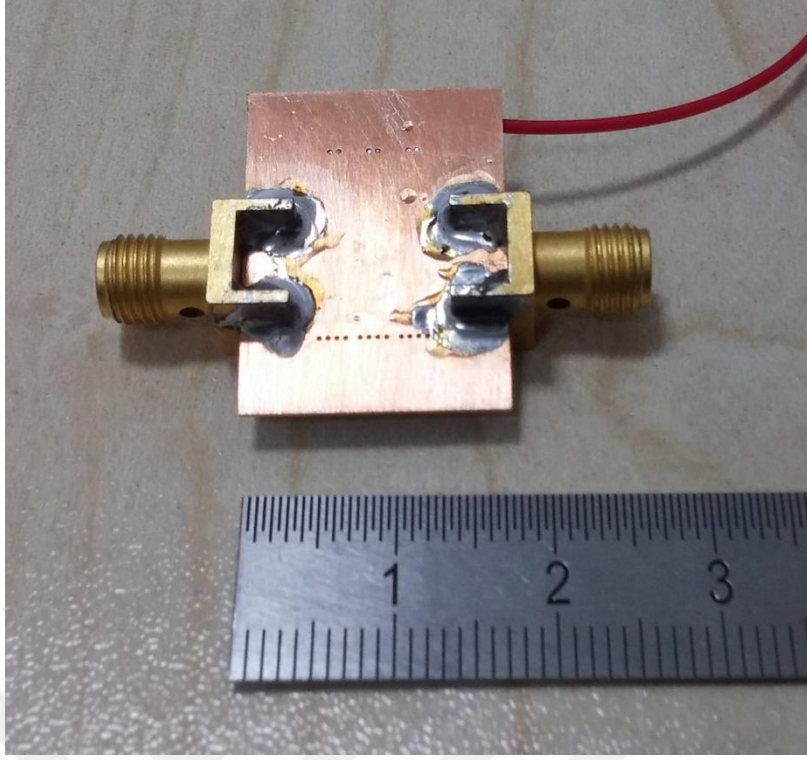
Şekil 4.7. Sabit bantlı, bant dışı bastırması iyileştirilmiş tarak dişi filtrenin üst yüzeyinin fotoğrafı



Şekil 4.8. Sabit bantlı, bant dışı bastırması iyileştirilmiş tarak dişi filtrenin alt yüzeyinin fotoğrafı



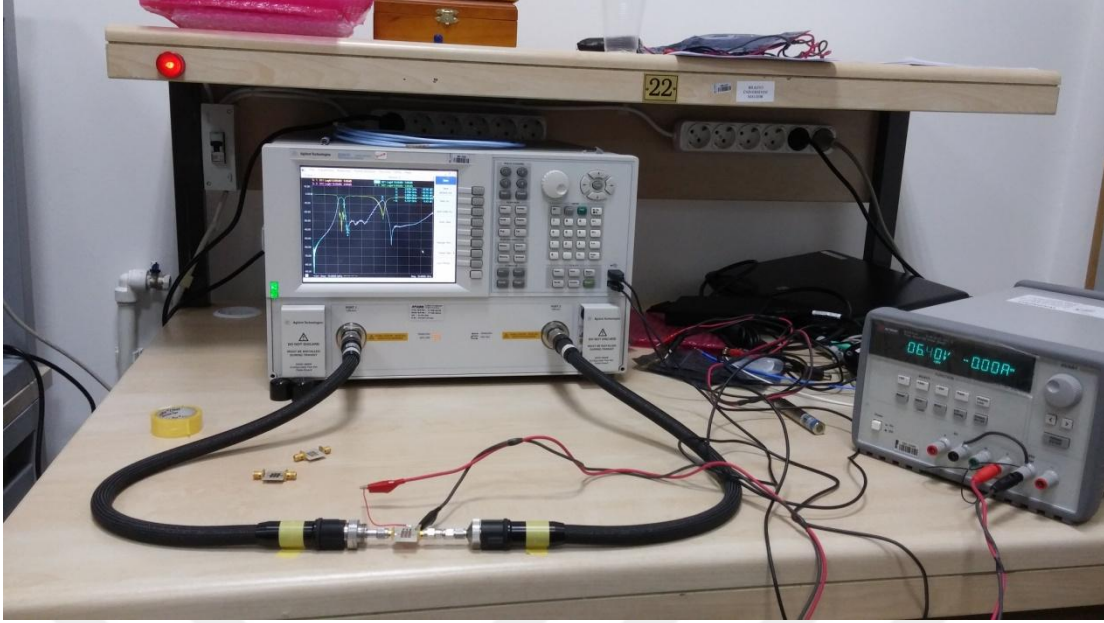
Şekil 4.9. Bandı kaydırılabilen, bant dışı bastırması iyileştirilmiş, varaktör diyotlu tarak dişi filtrenin üst yüzeyinin fotoğrafı



Şekil 4.10. Bandı kaydırılabilen, bant dışı bastırması iyileştirilmiş, varaktör diyotlu tarak dişli filtrenin alt yüzeyinin fotoğrafı

Üretilen tüm filtrelerin frekans tepkisi Agilent Technologies® firmasının E8361C network analizörüyle ölçülmüş bu sırada bandı kaydırılabilen filtrelerin varaktör diyotlarına uygulanan ters eğilimleme voltajı Agilent Technologies® firmasının E3631A güç kaynağından sağlanmıştır. Kurulan frekans tepkisi ölçüm düzeneği Şekil 4.11’de görülmektedir.

