

**BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ TEZLİ YÜKSEK
LİSANS PROGRAMI**

**RADYO ASTRONOMİ UYGULAMALARI İÇİN 1420 MHz ÇALIŞMA
FREKANSINDA DAR BANTLI FİLTRE TASARIMI**

HAZIRLAYAN

SÜMEYYE NUR TÜRKOĞLU

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ANKARA – 2024

**BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ TEZLİ YÜKSEK
LİSANS PROGRAMI**

**RADYO ASTRONOMİ UYGULAMALARI İÇİN 1420 MHz ÇALIŞMA
FREKANSINDA DAR BANTLI FİLTRE TASARIMI**

HAZIRLAYAN

SÜMEYYE NUR TÜRKOĞLU

YÜKSEK LİSANS TEZİ

TEZ DANIŞMANI

PROF. DR. SEDAT NAZLIBİLEK

ANKARA – 2024

BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik-Elektronik Mühendisliği Tezli Yüksek Lisans Programı çerçevesinde Sümeyye Nur TÜRKOĞLU tarafından hazırlanan bu çalışma, aşağıdaki jüri tarafından Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Savunma Tarihi: 11/12 /2024

Tez Adı: Radyo Astronomi Uygulamaları İçin 1420 MHz Çalışma Frekansında Dar Bantlı Filtre Tasarımı

Tez Jüri Üyeleri (Unvanı, Adı- Soyadı, Kurumu)

İmza

Prof. Dr. Sedat Nazlıbilek, Başkent Üniversitesi

.....

Doç. Dr. Hakkı Alparslan Ilgın, Ankara Üniversitesi

.....

Dr. Öğr. Üyesi Deniz Karaçor, Başkent Üniversitesi

.....

ONAY

Prof. Dr. Dilek Çökeliler Serdaroğlu

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Tarih : ... / ... /

BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLER ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS TEZ ÇALIŞMASI ORJİNALLİK RAPORU

Tarih: ... / ... / 20...

Öğrencinin Adı, Soyadı: Sümeyye Nur TÜRKOĞLU

Öğrencinin Numarası: 22010642

Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Programı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği Tezli Yüksek Lisans Programı

Danışmanın Unvanı/Adı, Soyadı: Prof. Dr. Sedat NAZLIBİLEK

Tez Başlığı: Radyo Astronomi Uygulamaları İçin 1420 MHz Çalışma Frekansında Dar Bantlı Filtre Tasarımı

Yukarıda başlığı belirtilen Yüksek Lisans tez çalışmamın; Giriş, Ana Bölümler ve Sonuç Bölümünden oluşan, toplam 62 sayfalık kısmına ilişkin, 03/12/2024 tarihinde tez danışmanım tarafından Turnitin adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezimin benzerlik oranı %13 tür. Uygulanan filtrelemeler:

1. Kaynakça hariç
2. Alıntılar hariç
3. Beş (5) kelimeden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç

“Başkent Üniversitesi Enstitüleri Tez Çalışması Orijinallik Raporu Alınması ve Kullanılması Usul ve Esaslarını” inceledim ve bu uygulama esaslarında belirtilen azami benzerlik oranlarına tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Öğrenci İmzası:

ONAY

... / ... / 20...

Öğrenci Danışmanı

Prof. Dr. Sedat NAZLIBİLEK

TEŞEKKÜR

Yüksek Lisans tez çalışmalarım boyunca her türlü akademik desteği veren ve bana danışmanlık ederek, yardımlarını esirgemeyen, fikir ve önerilerinden esinlenerek bu tezin ortaya çıkmasına vesile olan danışman hocam Prof. Dr. Sedat NAZLIBİLEK'e sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Yüksek Lisans tezim süresince planlı ve düzenli yönlendirmeleri ile beni her zaman cesaretlendiren ve bana olan inancını daima hissettiren İlter KARADEDE'ye içtenlikle teşekkür ederim.

Hayatımın her aşamasında desteklerini esirgemeyen, varlıklarını her an yanımda hissettiğim aileme teşekkür ederim.

Yüksek lisans tez çalışmalarım boyunca her zaman desteğini yanımda hissettiğim Furkan DOĞMAZER'e teşekkür ederim.

Bu süreçte yardımları ve destekleriyle katkı sağlayan Hüseyin TOKAR ve Yunus Emre GÜL'e özel teşekkürlerimi iletirim.

Tezimde üzerinde çalıştığım filtrenin tasarım ve üretim aşamasında teknik imkânlarını, laboratuvarlarını kullanmama imkân sağlayan, tüm STM Savunma Teknolojileri Mühendislik A.Ş. ailesine teşekkürü bir borç bilirim.

ÖZET

SÜMEYYE NUR TÜRKOĞLU

RADYO ASTRONOMİ UYGULAMALARI İÇİN 1420 MHz ÇALIŞMA

FREKANSINDA DAR BANTLI FİLTRE TASARIMI

Başkent Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

2024

1420MHz radyo astronomik ölçümlerin yapıldığı frekans değerlerinden birisidir. Atomik yapıdaki hidrojen bulutlarının özellikleri radyo gözlemleriyle 1420MHz’de saptanmaktadır ve ölçümler radyo teleskop sistemlerinin RF bloğu ile gerçekleştirilir. Bant geçiren filtreler bu RF bloğun çok önemli bileşenlerindendir.

Bu tezde, radyo astronomi uygulamaları için 1420MHz çalışma frekansında yarım dalga boyu açık devre sonlandırmalı saplama filtresi yöntemi ile dar bantlı, mikroşerit bant geçiren filtre tasarlanmıştır. Tasarlanan filtreye çeyrek dalga boyu kısa devre sonlandırılmış saplamalar ekleyerek, harmonik bastırma çalışmaları yapılmıştır. Filtrenin elektromanyetik uyumluluğunu artırmak ve girişim sorunlarını önlemek amacıyla GCPW (Grounded Coplanar Waveguide) yapısı uygulanmış ve çevresine topraklama delikleri eklenmiştir. Filtre tasarımlarında AWR simülatörü kullanılarak 3 boyutlu elektromanyetik simülasyonlar yapılmış ve istenen tasarım kriterlerine ulaşmak için saplama uzunlukları optimize edilmiştir. ROGERS 4350B dielektrik malzemesi kullanılarak üretilen filtrenin teorik ve pratik sonuçların uyum içinde olduğunu göstermiştir. Elde edilen filtre, yaklaşık 100MHz bant genişliğinde ve -30 dB yansıma kaybı (S11) değerlerinde ölçülmüştür. Bu bulgular ile filtre; yüksek seçicilik, yüksek yansıma kaybı ve istenmeyen frekansların etkin bastırılması gibi özelliklere sahiptir, böylece hem akademik hem de uygulamalı araştırmalarda kullanım için idealdir.