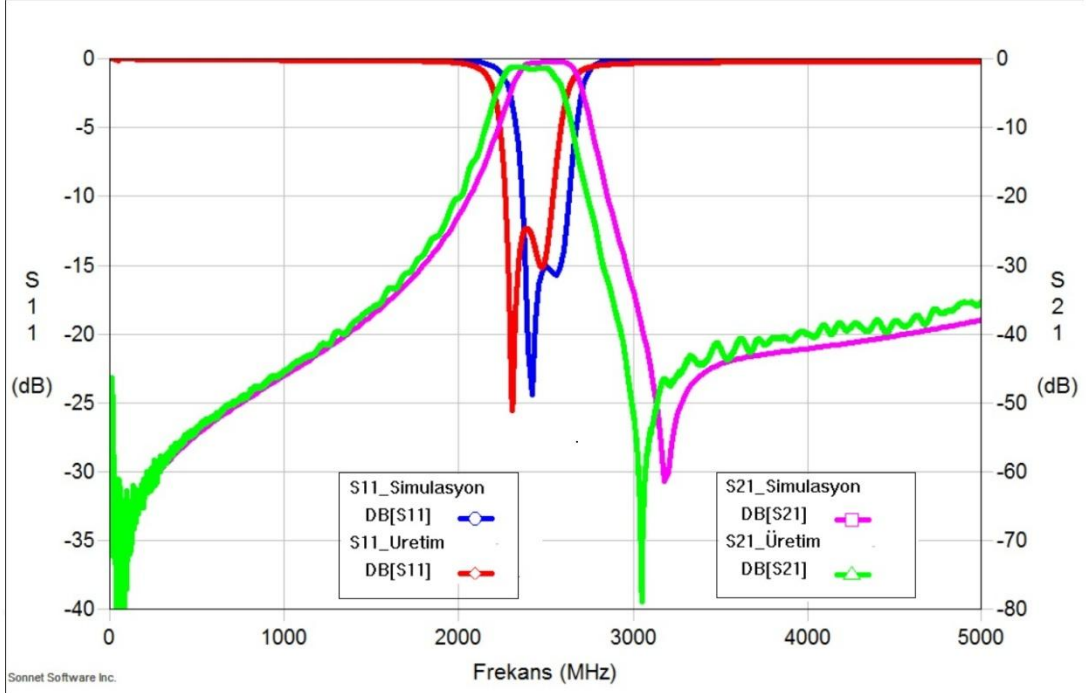




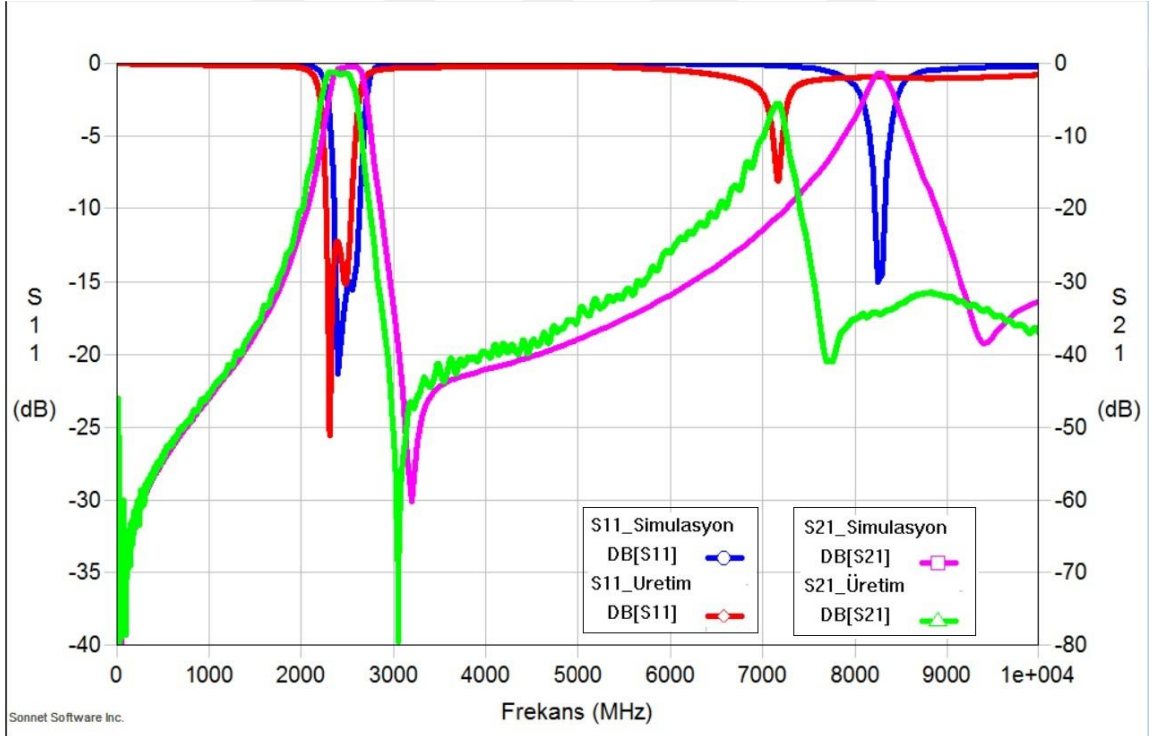
Şekil 4.11. Üretilen sabit bantlı ve bantı kaydırılabilen filtrelerin frekans tepkisini ölçmek için kurulan ölçüm düzeneği

#### 4.1. Klasik Yapıdaki Sabit Bantlı ve Bantı Kaydırılabilen Tarak Dişi Mikroşerit Filtrelerin Ölçüm Sonuçları

Sabit bantlı filtrenin (Şekil 4.3) filtre sentezi sonucu rezonatörlerin ucuna eklenen toplu eleman kapasitörlerin ( $C_L$ ) kapasitans değerleri 1.224 pF olarak bulunmuştu. Üretilen filtreye lehimlemek üzere bu değere en yakın değerinde, 1.2 pF ( $\pm 0.1$  pF toleransa sahip) kapasitans değerine sahip Johanson Technologies firmasının S402TS [26] kapasitörleri filtre kartına lehimlenerek sabit bantlı filtrenin frekans tepkisi ölçülmüştür. Üretilen sabit bantlı filtrenin frekans tepkisi ölçüm sonucu ve aynı filtrenin 1.224 pF kapasitör değerleriyle gerçekleştirilen simülasyon sonucu dar bant ve geniş bantta olmak üzere Şekil 4.12 ve Şekil 4.13’de gösterilmiştir.



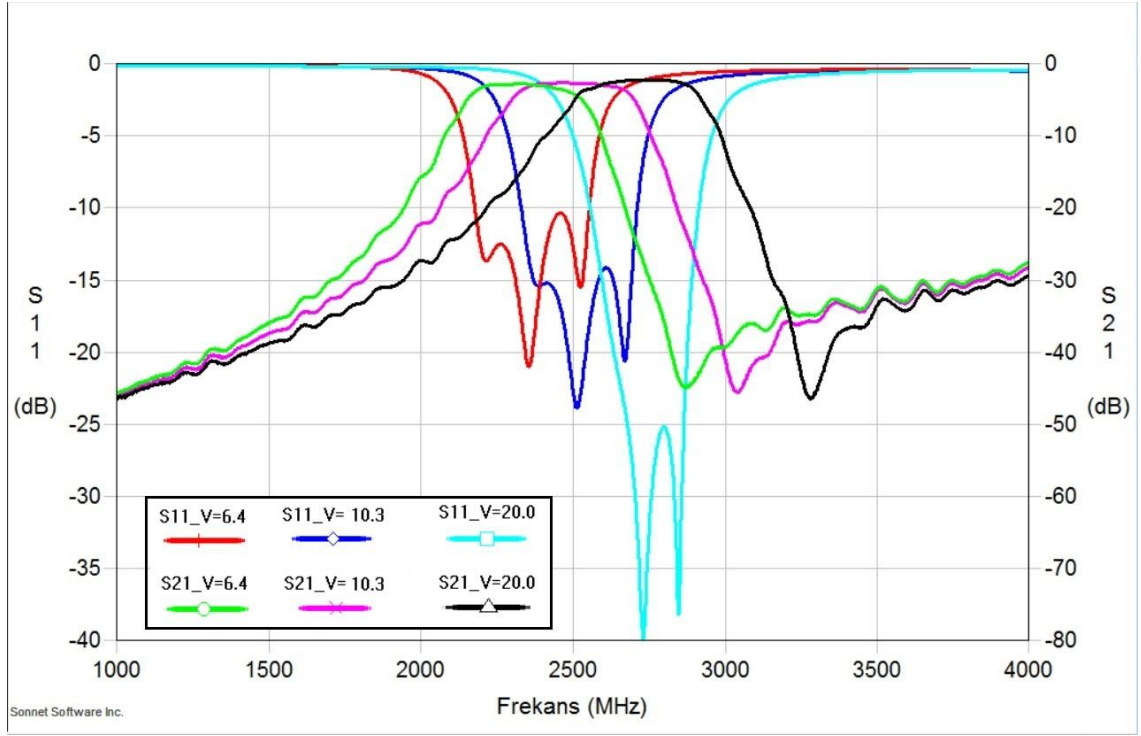
Şekil 4.12. Sabit bantlı tarak dişi filtrenin üretim ve simülasyon sonucu karşılaştırması



Şekil 4.13. Sabit bantlı tarak dişi filtrenin üretim ve simülasyon sonuçlarının geniş bantta karşılaştırması

Bandı kaydırılabilen filtrenin (Şekil 4.5) üretimi gerçekleştirilen baskı devre kartına SMV1405 varaktör diyotlar, 330 nH değerindeki Coilcraft® firmasının 0603CS-R33XGL

kodlu indüktörleri ( $L_s$ ) ve 120 pF değerindeki 402 paket kapasitörler ( $C_s$ ) lehimlendikten sonra farklı ters eğilimleme voltaj değerleri için filtrenin frekans tepkisi ölçülmüştür. Varaktör diyotlara uygulanan ters eğilimleme voltajı  $V_R$ , 6.4 Volt, 7.3 Volt, 10.3 Volt, 14.9 Volt ve 20.0 Volt değerlerine çekilerek, 5 farklı ters eğilimleme voltaj değeri için filtrenin frekans tepkisi ve Şekil 4.14’de verildiği gibi filtre bandının uygulanan ters eğilimleme voltajı değişimiyle birlikte kaydırılabildiği gözlemlenmiştir.