ANAHTAR KELİMELER: Bant Geçiren Filtre, Mikroşerit Filtre, Yansıma Kaybı, Harmonik Bastırma.

ABSTRACT

SÜMEYYE NUR TÜRKOĞLU

DESIGN OF A NARROW-BAND FILTER OPERATING AT 1420MHz FOR RADIO ASTRONOMY APPLICATIONS

Başkent University Institute Of Science

Department Of Electrical And Electronics Engineering

2024

1420MHz is one of the frequency values used in radio astronomical measurements. The properties of atomic hydrogen clouds are detected through radio observations at 1420MHz, and measurements are conducted using the RF block of radio telescope systems. Bandpass filters are critical components of this RF block. In this thesis, a narrowband microstrip bandpass filter operating at the 1420MHz frequency, designed specifically for radio astronomy applications, was developed using the half-wavelength open-circuit stub filter method. Harmonic suppression studies were conducted by adding quarter-wavelength short-circuit stubs to the designed filter. To enhance the electromagnetic compatibility of the filter and prevent interference issues, a GCPW (Grounded Coplanar Waveguide) structure was implemented, and grounding vias were added around it. Three-dimensional electromagnetic simulations were performed using the AWR simulator during the design process, and stub lengths were optimized to achieve the desired design criteria. It has been observed that the theoretical and practical results of the filter produced using ROGERS 4350B dielectric material are in good agreement.

The resulting filter exhibited a bandwidth of approximately 100MHz and a reflection loss (S11) of -30 dB. These findings indicate that the filter offers high selectivity, significant return loss, and effective suppression of undesired frequencies, making it ideal for both academic and applied research purposes.

KEYWORDS: Bandpass Filter, Microstrip Filter, Return Loss, Insertion Loss.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	i
ÖZET	ii
ABSTRACT	iii
İÇİNDEKİLER.....	iv
TABLolar LİSTESİ	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ	viii
1. GİRİŞ	1
2. LİTERATÜR ARAŞTIRMASI	3
3. FİLTRE TEMELLERİ	5
3.1. Temel Filtre Tasarım Parametreleri	5
3.1.1. Bant genişliği	6
3.1.2. Ekleme kaybı	7
3.1.3. Bant dışı reddi	7
3.1.4. Kalite faktörü	7
3.2. Filtre Türleri	8
3.2.1. Alçak geçiren filtreler	8
3.2.2. Yüksek geçiren filtreler	9
3.2.3. Bant geçiren filtreler	9
3.2.4. Bant durduran filtreler.....	10
3.3. Filtre Teknolojileri	10
3.3.1. Toplu eleman ve dağıtılmış eleman	11
3.4. İletim Hatları	12
3.4.1. Mikroşerit iletim hatları.....	13
3.4.2. S-parametreleri ve filtre analizi.....	14
3.4.3. Transfer fonksiyonu.....	15
3.5. Frekans Cevap Karakteristiğine Göre Filtreler	16
3.5.1. Butterworth filtresi	17
3.5.2. Chebyshev filtresi.....	18
3.5.3. Eliptik filtre	20
3.6. Filtre Dönüşümleri	21

3.6.1. Richards Dönüşümü	21
3.6.2. Kuroda Özdeşlikleri.....	22
3.7. Çeyrek Dalga Boyunda Kısa Devre Sonlandırmalı Saplama	24
3.8. Yarım Dalga Boyunda Açık Devre Sonlandırmalı Saplama	24
4. BANT GEÇİREN SAPLAMA FİLTRE TASARIM VE OPTİMİZASYON SÜRECİ	26
4.1. Filtre Gereksinimlerinin Belirlenmesi.....	26
4.2. Saplama Filtre Tasarımı	27
4.2.1. Toplu elemanlarla bant geçiren filtre tasarımı	28
4.2.2. Dağıtılmış elemanlarla bant geçiren filtre tasarımı	30
4.3. AWR ile Optimizasyon Çalışmaları	32
4.4. Harmonik Bastırma	36
4.5. Filtre Üretimi ve Ölçümler	41
5. SONUÇ	44
KAYNAKLAR.....	47

TABLolar LİSTESİ

Sayfa

Tablo 4.1. Bant geçiren filtre gereksinimleri.....	27
Tablo 4.2. Chebyshev 0,1dB dalgalanma g değerleri.....	28
Tablo 4.3. Hesaplanan kapasitör ve indüktör değerleri.	29
Tablo 4.4. Mikroşerit tasarım özellikleri.	31
Tablo 4.5. Nihai filtre özellikleri.	39
Tablo 4.6. Simölasyon - üretim sonuçları karşılaştırma.	43
Tablo 5.1. Diğer alışmalar ile karşılaştırma.....	45

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa

Şekil 3.1. Bir bant geçiren filtre yanıtı ve filtre spesifikasyonları.....	6
Şekil 3.2. Örnek bant geçiren filtre spesifikasyonu.....	6
Şekil 3.3. Alçak geçiren filtre frekans tepkisi.	9
Şekil 3.4. Yüksek geçiren filtre frekans tepkisi.....	9
Şekil 3.5. Bant geçiren filtre frekans tepkisi.	10
Şekil 3.6. Bant durduran filtre frekans tepkisi.....	10
Şekil 3.7. a) Toplu elemanlı rezonatörler b) Dağıtılmış elemanlar ile eşdeğer temsili.	11
Şekil 3.8. Genel mikroşerit yapısı.	13
Şekil 3.9. İki portlu bir RF cihazının S-parametre matrisinin gösterimi.	14
Şekil 3.10. İdeal bant geçiren filtre yanıtı.	17
Şekil 3.11. Butterworth alçak geçiren filtre karakteristiği.....	18
Şekil 3.12. Chebyshev alçak geçiren filtre frekans karakteristiği.	19
Şekil 3.13. Eliptik alçak geçiren filtre frekans karakteristiği.	20
Şekil 3.14. Richards dönüşümü (a) İndüktör için kısa devre saplaması. (b) Kapasitör için açık devre saplaması.....	21
Şekil 3.15. Kuroda Özdeşlikleri [13].....	23
Şekil 3.16. Açık devre paralel saplama ve kısa devre seri saplama kullanılan kuroda özdeşliği.....	23
Şekil 3.17. Çeyrek dalga boyunda kısa devre sonlandırmalı saplamalar ile tasarlanmış iletim hattı bant geçiren filtre.	24
Şekil 3.18. Yarım dalga boyunda açık devre sonlandırmalı saplamalar ile tasarlanmış iletim hattı bant geçiren filtre	25

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

BW	Bandwidth
FBW	Fractional Bandwidth
GCPW	Grounded Coplanar Waveguide
VNA	Vector Network Analyzer



1. GİRİŞ

Radyo astronomi, evrenin temel yapı taşlarından biri olan hidrojen atomlarının yaydığı radyo dalgalarını inceleyerek evrenin oluşumu ve gelişimi hakkında derin bilgiler sunar. Özellikle 1420MHz frekansında yayılan hidrojen çizgisi, galaksilerin ve yıldızların oluşum süreçlerini anlamada kritik bir rol oynamaktadır. Bu frekansta yapılan gözlemler, hidrojen bulutlarının hareketlerini ve dağılımlarını izleyerek kozmik yapılar hakkında önemli veriler sağlar.

Modern iletişim sistemlerinde, frekans seçici cihazlar olan filtreler, istenmeyen sinyallerin bastırılması ve hedeflenen frekansların seçilmesi açısından büyük önem taşır. Bu yüksek lisans tezi, 1420MHz frekansında bant geçiren bir dar bant saplama filtresinin tasarımını, optimizasyonunu ve üretimini ele almaktadır.

Bu frekansta çalışan filtreler, düşük gürültü ve yüksek hassasiyet gerektiren radyo astronomi gözlemlerinde kritik bir rol oynar. Tez çalışmasında, yarım dalga boyu açık devre saplamaları (open stub) kullanılarak tasarlanmış dar bant bir bant geçiren filtrenin teorik ve pratik yönleri incelenmiştir. Filtrenin performansını artırmak için optimizasyon çalışmaları yapılmış, istenmeyen harmonikleri bastırmak amacıyla ise kısa devre çeyrek dalga saplamaları eklenmiştir. Tasarlanan filtre, ROGERS4350B gibi düşük maliyetli bir dielektrik malzeme üzerinde gerçekleştirilmiş olup, 1420MHz merkez frekansında çalışmakta, 30 dB'lik yansıma kaybına ve yaklaşık %7'lik bir kesirli bant genişliğine sahiptir.

Filtrenin elektromanyetik bir sistemde entegre çalıştığında diğer elektromanyetik yapılarla sinyal girişimi oluşturmaması, yani elektromanyetik uyumluluğun sağlanması, temel tasarım kriterlerinden biri olmuştur. Mikroşerit teknolojisiyle uyumlu şekilde GCPW (Grounded Coplanar Waveguide) yapısı uygulanarak üretilen bu filtre, düşük yansıma kaybına sahiptir.

Bu çalışma, mikroşerit teknolojinin radyo astronomi uygulamalarındaki katkılarını vurgulamakta ve benzer uygulamalar için önemli bir referans oluşturmaktadır. Yapılan tasarımın, haberleşme sistemleri ve mikrodalga uygulamalarında daha geniş bir bağlamda

nasıl kullanılabileceği ve teknolojik ilerlemelere nasıl katkı sağlayabileceği konularında değerli bir bilgi kaynağı olması beklenmektedir.



2. LİTERATÜR ARAŞTIRMASI

Bu bölümde, bant geçiren filtreler üzerine yapılmış geçmiş çalışmalar incelenmiştir. Literatürde, çeşitli tasarım yöntemleri ve dielektrik malzemeler kullanılarak geliştirilen filtreler geniş bir şekilde ele alınmıştır. Özellikle mikroşerit teknolojisi ile yapılan çalışmalar detaylı olarak incelenmiştir. Farklı tip 1420MHz ve L bant çalışma frekanslarında kullanılan farklı tip filtrelerin avantajları da ele alınmıştır. Bu çalışmalardan elde edilen bilgiler, çalışmanın tasarım sürecinin temelini oluşturmuştur.

Tez kapsamında yapılan ana literatür çalışmaları:

Şenel ve arkadaşları [1], çalışmalarında 1420MHz radyo teleskop uygulamaları için simülasyon ortamında gerçekleştirdikleri mikroşerit bant geçiren filtrenin tasarımını anlatmışlardır. Tasarımda, basamak empedans rezonatörü ile paralel kuplajlı hat yapısı birlikte kullanılmış, filtre 3 dB bant genişliği 130 MHz, ekleme kaybı (S_{21}) 0,152 dB, giriş yansıma kaybı (S_{11}) 38,018 dB olarak ayarlanmıştır; fakat bu tasarım henüz pratik bir uygulamada test edilmemiştir.

Rajendran ve arkadaşları [2], Yazılım Tabanlı Radyo Teleskobu'nun ön ucu için FR-4 dielektrik malzeme kullanarak 1420MHz merkez frekansında ve 3 dB bant genişliği 300MHz olan bir mikroşerit bant geçiren filtre tasarlamışlardır. Filtre yaklaşık 3 dB ekleme kaybına ve 10 dB yansıma kaybı değerine sahiptir. Filtre tasarımı sadece simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir.

Pandian ve arkadaşları [3], radyo astronomi uygulamalarında kullanmak üzere 21 cm'lik emisyonları gözlemlemek için eğitim amaçlı bir radyo teleskop alıcısı geliştirmişlerdir. Yapılan çalışmada 1420MHz çalışma frekansında 3 dB bant genişliği, 120MHz olacak şekilde 9. dereceden interdigital mikroşerit bir filtre tasarlanmıştır. Filtre yaklaşık 2 dB ekleme kaybına ve 30 dB yansıma kaybına sahiptir.

Taou You ve arkadaşları [4], çalışmalarında Miyun 50-m radyo teleskobu için 1455MHz merkez frekansında ve 550MHz bant genişliğine sahip bir mikroşerit bant geçiren filtre tasarımını anlatmışlardır. Yeni bir rezonatör tanıtılarak iç içe bağlantı yapısı önerilmiş ve kullanılmıştır. Filtre, minimum 0,05 dB ekleme kaybı ve 23 dB yansıma kaybına sahiptir.

Xinyu Zhu ve arkadaşları [5], çalışmalarında Eşdüzlemli Spiral Rezonatör Yapısı (Coplanar Spiral Resonator Structure) kullanılarak radyo astronomi gözlemleri için yaklaşık 1420MHz çalışma frekansında bant geçiren filtre geliştirilmiştir. Filtre 510MHz bant genişliğinde, 0,03 dB ekleme kaybı ve 17 dB yansıma kaybına sahiptir.

Yuanzhi Li ve arkadaşları [6], çalışmalarında Jodrell Bank Radyo Gözlemevi için tasarlanmış düz ve saç tokası (hairpin) rezonatör yapısı ile mikroşerit bant geçiren filtreyi tasarlamışlardır. Filtre, %26,14'lük bir kesirsel bant genişliği ve 1530MHz merkez frekansına sahiptir. Filtre yaklaşık 400MHz bant genişliğine ve 15 dB yansıma kaybına sahiptir. Ayrıca, ikinci harmonik bastırılması için iki tane dalga hattı çentiği filtresi entegre edilmiştir.

Guoyong Zhang ve arkadaşları [7], e-MERLIN gibi radyo teleskop sistemlerinde kullanılmak üzere çeyrek dalga rezonatörler kullanarak bant geçiren filtre tasarlamışlardır. Simülasyon ortamında %48 kesirsel bant genişliği, 17 dB yansıma kaybı ve yaklaşık 0,6 dB ekleme kaybı ölçülmüştür.