Şekil 4.14. Üretilen varaktör diyotlu tarak dişi filtrenin uygulanan 6.4, 10.3 ve 20.0 Volt  $V_R$  değerlerine karşılık elde edilmiş bantı kaydırabilme grafiği

Varaktör diyotlara uygulanan farklı ters eğilimleme voltajı değerleri için elde edilen ölçüm sonuçları ve filtrenin bant kaydırma performansı Çizelge 4.1’de paylaşılmıştır. Elde edilen ölçüm sonuçları incelendiğinde, filtre iletim bandının en düşük yerleştirme kaybına sahip olan noktalarını referans alarak, bu noktalardan 1 dB düşük noktaları arasını iletim bandı olarak belirlediğimizde, filtrenin bant kaydırma işlemiyle 2180-2887 MHz bant aralığını kapsayabildiği görülmüştür. Varaktör diyotlu filtre, bahsedilen aralığını, varaktör diyotlara aynı anda uygulanan 6.4-20.0 Volt aralığında ters eğilimleme voltajı ile sürekli biçimde kapsayabilmektedir. Ayrıca filtrenin bu bant aralığında bantı kaydırılırken 1dB bantı içinde kalan bölgede S11 ve S22 değerlerinin -10dB’den iyi olduğu görülmüştür. Buna ek olarak, iletim bandı uygulanan 6.4-20.0 Volt ters eğilimleme voltajıyla birlikte

kaydırılırken iletim bandındaki en düşük yerleştirme kaybı değeri ( $f_{\max}$ ) -2.76 dB'den -2.26 dB'ye çıkmaktadır.

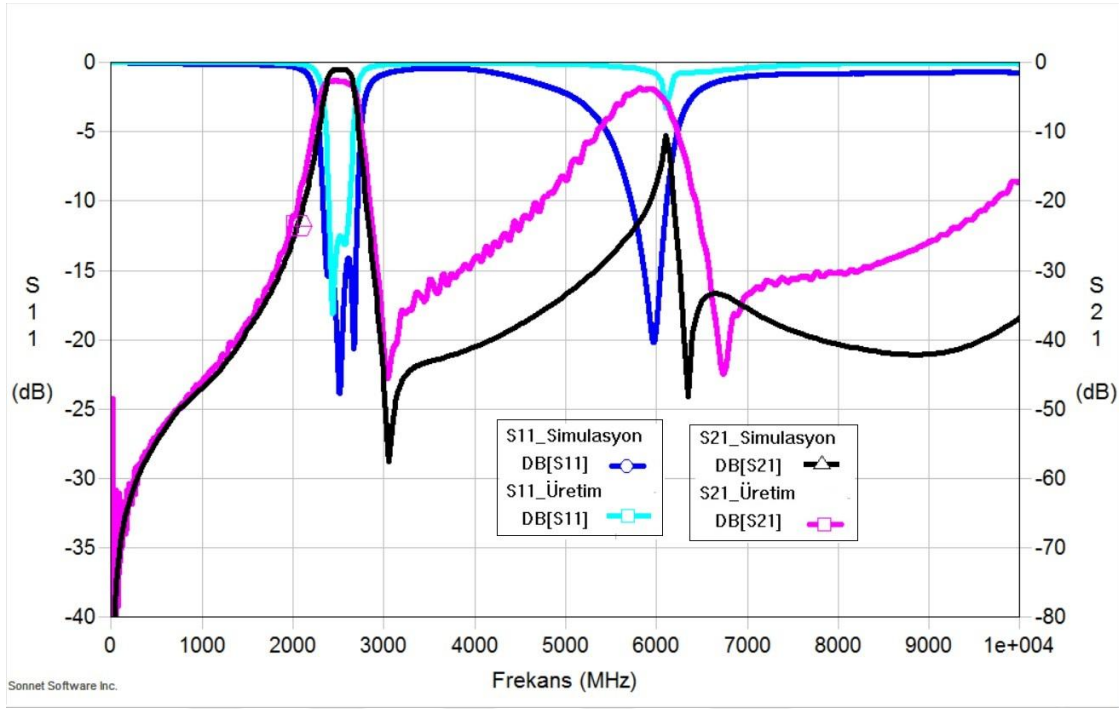
Çizelge 4.1. Varaktör diyotlara uygulanan  $V_R$  voltajına karşılık ölçülen bant kaydırma performansı ölçüm sonuçları

$V_R$ (Volt)	$-f_{1dB}$ (MHz)	$-f_{0.2dB}$ (MHz)	$f_{\max}$ (MHz)	$+f_{0.2dB}$ (MHz)	$+f_{1dB}$ (MHz)	0.2dB bant genisligi (MHz)	1dB bant genisligi (MHz)
6.4	2180	2223	2325	2378	2479	155	299
7.3	2217	2306	2380	2429	2498	123	281
10.3	2331	2376	2454	2582	2670	206	339
14.9	2465	2525	2646	2715	2795	190	330
20.0	2576	2653	2785	2832	2887	180	311

Çizelge 4.2. Varaktör diyotlara uygulanan  $V_R$  voltajına karşılık elde edilen iletim bantlarındaki en düşük yerleştirme kaybı noktaları  $f_{\max}$  ve bu frekanslardaki yerleştirme kaybı ölçüm sonuçları

$V_R$ (Volt)	6.4	7.3	10.3	14.9	20.0
$f_{\max}$ (MHz)	2325	2380	2454	2646	2785
Yerleştirme Kaybı (dB)	-2.79	-2.75	-2.67	-2.44	-2.26

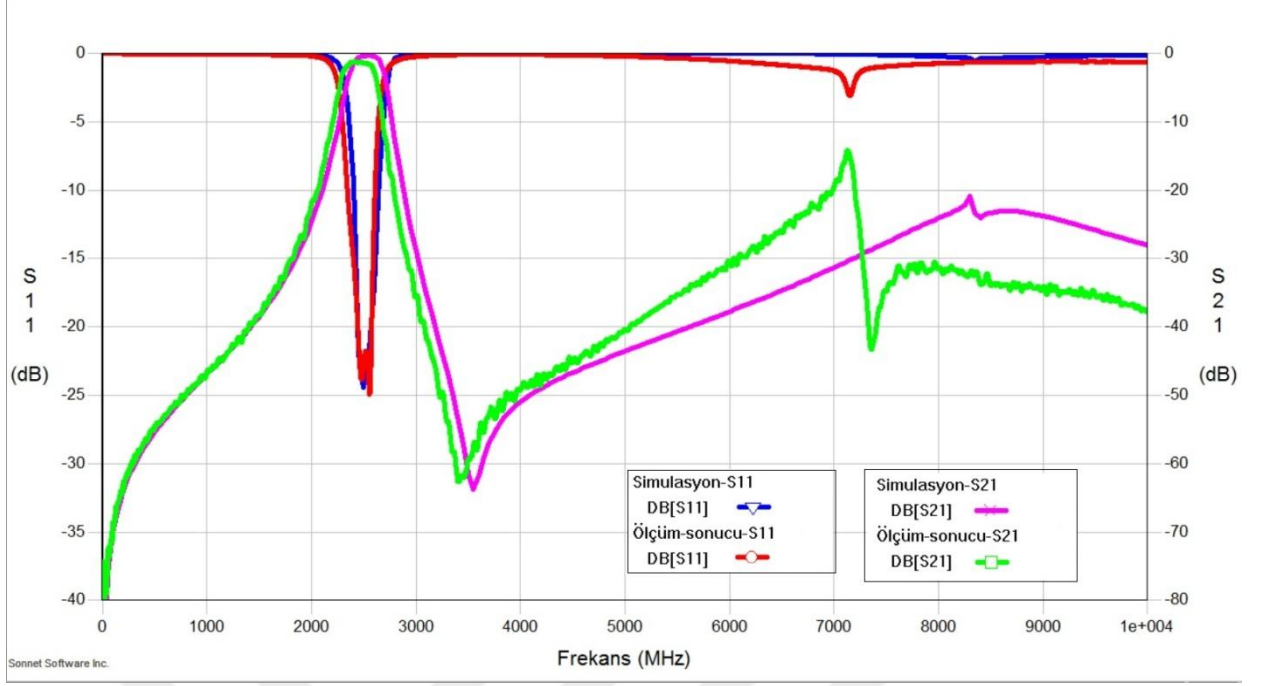
Varaktör diyotlu tarak dişi filtrenin, Spice modeliyle (Şekil 3.32) (Ek A) oluşturulan filtre yapısı 10.3 Volt ters eğilimleme voltajı ile beslenmesini simule eden EM-analizi ve üretilen varaktör diyotlu tarak dişi filtrenin 10.3 Volt ters eğilimleme voltajı altında gerçekleştirilen frekans tepkisi ölçümünün karşılaştırması Şekil 4.15'de görülmektedir.