3. FİLTRE TEMELLERİ

Elektromanyetik sinyalleri belirli bir frekans aralığında ileten, bunun dışındaki frekans değerine sahip elektromanyetik sinyallerin geçişini engelleyen bir devre elamanına filtre denir [8]. En temel düzeyde, RF cihazlarda istenmeyen frekansların devreden geçip girişime neden olmaması için filtrelere ihtiyaç vardır.

Bant geçiren filtreler, belirli bir frekans aralığındaki sinyalleri geçirir ve bu aralığın dışındaki sinyalleri zayıflatır. Bu filtreler, özellikle verici veya alıcı birimlerinde önemli bileşenler arasında yer alır. Radyo astronomi RF sistemlerinde sinyalin doğruluğunu korumak ve bozulmayı önlemek için uygun bir filtreleme gerçekleştirilmesi kritik öneme sahiptir. Bu bölümde, filtrelerin temel prensipleri, tasarım ölçütleri ve kullanılan elemanlar açıklanmıştır. Bilgiler şemalar ve tablolar kullanılarak özetlenmiştir.

3.1. Temel Filtre Tasarım Parametreleri

İdeal bir filtre seçmek için, uygulamaya bağlı olarak belirli kriterler öncelik kazanır. Bu kriterler, sonuçta filtre özelliklerini belirleyecektir. Farklı filtre spesifikasyonları arasında birçok seçenek olsa da ideal filtre tasarımında dikkate alınması gereken temel parametreler şunlardır:

Merkez Frekansı: Filtrenin ana çalışma frekansı.

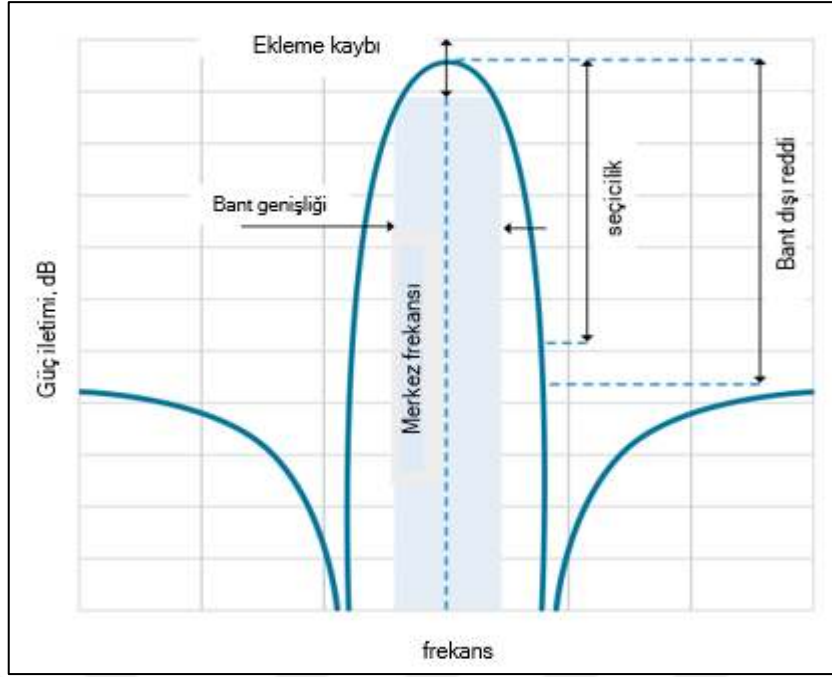
Bant Genişliği: Filtrenin etkili olduğu frekans aralığı.

Ekleme Kaybı: Filtrenin sinyale eklediği kayıp miktarı.

Bant Dışı Reddi: Filtrenin belirli bir frekans aralığı dışındaki sinyalleri engelleme kabiliyeti.

Kalite Faktörü: Merkez frekansının bant genişliğine oranı.

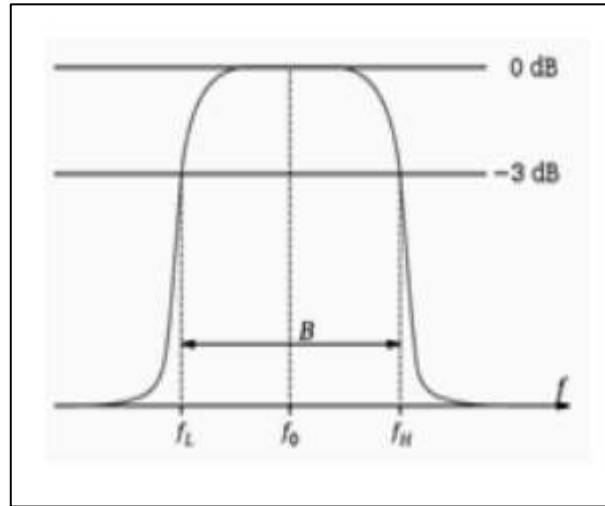
Şekil 3.1. 'de, tipik bir bant geçiren filtre yanıtını gösteren görselde, her bir parametrenin nasıl değerlendirildiği görülmektedir. Filtre seçimi, belirlenen spesifikasyonlar göz önünde bulundurularak daha verimli bir hale getirilmektedir.



Şekil 3.1. Bir bant geçiren filtre yanıtı ve filtre spesifikasyonları.

3.1.1. Bant genişliği

Bant genişliği konusunda, filtrenin kesirli bant genişliğine (KGB) odaklanabiliriz, bu da bant genişliğinin merkez frekansına oranını ifade eder. Filtre teorisinde, kesirli bant genişliği denklem (3.1) ile ifade edilir.



Şekil 3.2. Örnek bant geçiren filtre spesifikasyonu[9].

Şekil 3.2. 'de gösterildiği üzere kalite faktörü Q , bir filtrenin seçiciliğinin bir ölçüsüdür [9]. Düşük bant genişliği ve geçiş bandı ile durdurma bandı arasındaki dik iniş cevabı, filtrenin yüksek kalite faktörüne sahip olduğunun göstergesidir [9].

$$KGB = \frac{f_H - f_L}{f_0} \quad (3.1)$$

Denklem 3.1’de verilen f_H parametresi iletim bandında en yüksek frekansı, f_L en düşük frekansı ve f_0 parametresi ise merkez frekansı temsil eder.

3.1.2. Ekleme kaybı

Ekleme kaybı, bir filtre olmadan yapılan bir test konfigürasyonundaki sinyal seviyesi ile filtre mevcut olduğunda elde edilen sinyal seviyesi arasındaki oranı temsil eder.

Mükemmel bir filtrenin geçiş bandında sıfır ekleme kaybı ve aynı zamanda geçiş bandında (sinyal bozulmasını minimize etmek için) doğrusal bir faz tepkisi olmalıdır. Ancak, gerçek dünyada bu tür filtreler pratikte mümkün olmadığından, bir tür denge mekanizması veya tasarım ödünleşimi gereklidir. Bu durum, tasarım sürecinde mühendislik dengesini gerektirir [10].

3.1.3. Bant dışı reddi

Bant dışı red etme, bir geçiş bandı filtresinin ilgilenilen bant genişliği dışındaki sinyallerin neden olduğu girişimi engelleme yeteneğini ifade eder. Bu nedenle, filtrenin bant dışı emisyonları reddetme (zayıflatma) kapasitesine sahip olması gereklidir. Süzgecin kesimdeki zayıflatma ne kadar yüksekse filtre iletim bandı dışındaki işaretleri o ölçüde bastıracaktır.

3.1.4. Kalite faktörü

Q faktörü, denklem (3.2)’de verildiği gibi filtredeki çalışma frekansının bant genişliğine oranı ile hesaplanır.

$$Q = \frac{f_0}{f_H - f_L} = \frac{f_0}{BW_{3dB}} \quad (3.2)$$

Denklem 3.3’de verilen BW_{3dB} parametresi iletim bandında ekleme kaybının 3dB olduğu bant genişliğini temsil eder.

RF filtreleri için kullanılan "kalite faktörü" veya Q faktörü genellikle eteklerin dikliği veya seçicilik ve ekleme kaybının ne kadar düşük olduğu gibi özellikleri tanımlar. Q

faktörü düştükçe rezonatördeki genel kayıplar artar. Dar bant genişliği ve geçiş bandı ile durdurma bandı arasındaki keskin düşüş cevabı, filtrenin yüksek kalite faktörüne işaret eder.

Yüksek kalite faktörüne sahip bir filtre, sınırlı bir bant genişliği ile yüksek seçicilik sağlar. Bunun anlamı, filtrenin istenmeyen frekans bileşenlerini etkin bir şekilde bastırdığı ve sinyal kaybının minimize edildiği anlamına gelir.

Literatürde yapılan bir çalışmada, kalite faktörünün RF filtrelerinin performansı üzerindeki etkisi detaylı olarak incelenmiştir [11]. Bu çalışma, kalite faktörünün filtrelerin seçiciliği üzerindeki önemini vurgulamıştır.

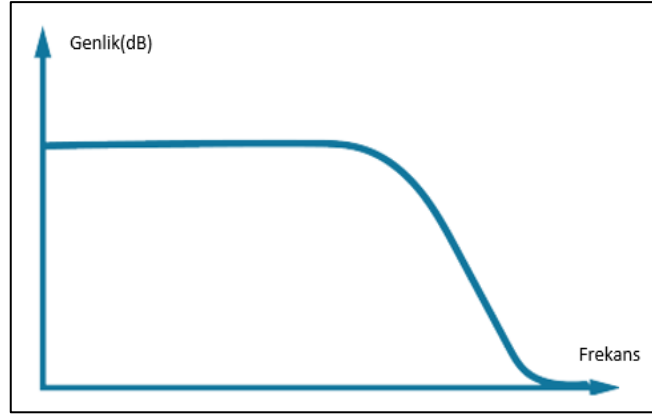
3.2. Filtre Türleri

Filtreleme sürecinde kullanılan dört farklı filtre yanıt türü, frekansları tanımlamak ve yönetmek adına önemli bir rol oynar.

3.2.1. Alçak geçiren filtreler

Alçak geçiren filtreler, belirli bir frekansın altındaki sinyallerin iletilmesine izin verirken, belirli bir üst frekans aralığında ise bu sinyalleri engeller. Bu tür filtreler, veri iletimi veya alımı sırasında belirli bir frekans bandının seçilmesine yardımcı olabilir, bu da uygulamanın ihtiyaçlarına daha uygun bir çözüm sunar.

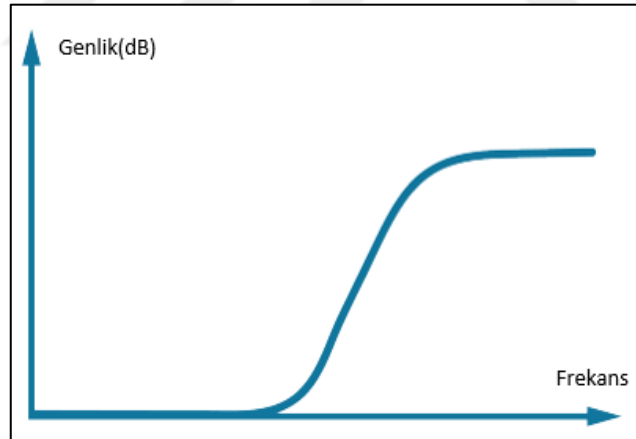
Bu filtre yanıtları, elektronik tasarım ve iletişim sistemlerinde frekans kontrolünü optimize etmek ve istenmeyen sinyalleri engellemek için büyük önem taşır. Özellikle alçak geçiren filtreler, belirli bir frekansın altındaki sinyalleri geçirirken diğerlerini engelleme özellikleri sayesinde RF ve mikrodalga uygulamalarında sıkça tercih edilir. Bu filtreler, istenen frekans bandının hassas bir şekilde sınırlandırılmasını sağlar. Şekil 3.3. , alçak geçiren bir filtre tepkisini göstermektedir.



Şekil 3.3. Alçak geçiren filtre frekans tepkisi.

3.2.2. Yüksek geçiren filtreler

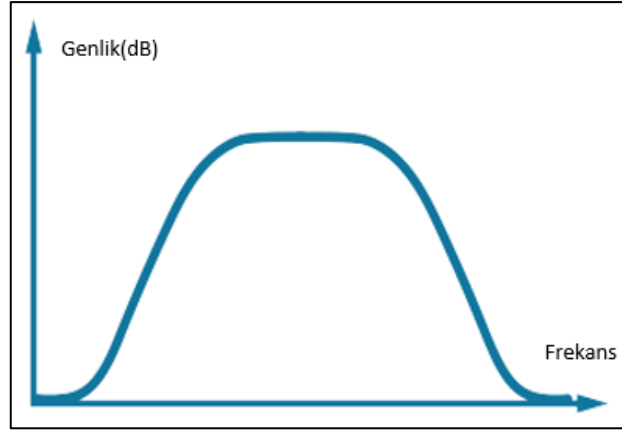
Yüksek geçiş filtreleri, belirli bir frekansın üzerindeki sinyalleri geçirip altındakileri engelleyen devrelerdir. Bu filtreler, düşük frekanslı sinyallerin ayrıştırılması gereken sistemlerde yaygın olarak tercih edilir. İletim bandında sinyaller güçlendirilirken, durdurma bandında sinyaller bastırılır. Şekil 3.4. , yüksek geçiren bir filtre tarafından sağlanan frekans tepkisini göstermektedir.