Şekil 4.15. 10.3Volt  $V_R$  uygulanırken gerçekleştirilen EM-analiz ve filtrenin ölçüm sonucunun karşılaştırılması

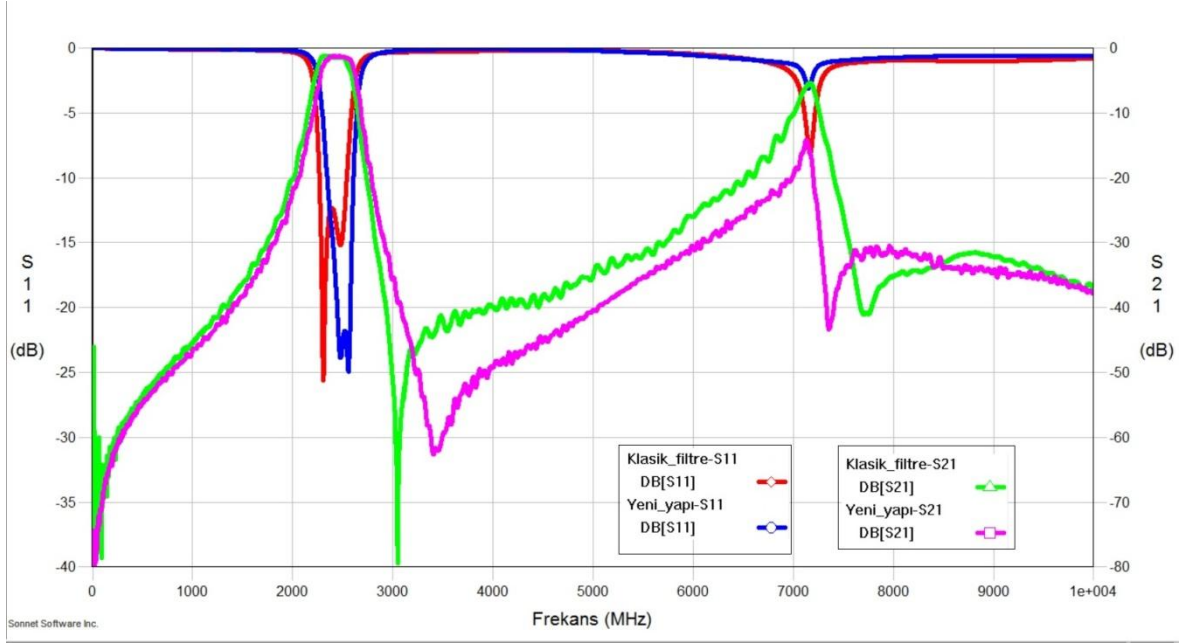
#### 4.2. Bant Dışı Bastırma Performansı İyileştirilen Sabit Bantlı ve Bantı Kaydırılabilen Tarak Dışı Mikroşerit Filtrelerin Ölçüm Sonuçları

Bant dışı performansı iyileştirilmiş sabit bantlı filtrede  $C_L$  kapasitans değerlerini sağlamak için Johanson Technology firmasının S402TS [26] kapasitörleri entegre edilmiştir. Sentez ve tasarım süreci sonucu elde edilen 1.224 pF değerine en yakın değer olan 1.2 pF ( $\pm 0.1$  pF toleransa sahip) kapasitörler kullanılarak filtre oluşturulmuştur (Şekil 4.7). Oluşturulan filtrenin ölçüm sonucu 1.224 pF kapasitör değerleriyle gerçekleştirilen EM-analiz sonucuyla karşılaştırılmıştır (Şekil 4.16).



Şekil 4.16. Sabit bantlı, bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş tarak dişi filtrenin üretim ve simülasyon sonuçlarının geniş bantta karşılaştırması

Ölçümü gerçekleştirilen bant dışı performansı iyileştirilmiş sabit bantlı filtre (Şekil 4.7) ve klasik yapıdaki sabit bantlı filtrenin (Şekil 4.3) ölçüm sonuçları karşılaştırıldığında, tasarlanan yeni yapının bant dışı bastırma performansını iyileştirdiği (Şekil 4.17) bununla birlikte iletim bandı performansını kötüleştirmediği görülmektedir (Çizelge 4.3).



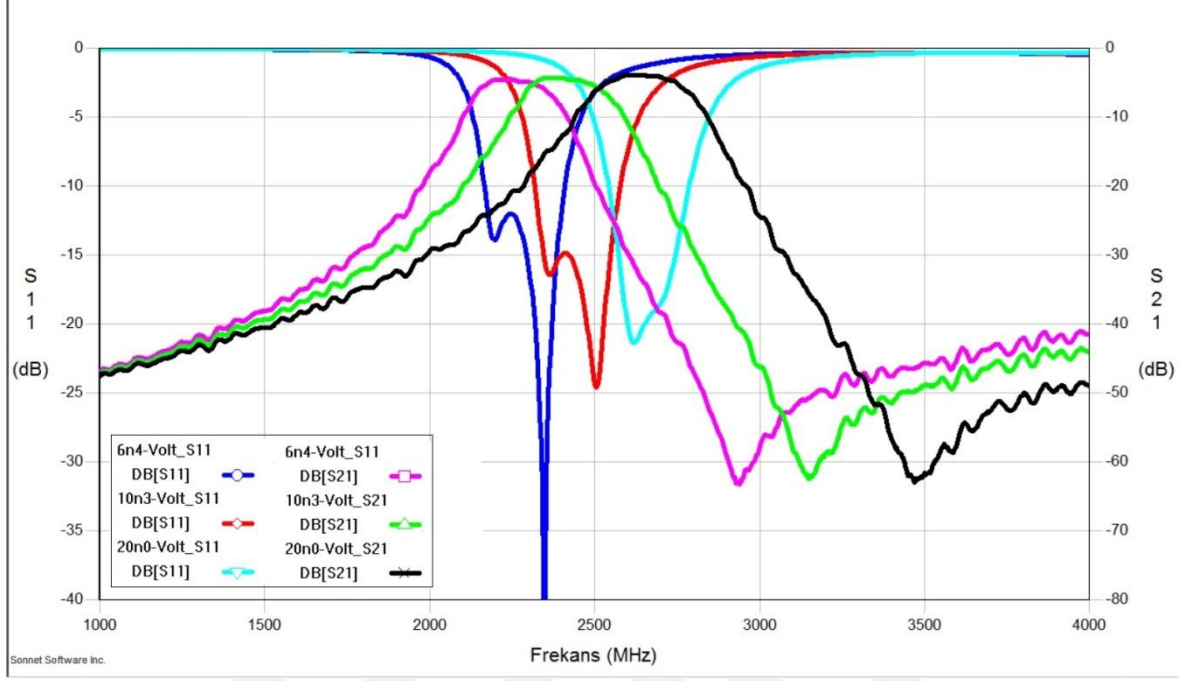
Şekil 4.17. Klasik yapıda sabit bantlı ve bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş sabit bantlı tarak dişli filtrenin ölçüm sonuçlarının geniş bantta karşılaştırması

Çizelge 4.3. Bant dışı bastırma performansı iyileştirilen sabit bantlı filtre ve klasik yapıdaki sabit bantlı filtrenin ölçüm sonuçları karşılaştırması