Şekil 3.4. Yüksek geçiren filtre frekans tepkisi.

3.2.3. Bant geçiren filtreler

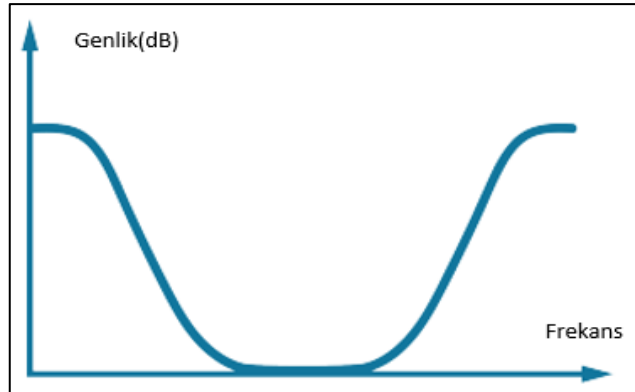
Bant geçiren filtreler, belirli üst ve alt sınırlar arasındaki frekans aralığında sinyallerin geçişine izin verirken, bu aralık dışındaki tüm frekansları engeller. Bu tür filtreler, iletişim ve elektronik sistemlerinde belirli bir frekans bandının seçilmesine ve istenmeyen frekans bileşenlerinin bastırılmasına olanak tanır. Şekil 3.5. , bant geçiren bir filtre tarafından sağlanan frekans tepkisini göstermektedir.



Şekil 3.5. Bant geçiren filtre frekans tepkisi.

3.2.4. Bant durdurma filtreler

Bant durdurma filtreleri, bant reddi veya çentik filtreleri olarak da bilinir ve bant geçiren filtrenin tam tersi şekilde çalışır. Bu filtreler, belirli iki frekans aralığındaki tüm frekansların geçişini engellerken, diğer frekanslara izin verir. Şekil 3.6. 'te gösterildiği gibi, bant durdurma filtreleri, belirli frekans bölgelerinde yüksek red etme özelliği gösterirler. Bu filtre tipleri, frekans kontrolü ve sinyal işleme uygulamalarında, istenilen frekans aralıklarını seçmek ve diğer frekans bileşenlerini kontrol etmek için yaygın olarak kullanılmaktadır.



Şekil 3.6. Bant durdurma filtre frekans tepkisi.

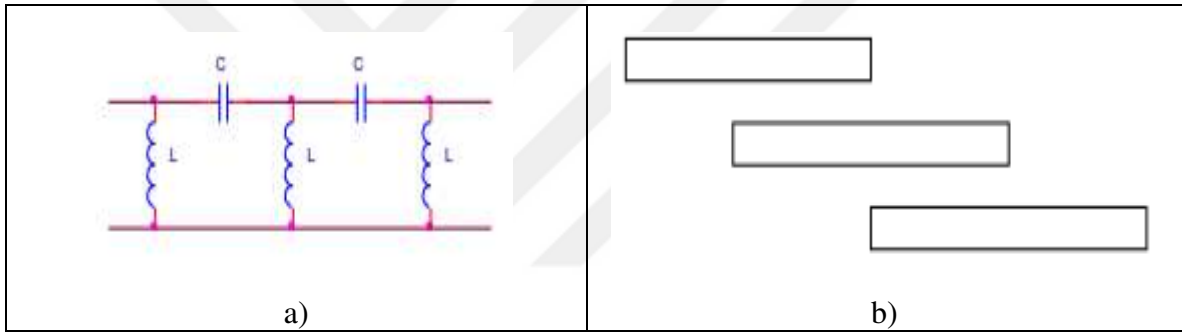
3.3. Filtre Teknolojileri

Filtre tipi seçiminin yanı sıra, RF sistemlerinde en uygun filtre teknolojisinin belirlenmesi de kritik öneme sahiptir. Filtre teknolojileri, kullanılan elemanların türüne ve devrenin çalışma frekansına göre farklılık gösterir ve iki ana kategoriye ayrılır: dağıtılmış elemanlar ve toplu elemanlar. Bu teknolojiler, frekanslar, bant genişlikleri ve diğer tasarım

parametreleri açısından farklı avantajlar sunar. Bu nedenle, uygulama alanlarına göre en uygun filtre teknolojisinin seçilmesi gereklidir.

3.3.1. Toplu eleman ve dağıtılmış eleman

Filtre tasarımında dağıtılmış ve toplu elemanlar arasında seçim yapmak, uygulamanın gereksinimlerine ve çalışma frekanslarına göre değişiklik gösterir. Toplu elemanlar direnç, indüktör veya kapasitörden oluşur. Bir dağıtılmış eleman ise iletim hattının belirli bir parçası olarak tanımlanır ve elektriksel parametrelerin (kapasitans, indüktans, direnç) fiziksel boyutlara yayıldığı elemanlardır. Bir dağıtılmış eleman, bir dalga kılavuzundaki boşluk, koaksiyel kablo veya devre kartındaki bakır gibi materyaller kullanılarak gerçekleştirilebilir. Şekil 3.7. , kapasitans ve indüktans ile toplu eleman rezonatörlerini ve dağıtılmış elemanlarla eşdeğer gösterimlerini göstermektedir [12].



Şekil 3.7. a) Toplu elemanlı rezonatörler b) Dağıtılmış elemanlar ile eşdeğer temsili.

Yüksek frekanslı uygulamalarda genellikle dağıtılmış elemanlar tercih edilirken, düşük frekanslı uygulamalarda toplu elemanlar daha yaygın olarak kullanılır. Bu tercih, frekans ve dalga boyu arasındaki ilişkiyle ilgilidir. Frekans ile dalga boyu arasındaki ilişki, frekanslar arttıkça, bileşenlerin uzunlukları dalga boyuna göre 0,1 kuralına yaklaştıkça toplu elemanların güvenilirliğinin azaldığını göstermektedir [13]. Bu nedenle, yüksek frekanslı uygulamalarda toplu elemanlı filtrelerin dar bant genişliklerini sağlamak zor olabilir ve istenmeyen parazitik etkiler ortaya çıkabilir.

Parazitik kapasitansın artması, kendi kendine rezonansa yol açarak filtre performansını olumsuz etkileyebilir. Bu durum, yüksek frekanslarda dağıtılmış elemanların ve iletim hatlarının önemini vurgular. Dağıtılmış elemanlar, iletim hatlarının önemli bir parçasıdır ve endüktif veya kapasitif bileşenlerin basit ve etkili bir şekilde uygulanmasını sağlar.