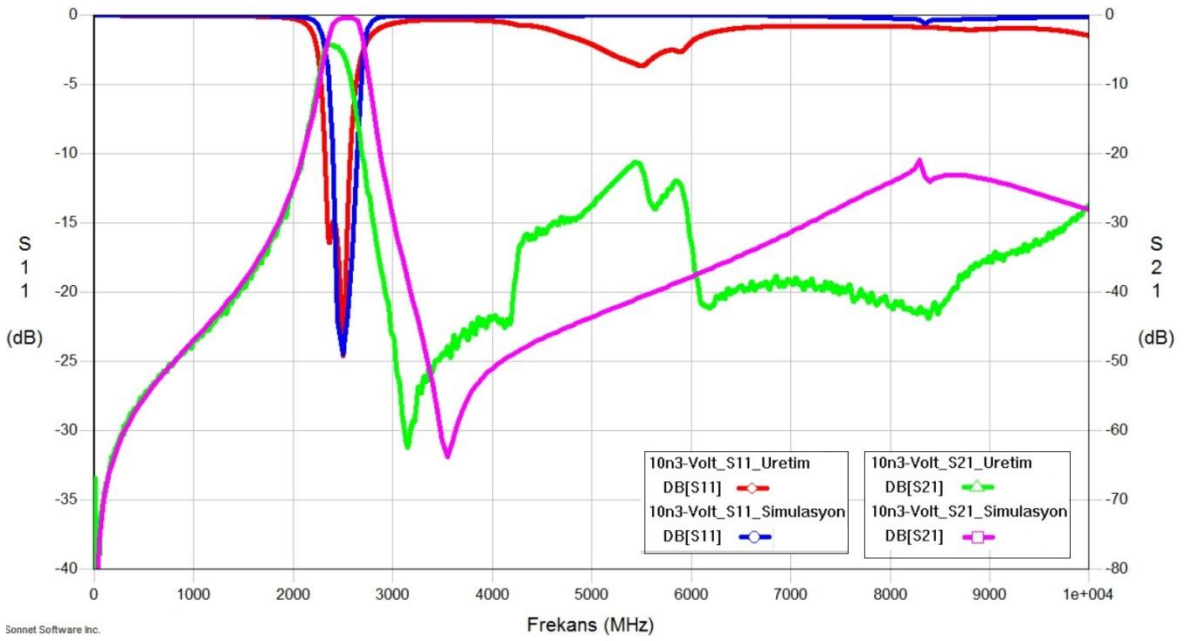
	$-f_{1dB}$ (MHz)	$f_{max}$ (MHz)	$+f_{1dB}$ (MHz)	Merkezdeki iletim kaybı (dB)	1dB bandı (MHz)
Klasik yapıdaki filtre	2264	2365	2539	-1.21	275
Bant dışı performansı iyileştirilmiş filtre	2319	2413	2588	-1.21	269

SMV1405 varaktör diyotları, 330nH değerindeki Coilcraft® firmasının 0603CS-R33XGL kodlu indüktörleri ( $L_s$ ) ve 120 pF değerindeki 402 paket kapasitörlerin ( $C_s$ ) lehimlenmesiyle oluşturulan bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş olan, S-bantta bandı kaydırılabilen, mikroşerit, tarak dişli filtre (Şekil 4.9) varaktör diyotlara uygulanan

farklı ters eğilimle voltajı ( $V_R$ ) değerleri için ölçülmüş ve filtre kaydırılabilirliği gözlemlenmiştir (Şekil 4.18).



Şekil 4.18. Üretilen bant dışı performansı iyileştirilmiş, varaktör diyotlu tarak dişli filtrenin uygulanan 6.4, 10.3 ve 20.0 Volt  $V_R$  değerlerine karşılık elde edilmiş bantı kaydırabilme grafiği



Şekil 4.19. 10.3 Volt  $V_R$  uygulanırken bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş, bantı kaydırılabilen filtre için gerçekleştirilen EM-analiz ve filtre ölçüm sonucunun karşılaştırılması



Filtrenin (Şekil 4.9) ters eğilimle voltajına karşılık gösterdiği bant kaydırma yeteneği ve performans sonuçları Çizelge 4.4’de verilmiştir.

Çizelge 4.4 Bant dışı bastırma performansı iyileştirilen filtre için varaktör diyotlara uygulanan  $V_R$  voltajına karşılık ölçülen bant kaydırma performansı ölçüm sonuçları

$V_R$ (Volt)	$-f_{1dB}$ (MHz)	$-f_{0.2dB}$ (MHz)	$f_{max}$ (MHz)	$+f_{0.2dB}$ (MHz)	$+f_{1dB}$ (MHz)	0.2dB bant genisligi (MHz)	1dB bant genisligi (MHz)
6.4	2163	2191	2244	2263	2335	72	172
7.3	2207	2232	2251	2323	2373	91	166
10.3	2313	2338	2391	2416	2491	78	178
14.9	2438	2482	2504	2551	2619	69	181
20.0	2541	2585	2638	2694	2744	109	203

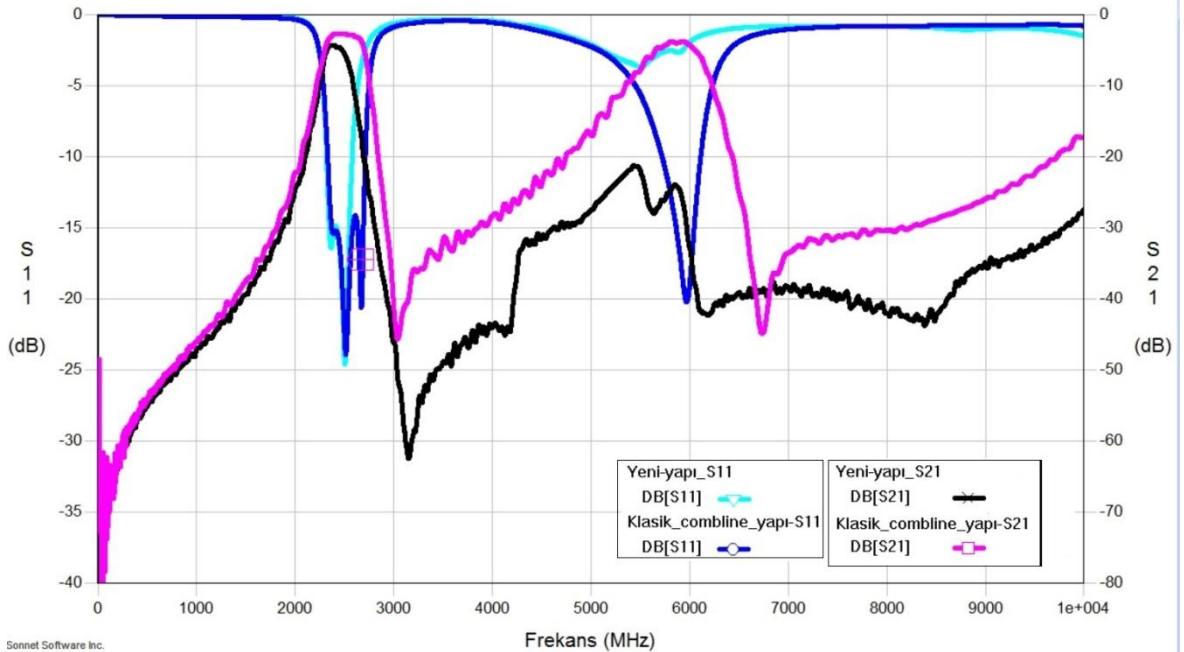
Aynı filtrenin (Şekil 4.9) varaktör diyotlara uygulanan ters eğilimle voltajı ( $V_R$ ) karşılığında ölçülen iletin bandı yerleştirme kaybı performansı Çizelge 4.5’de verilmiştir.

Çizelge 4.5. Bant dışı bastırma performansı iyileştirilen filtre için varaktör diyotlara uygulanan  $V_R$  voltajına karşılık ölçülen bant kaydırma performansı ve iletim kaybı sonuçları

$V_R$ (Volt)	6.4	7.3	10.3	14.9	20.0
$f_{max}$ (MHz)	2244	2251	2391	2504	2638
Yerleştirme Kaybı (dB)	-4.51	-4.42	-4.26	-4.00	-3.87

Çizelge 4.4 ve Çizelge 4.5’deki ölçüm sonuçları Çizelge 4.1 ve Çizelge 4.2’deki ölçüm sonuçlarıyla karşılaştırıldığında; bandı kaydırılabilen klasik yapıdaki mikroşerit tarak dişi

filtreden (Şekil 4.5) bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş bantı kaydırılabilen mikroşerit filtre yapısına (Şekil 4.9) geçiş yapıldığında; (-2.26 dB, -2.79 dB) arasında değişen iletim kaybının (-3.87 dB, -4.51 dB) aralığına çıkararak arttığı gözlemlenmiştir. Ayrıca iletim bant dışı bastırma performansı iyileştirilen filtrede (Şekil 4.9) klasik yapıda tasarlanan tarak dişi filtreye (Şekil 4.5) kıyasla iletim bandının daraldığı görülmüştür. Toplu elemanlı kapasitör kullanan sabit bantlı filtrede, klasik yapıdan bant dışı bastırması iyileştirilen yapıya geçerken görülmeyen bu etkilerin (Çizelge 4.3) varaktör diyotlu bantı kaydırılabilen filtrelerde görülmesinin sebebinin varaktör diyodun parazitik elemanları olduğu düşünülmektedir (Şekil 3.32). Bunlarla birlikte bant dışı bastırma performansını iyileştirmek amacıyla tasarlanan yeni filtre yapısıyla (Şekil 4.9) klasik tarak dişi filtre yapısında (Şekil 4.5) Ortaya çıkan istenmeyen bant tekrarının -20 dB'in altına bastırıldığı görülmüştür, ayrıca bandın yakınında 3-4GHz arasında bastırma performansı yaklaşık 10 dB iyileşmiştir. Dağınık elemanlı tarak dişi mikroşerit yapıya varaktör diyot entegre edilmesiyle oluşan bantı kaydırılabilen yeni filtre yapısının (Şekil 4.9) iletim bandının ötesinde, yaklaşık 3GHz'den 10GHz'e kadar, en düşük 20 dB bastırma performansına sahip olduğu görülmüştür (Şekil 4.20).



Şekil 4.20. 10.3 Volt  $V_R$  uygulanırken bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş, bantı kaydırılabilen filtre ve klasik yapıda tasarlanan bantı kaydırılabilen filtre için gerçekleştirilen filtre ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması

### 4.3. Bandı Kaydırılabilen Filtrenin Doğrusallık Performansı Ölçüm Sonuçları

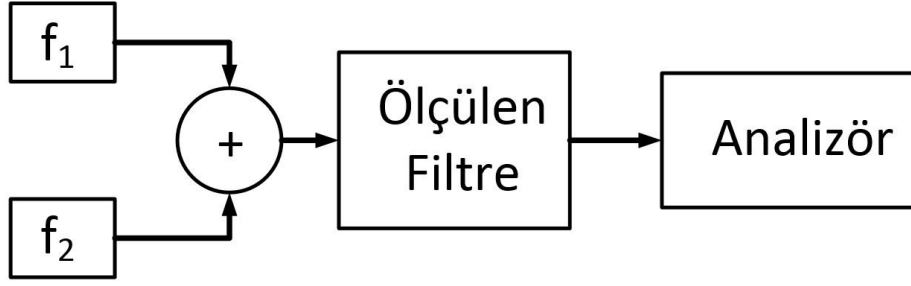
Varaktör diyotlu bandı kaydırılabilen filtre yapılarında bant kaydırma kabiliyetini sağlayan aktif elemanların yol açtığı doğrusallıktan sapma bu yapıların zayıf noktalarından biridir [28]. Giriş gücü seviyesi arttıkça intermodule frekans ürünlerinin ve çıkış sinyal gücündeki saturasyonun etkileri görülmeye başlanır [29]. Filtre performansındaki doğrusallıktan sapma miktarının ölçülmesi için, SMV1405 [23] varaktör diyotlar kullanılarak üretilen filtrenin (Şekil 4.5)  $IP_3$  ve  $P_{1dB}$  ölçümleri gerçekleştirilmiştir.

$IP_3$  noktası ana sinyalin ve üçüncü derece intermodule sinyallerin giriş-çıkış gücü doğrularının kesiştiği nokta olarak tanımlanır ve  $IP_3$  ölçümü kullanılan elemanların doğrusallık performansını ölçmek açısından önemli bir test olarak değerlendirilir [30]. 6.4, 10.3 ve 20.0 Volt ters eğilimleme voltajı değerlerine karşılık gelen üç farklı iletim bandında gerçekleştirilen  $IP_3$  ölçümü şu şekilde gerçekleştirilmiştir. Her iletim bandının merkez frekansı yakınında, 20 MHz aralıkla iki farklı Mini Circuits® firmasının ZX-10-2-42-+ kodlu sinyal birleştiricisinden geçirildikten sonra filtreye verilmiş ve frekans spektrumunda ortaya çıkan ana sinyaller ve üçüncü derece spurlerden filtrenin çıkış  $IP_3$  hesabı şu şekilde gerçekleştirilmiştir [31].

$$\Delta P = P_{çıkış} - OIP_3$$

$$IP_3 = P_{çıkış} + \frac{\Delta P}{2} \quad (4.1)$$

Bu formüllerde  $P_{çıkış}$  ana sinyallerin çıkış gücünü,  $OIP_3$  üçüncü derece spurlerin çıkış gücünü,  $IP_3$  ise üçüncü derece çıkış kesim noktasını ifade ediyor. Gerçekleştirilen ölçümün şeması Şekil 4.21'de görülmektedir. Bu ölçümde  $f_1$  ve  $f_2$  sinyali birleştiriciden sonra ölçümü yapılacak filtreden geçirilmiş ve ortaya çıkan  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $2f_1-f_2$ ,  $2f_2-f_1$  sinyalleri üzerinden  $IP_3$  hesabı gerçekleştirilmiştir. Ölçüm sonuçları Çizelge 4.6'da verilmiştir. Ölçülen değerler, bu yapıdaki tek rezonatör hattında tek varaktör diyotlu filtreler için yüksek  $IP_3$  değerleri olarak değerlendirilebilir [28].

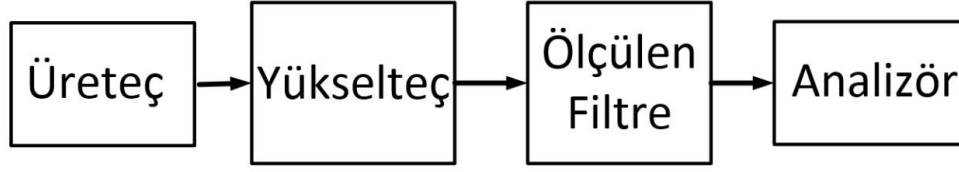


Şekil 4.21.  $IP_3$  ölçüm şeması

Çizelge 4.6. Bandı kaydırılabilen mikroşerit tarak dişi filtrenin  $IP_3$  ölçüm sonuçları

$V_R$	$f_1$	$f_2$	$2f_1-f_2$	$2f_2-f_1$	$IP_3$
6.4	2290 MHz	2310 MHz	2270 MHz	2330 MHz	18.1 dBm
	-7.8 dBm	-8.0 dBm	-60.2 dBm	-60.2 dBm	
10.3	2490 MHz	2510 MHz	2470 MHz	2530 MHz	22.1 dBm
	-7.6 dBm	-7.6 dBm	-67 dBm	-67 dBm	
20.0	2790 MHz	2810 MHz	2770 MHz	2830 MHz	25.75 dBm
	-7.2 dBm	-7.1 dBm	-73 dBm	-72.8 dBm	

Devre elemanların  $P_1$ dB noktası, çıkış gücünün doğrusal giriş-çıkış grafiğinden 1 dB aşağı düştüğü nokta olarak tanımlanır [12]. Bandı kaydırılabilen varaktör diyotlu tarak dişi filtrenin  $P_1$ dB performansını ölçmek için filtrenin giriş tarafına sinyali güçlendirmek amacıyla Mini Circuits® firmasının PHA-1 modelindeki yükselteç takılmıştır ve Şekil 4.22'deki ölçüm düzeneği kurulmuştur. Bandı kaydırılabilen varaktör diyotlu tarak dişi filtrenin (Şekil 4.5)  $P_1$ dB değeri 6.4, 10.3, 20.0 Volt ters eğilimleme voltajı altında üç farklı iletim bandı için ölçülmüştür. Ölçüm sonuçları Çizelge 4.7'de mevcuttur.  $V_R$  arttıkça  $IP_3$  ve  $P_1$ dB değerlerinin yani doğrusallık performansının artması beklenir [11], ölçüm sonuçları bu beklentiyle uyumludur. Bu sebeple varaktör diyotlu filtre yapısı yüksek frekans tarafında daha yüksek giriş güçleriyle çalıştırılabilir.