Dağıtılmış elemanlı devreler, mikrodalga ve RF uygulamalarında geniş bir kullanım alanına sahiptir. Bunlar, antenlerden filtreleme devrelerine kadar çeşitli sistemlerde kullanılabilir. Özellikle, mikrodalga frekanslarında yüksek performans gerektiren uygulamalarda, dağıtılmış elemanlar daha yaygın olarak tercih edilir. Bu elemanlar, düşük kayıplar, yüksek kararlılık ve geniş bant genişliği gibi avantajlar sunar. Bununla birlikte, düşük frekanslı uygulamalarda toplu elemanlar daha ekonomik ve kolayca uygulanabilir olabilir. Bu nedenle, tasarım gereksinimlerine ve uygulama alanına bağlı olarak, mühendisler farklı elemanları seçerken dikkatli olmalıdır.

3.4. İletim Hatları

İletim hatları, mikrodalga ve milimetre dalga frekans bantlarına göre değişen çeşitli yapı ve tiplerde mevcuttur. Dağıtılmış eleman devrelerinde, iletim hattı uzunluğu birkaç dalga boyuna kadar uzanabilir.

Yüksek frekanslı devrelerin tasarımında, iletim hatlarının karakteristik empedansı kritik bir parametredir. Karakteristik empedans, iletim hattında ilerleyen gerilim ve akım dalgalarının oranını temsil eder [14]. Devrelerin doğru çalışması için, tasarım sürecinde karakteristik empedans belirlenmeli ve çalışma frekansına uygun olmalıdır. Ayrıca empedans uyumluluğu sağlanmalıdır.

Mikrodalga iletim hatlarında hat parametreleri, birincil ve ikincil hat parametreleri olarak ikiye ayrılır [13]. Birincil parametreler, iletim hattı boyunca yayılan direnç, endüktans, kapasite ve iletkenlik gibi temel özelliklerdir ve hat uzunluğuna bağlı olarak tanımlanır [13].

- R: Hattın birim uzunluktaki direnci [Ω/m]
- L: Hattın birim uzunluktaki endüktansı [H/m]
- G: Hattın birim uzunluktaki iletkenliği [S/m]
- C: Hattın birim uzunluktaki kapasitesi [F/m]

İletim hatlarının ikincil parametreleri, birincil parametrelerin hesaplanmasıyla elde edilen özelliklerdir ve karakteristik empedans, zayıflatma sabiti, faz sabiti ve faz hızı gibi değerleri içerir [14].

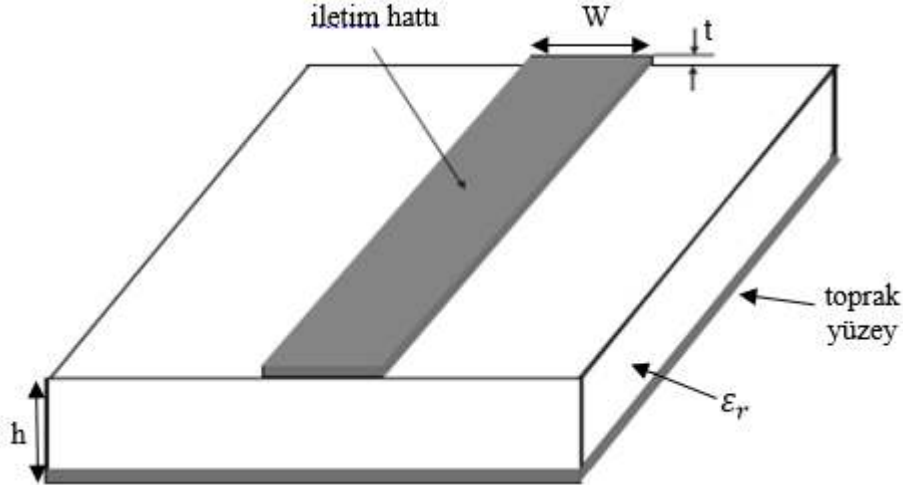
- Z_0 : Karakteristik empedans [Ω]
- α : Zayıflatma sabiti [Np/m]
- β : Faz sabiti [rad/m]
- v_p : Faz hızı [m/s]

Zayıflatma sabiti, iletim hattının başlangıcı ile sonu arasındaki güç kaybını ölçer ve iletkenlik ile dielektrik kayıplarının birleşimidir. Faz sabiti ise, iletim hattı boyunca yayılan elektromanyetik dalganın her bir birim uzunluğundaki faz kaybını gösterir ve sinyal iletim hızını etkileyen önemli bir faktördür [9].

3.4.1. Mikroşerit iletim hatları

Mikroşerit hattı üst katmanda bir sinyal taşıyan iletken sahıptır. Topraklama düzlemi, sinyal iletkeninden, dielektrik sabiti ϵ olan bir dielektrik malzeme ile ayrılmıştır [12]. Bir mikroşeritin genel yapısı Şekil 3.8. 'da gösterilmektedir [12].

Genişliği W ve kalınlığı t olan bir iletken şerit, göreceli dielektrik sabiti ϵ_r ve kalınlığı h olan bir dielektrik alt tabakanın tepesinde bulunur ve alt tabakanın alt kısmı bir toprak (iletken) düzlemdir.



Şekil 3.8. Genel mikroşerit yapısı.

Bu tasarım, iletim hattının elektriksel özelliklerini belirleyen önemli faktörlerin bir kombinasyonunu sağlar. Örneğin, şerit genişliği, alt tabaka malzemesi ve ara yüzeyin geometrisi, mikroşerit iletim hattının karakteristik empedansını, zayıflatma sabitini ve faz sabitini etkiler.

Mikroşerit iletim hatları, küçük boyutları, düşük maliyetleri ve entegrasyon kolaylığı nedeniyle popülerdir. Ayrıca, bu iletim hatları, mikroşerit antenler, RF sensörler, mikrodalga devreler ve yüksek frekanslı entegre devreler gibi birçok uygulamada kullanılmaktadır.

3.4.2. S-parametreleri ve filtre analizi

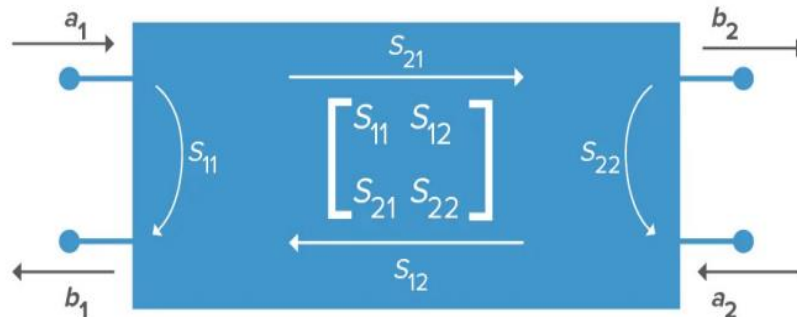
Saçılma parametreleri, RF sistemlerinin analizinde önemli bir rol oynar. Bu parametreler, bir filtre veya başka bir RF sisteminin performansını değerlendirmek için kullanılan kritik ölçümlerdir. Saçılma parametreleri, RF enerjisinin bir sistem içerisindeki davranışını matematiksel olarak tanımlayan bir yapı olan saçılma matrisi (scattering matrix) tarafından temsil edilir.