Şekil 4.22. P<sub>1</sub>dB ölçüm şeması

Çizelge 4.7. Bandı kaydırılabilen mikroşerit tarak dişi filtrenin P<sub>1</sub>dB ölçüm sonuçları

$V_R$ (Volt)	Ölçüm frekansı (MHz)	Çıkış P <sub>1</sub> dB (dBm)
6.4	2325	19.4
10.3	2454	20.7
20.0	2785	21.2

## 5. SONUÇ VE TARTIŞMA

Bu tez çalışması kapsamında; sabit bantlı, 2500 MHz merkez frekansında, toplu eleman kapasitör entegreli, mikroşerit, tarak dişi, bant geçiren filtre ve varaktör diyot entegreli, bandı 2500 MHz etrafında sürekli özellikte kaydırılabilen, mikroşerit, tarak dişi, bant geçiren filtre tasarlanmıştır. Bu filtrelere ek olarak, filtrelerin bant dışı bastırma performansını iyileştirmek amacıyla yeni bir filtre yapısı tasarlanmıştır. Bu filtre yapısı üzerinden, toplu elemanlı kapasitör entegreli, 2500 MHz merkez frekansında sabit bantlı ve varaktör diyot entegreli, bandı 2500 MHz etrafında kaydırılabilen mikroşerit bant geçiren filtreler tasarlanmıştır. Tasarımı gerçekleştirilen dört farklı filtre yapısı Rogers RO4350B™ (0.5 oz, 20mil) taban malzemesine üretilmiştir.

Üretimi gerçekleştirilen klasik yapıdaki sabit bantlı, mikroşerit, tarak dişi filtrenin düşük iletim kaybına sahip olduğu görülmüştür, ayrıca üretim sonrası gerçekleştirilen ölçüm sonucuyla filtre tasarımının EM-analiz sonucunun birbiriyle büyük oranda örtüştüğü görülmüştür. Bununla birlikte, ölçülen filtrenin iletim bandı, simulasyon sonucundaki banda göre düşük frekans tarafına yaklaşık 15 MHz kaymıştır; bunun sebebi olarak kullanılan toplu elemanlı kapasitörlerin kapasitans değerinin toleransı ve kullanılan taban malzemenin dielektrik sabitinin toleransı görülebilir.

Klasik tarak dişi, mikroşerit yapıdaki varaktör diyotlu bandı kaydırılabilen filtre için gerçekleştirilen simulasyonda varaktör diyodun kapasitans değeri 0.9-1.5 pF arasında değiştirilmiştir ve bant kaydırma işlemiyle 1-dB bandının kapsadığı frekans bandı 2200-2870 MHz olarak tespit edilmiştir. Ayrıca bant kaydırma işleminde 1dB bant genişliğinin 270-310 MHz arasında değiştiği gözlenmiştir. Üretilen filtrenin bant kaydırma işlemi için varaktör diyotlara uygulanan ters eğilimleme voltajı 6.4-20.0 Volt arasında değiştirilmiştir ve bant kaydırma işlemiyle 1dB bandının kapsadığı aralık 2180-2887 MHz olarak ölçülmüştür. Bu aralıkta 1dB bant genişliğinin 281-339 MHz arasında değiştiği görülmüştür. Özetle, ölçülen filtrede 2500 MHz olarak belirlenen merkez frekans etrafında %28 oranında bant kaydırması sağlanmıştır ve bu aralıkta tüm iletim bantlarının 1dB bandı içinde kalan yansıma kaybı değerleri -10dB'den iyi durumdadır. Ayrıca bant kaydırma işlemi sırasında iletim bantlarının merkez frekanslarındaki iletim kaybının -2.26 dB ile -2.79 dB arasında değiştiği görülmektedir.

Bant dışı bastırma performansı iyileştirme çalışması yapılan sabit bantlı, mikroşerit, bant geçiren filtrenin frekans tepkisi ölçülmüştür; önerilen bu yeni yapıyla, iletim bandının yüksek frekans tarafındaki bant dışı bastırma performansının klasik yapıdaki sabit bantlı mikroşerit tarak dışı filtreye göre iyileştirildiği görülmüştür. Aynı zamanda tasarlanan yeni yapıda, merkez frekanstaki iletim kaybı, bant genişliği ve bant içi yansıma kaybı performansı klasik yapıdaki mikroşerit tarak dışı filtreye göre kötüleşmemiştir.

Bant dışı bastırma performansı iyileştirilen yapıya varaktör diyotlar entegre edilerek elde edilen bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş, bantı kaydırılabilen, mikroşerit bant geçiren filtre üretilmiş ve performansı ölçülmüştür. Yeni yapıdaki filtrenin, uygulanan 6.4-20.0 Volt arasındaki ters eğilimleme voltajına karşılık kapsayabildiği 1dB bantı 2163-2744 MHz'tir. Klasik, tarak dışı , mikroşerit yapıdaki bantı kaydırılabilen filtreye kıyasla bant dışı bastırma performansı önemli ölçüde geliştirilmiştir. Bununla birlikte, bant tarama esnasındaki merkez frekansların iletim kaybı aralığı (-3.87 dB, -4.51 dB) aralığına yükselmiş ve 1dB bant genişliği daralmıştır.

Bu tez çalışması kapsamında, sabit bantlı ve bantı kaydırılabilen mikroşerit tarak dışı filtre yapısının sentezi ve tasarımı adım adım incelenmiştir; düşük kayıplı, az yer kaplayan, basit üretim işlemine sahip, geniş bantta bantı kaydırılabilen tarak dışı mikroşerit filtre yapısı elde edilmiştir. Ayrıca tarak dışı mikroşerit filtrelerin bant dışı bastırma performansının iyileştirmeye yönelik çalışma gerçekleştirilmiş. Önerilen yeni yapıyla sabit bantlı filtre için, iletim bantı performansı kötüleştirilmeden bant dışı bastırma performansının iyileştirilmesi sağlanmıştır. Buna ek olarak, iletim bantı daralması ve iletim bandındaki yerleştirme kaybının bir miktar artmasına karşılık, bantı kaydırılabilen filtre yapısında da bant dışı performansı önemli ölçüde arttırılmıştır.

İleride yapılması planlanan çalışmalar; bant dışı bastırma performansı iyileştirilmiş bantı kaydırılabilen filtrenin iletim bandındaki yerleştirme kaybının azaltılması, iletim bantı genişliğinin klasik yapıdaki bantı kaydırılabilen filtreye kıyasla daralmasının önlenmesi ve sabit bantlı ve bantı kaydırılabilen filtreler için bant dışı bastırma performansının daha fazla geliştirilmesi olarak öngörülmektedir.

## KAYNAKLAR

- [1] Levy, R., Cohn, Seymour B., A History of Microwave Filter Research, Design, and Development, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 1055-1067, **1984**.
- [2] Hunter, I. C., Rhodes, J. D., Electronically Tunable Microwave Bandpass Filters, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **1982**.
- [3] Pozar, D. M., *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons Inc., **2005**.
- [4] Ruiperez, M. S., Amor, D., Gonzalez, J., Alonso, J. I., Fast Electronically Tunable Filter Bank, *IEEE Military Communications Conference*, **2005**.
- [5] Tang, W., Hong, J. S., Reconfigurable Microstrip Compline Filter with Tunable Center Frequency and Bandwidth, in *Asia-Pasific Microwave Conference Proceedings*, **2011**.
- [6] Hong, J. S., Reconfigurable planar filters, *Microwave magazine, IEEE*, vol. 10, no. 6, pp. 73-83, **2009**.
- [7] Sanchez-Renedo, M., Alonso, J.I., Tunable planar combline filter with multiple source/load coupling," in *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, **2005**.
- [8] Lee, J. H., Choi, J. W., Wang, X. G., Yun, S. W., Design of Tunable Bandpass Filter Using PIN Diode with Constant Absolute Bandwidth, *Asia Pasific Microwave Conference Proceedings*, pp. 191-193, **2013**.
- [9] Saavedra, C., Reconfigurable bandpass filter structure using an SPDT MEMS switch, in *European Microwave conference*, **2005**.
- [10] Byung-Wook Kim, Sang-Won Yun, Varactor-tuned combline bandpass filter using step-impedance microstrip lines, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 4, pp. 1279-1283, **2004**.
- [11] Sun, J. S., Kaneda, N., Baeyens, Y., Itoh, T., Chen, Y. K., Multilayer Planar Tunable Filter With Very Wide Tuning Bandwidth, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 11, pp. 2864-2871, **2011**.
- [12] White, J. F., *High Frequency Techniques, An Introduction to RF and Microwave Engineering*, John Wiley & Sons Inc., **2004**.
- [13] Matthaei, G., Young, L., Jones, E., *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures*, Artech House, Inc., **1980**.
- [14] Kinayman, N., Aksun, M., *Modern Microwave Circuits*, Artech House, Inc., **2005**.
- [15] Hong, J. S., Lancaster, M., *Microstrip Filters for RF / Microwave Applications*, John Wiley & Sons, Inc., **2001**.



- [16] Alexander, C. K., Sadiku, M. N., *Fundamentals of Electric Circuits*, McGraw-Hill Companies, Inc., **2007**.
- [17] Cohn, S. B., Direct-Coupled-Resonator Filters, in *Proceedings of IRE*, **1957**.
- [18] Anonim, Rogers, <https://www.rogerscorp.com/documents/726/acs/RO4000-LaminatesData-sheet.pdf>, (Mart, 2016).
- [19] Garg, R., Bahl, I., Bozzi, M., *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, Inc., **2013**.
- [20] Swanson, D., Macchiarella, G., Microwave Filter Design by Synthesis and Optimization, *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 8, no. 2, pp. 55-69, **2007**.
- [21] Sedra, A. S., Smith, K. C., *Microelectronic Circuits*, Oxford University Press, **2004**.
- [22] Anonim, Skyworks Inc., <http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/200824A.pdf>, (Mart, 2016) .
- [23] Anonim, Skyworks Inc. [http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/SMV1405\\_1430\\_Series\\_200068V.pdf](http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/SMV1405_1430_Series_200068V.pdf), (Mart, 2016).
- [24] Renedo, M. S., High-Selectivity Tunable Planar Comblin Filter With Source/Load-Multiresonator Coupling, in *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, **2007**.
- [25] Li, Y. C., Zhang, X. Y., Xue, Q., Bandpass Filter Using Discriminating Coupling for Extended Out-of-Band Suppression, in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **2010**.
- [26] Anonim, Johanson Technology, <http://www.johansontechnology.com/downloads/JTI-CAT-MLCC-HighQ.pdf>, (Mart, 2016).
- [27] Anonim, Coilcraft, <http://www.coilcraft.com/pdfs/0603cs.pdf>, (Mart, 2016).
- [28] El-Tanani, M., Rebeiz, G., A Two Pole Two-Zero Tunable Filter with Improved Linearity, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 830-839, **2009**.
- [29] Wong, P. W., Hunter, I., Electronically Tunable Filters, *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no. 6, pp. 46-54, **2009**.
- [30] Razavi, B., *Rf Microelectronics*, Prentice Hall Inc., **1998**.
- [31] Anonim, <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/5429>, (Mart, 2016).

# EK A

## SMV1405 VARAKTÖR DİYODU SPICE MODELİ

DATA SHEET • SMV1405 TO SMV1430 VARACTORS

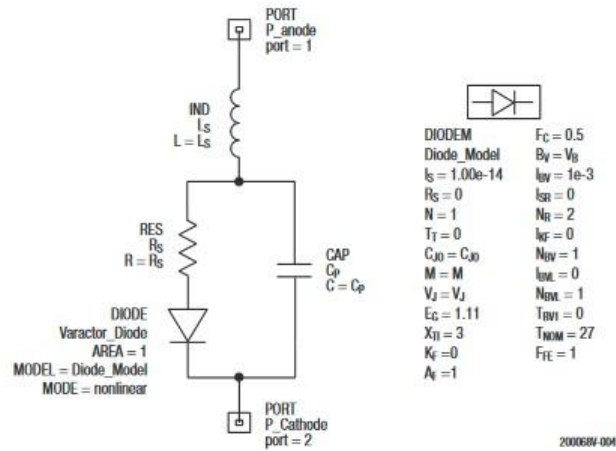


Figure 4. SPICE Model

Table 5. SPICE Model Parameters

Part Number	C <sub>J0</sub> (pF)	V <sub>J</sub> (V)	M	C <sub>P</sub> (pF)	R <sub>S</sub> (Ω)
SMV1405	2.37	0.77	0.5	0.29	0.80
SMV1408	3.89	0.92	0.5	0.21	0.60
SMV1413	8.92	0.87	0.5	0.30	0.35
SMV1430	1.11	0.86	0.5	0.13	3.15

Values extracted from measured performance.

For package inductance, L<sub>s</sub>, refer to Table 1.

For more details, refer to the Skyworks Application Note, *Varactor SPICE Model for Approved RF VCO Applications*, document number 200315.

## EK B

### SÖZLÜK

#### Türkçe

Admitans

Alçak geçiren filtre

Bant geçiren filtre

Dağınık elemanlı

Dalgalanma

Empedans

Eşzamanlı ayarlı

Eşzamansız ayarlı

İletkenlik

İnce ayar

Tarak Dişi

Ters eğilimleme

Toplu elemanlı

Yansıma kaybı

Yerleştirme kaybı

#### İngilizce

Admittance

Lowpass filter

Bandpass filter

Distributed element

Ripple

Impedance

Synchronously tuned

Asynchronously tuned

Conductance

Tuning

Compline

Reverse bias

Lumped element

Return loss

Insertion loss

# ÖZGEÇMİŞ

## Kimlik Bilgileri

Adı Soyadı : Akın ÖZKAN

Doğum Yeri : Adapazarı

Medeni Hali : Bekar

E-posta : akinozkan89@gmail.com

Adresi : İşçi Blokları Mahallesi 1427. Cadde 33/B-13 Çankaya-ANKARA

## Eğitim

Lisans: Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği, 2012

## Yabancı Dil

İngilizce: İleri seviyede

## İş Deneyimi

01.08.2012- : Mikrodalga Tasarım Mühendisi  
Meteksan Savunma Sanayii A.Ş.

## Deneyim Alanları

Mikrodalga Filtreler, RF Front End Kart Tasarımı, Elektromanyetik Simulasyonlar

## Tezden Üretilmiş Projeler ve Bütçesi

-

## Tezden Üretilmiş Yayınlar

A.ÖZKAN, B.SAKA, "S-Band Microstrip Comblined Bandpass Filter Design and Passband Tuning by Changing Lumped Element Capacitance Values", AES 2016, Malaga

## Tezden Üretilmiş Tebliğ ve/veya Poster Sunumu ile Katıldığı Toplantılar

-