S-parametreleri, RF sinyallerinin bir devre veya sistem boyunca nasıl davrandığını anlamak için kullanılır. S11 ve S22 parametreleri aynı zamanda yansıma katsayıları, S12 ve S21 ise iletim katsayıları olarak adlandırılır. Bunlar mikrodalga frekanslarında doğrudan ölçülebilen parametrelerdir [15].

İki kapılı bir devrede dalga değişkenleri ile saçılma parametreleri ya da S parametreleri arasındaki ilişki,

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}, \quad S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (3.3)$$

denklemleriyle ifade edilir [15].



Şekil 3.9. İki portlu bir RF cihazının S-parametre matrisinin gösterimi.

Burada, a_1 ve a_2 portlardaki ileri giden dalgaları; b_1 ve b_2 ise geri giden dalgaları temsil etmektedir [15]. Denklem (3.3)'te verilen S_{11} ve S_{22} parametreleri yansıma katsayıları olarak adlandırılırken, S_{12} ve S_{21} parametreleri iletim katsayıları olarak tanımlanır.

Filtre karakterizasyonu için gerekli olan iki temel parametre, saçılma parametreleri kullanılarak elde edilebilir: giriş ve çıkış kapıları arasındaki ekleme kaybı (Insertion Loss - IL) ve yansıma kaybı (Return Loss - RL). Bu parametreler şu denklemlerle tanımlanır:

$$IL_{mn} = -20 \log_{10} |S_{mn}| \text{ (dB)} \quad (3.4)$$

$$RL_{mn} = -20 \log_{10} |S_{nn}| \text{ (dB)} \quad (3.5)$$

S-parametreleri mikrodalga devre analizinde birçok kullanışlı özelliğe sahiptir.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Şekil 3.9. 'de 2 kapılı devrenin S parametreleri denklem (3.3) ile hesaplanmaktadır.

3.4.3. Transfer fonksiyonu

Transfer fonksiyonları, iki portlu bir filtre ağının performansını ve yanıt karakteristiklerini matematiksel olarak tanımlayan kritik unsurlardır. Transfer fonksiyonu, özellikle S_{21} parametresinin matematiksel bir ifadesi olarak tanımlanır ve bu parametre, ağın iletim fonksiyonunu ifade eder. Bu parametreler, filtrenin belirli frekanslardaki yanıtını değerlendirmek için kullanılır.

Kayıpsız bir pasif filtre ağı için transfer fonksiyonu genellikle genlik karesine göre tanımlanır. Bu tanım, filtrenin belirli bir frekanstaki iletim karakteristiğini ortaya koyar. İlgili matematiksel ifade şu şekildedir:

$$|s_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 F_n^2(\omega)} \quad (3.7)$$

Burada:

- ϵ , dalgalanma sabiti,
- $F_n(\omega)$, filtreleme veya karakteristik fonksiyon,

- ω , frekans değişkenidir.

Bant geçiren filtrelerin transfer fonksiyonu, filtrenin ekleme kaybı (insertion loss) ve yansıma kaybı (return loss) gibi performans metriklerini belirler. Ekleme kaybı, sinyalin bant geçiren filtreden geçerken ne kadar azaldığını ifade eder. Kayıpsız pasif bir bant geçiren filtre ağı için ekleme kaybı, transfer fonksiyonunun genlik karesi kullanılarak şu şekilde hesaplanır:

$$L_A(\omega) = 10 \log \frac{1}{|S_{21}(j\omega)|^2} \text{ dB} \quad (3.8)$$

Çünkü $|S_{11}(j\Omega)|^2 + |S_{21}(j\Omega)|^2 = 1$ kayıpsız, pasif iki kapılı ağ için, filtrenin yansıma kaybı şu şekilde bulunabilir:

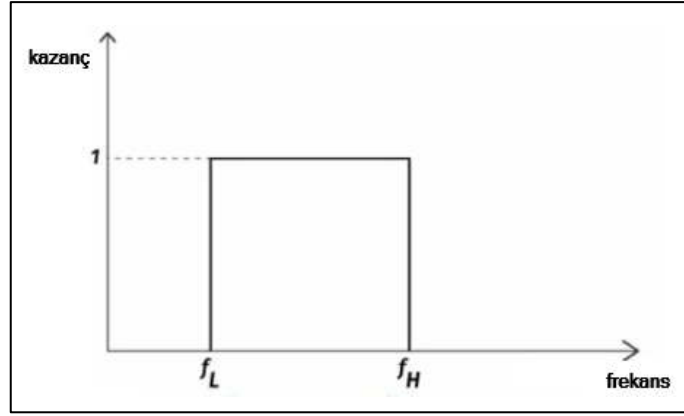
$$RL(\Omega) = -10 \log \frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^2} \quad (3.9)$$

Yansıma kaybı ise, bant geçiren filtrenin belirli bir frekans aralığında ne kadar iyi bir empedans uyumu sağladığını gösterir.

3.5. Frekans Cevap Karakteristiğine Göre Filtreler

İdeal bant geçiren bir filtrenin frekans tepkisi, geçiş bandı içindeki frekansların tam olarak geçmesine ve bu bandın dışındaki tüm frekansların tamamen bastırılmasına dayanır. Ancak, fiziksel olarak bu tür ideal filtreler elde edilemez. Geçiş bandında kazanç genellikle 1 olarak kabul edilir, yani sinyalde herhangi bir zayıflama veya güç kaybı olmaz.

Frekansın f_L ile f_H arasındaki kazancının sinyalleri geçirirken kazancının sabit ve 1 olduğu ideal bant geçiren filtre Şekil 3.10.'da gösterilmiştir. Bu şekilde olan ideal filtreyi fiziksel olarak elde etmek mümkün değildir. Filtre tasarımlarında amaç ideal filtreye olabildiğince yakın olmaktır. Bunun için de farklı filtre metotları geliştirilmiştir. Bazı tasarımlarda iletim bandında mümkün olan en az bozulma istenirken durdurma bandında bu özellikten ödün verilebiliyor. Farklı tasarımlarda ise iletim bandından durdurma bandına keskin bir geçiş tercih edilebilir. Bunun karşılığında da iletim bandında daha fazla bozulma olur [16].



Şekil 3.10. İdeal bant geçiren filtre yanıtı.

Farklı tasarım gereksinimlerini karşılamak amacıyla, çeşitli yaklaşım metotları geliştirilmiştir. En yaygın olarak kullanılan bu metotlar arasında Butterworth, Chebyshev ve Eliptik filtreler bulunmaktadır. Bu çalışmada, bu yaklaşımların karakteristik özellikleri de ayrıntılı olarak incelenmiştir.

3.5.1. Butterworth filtresi

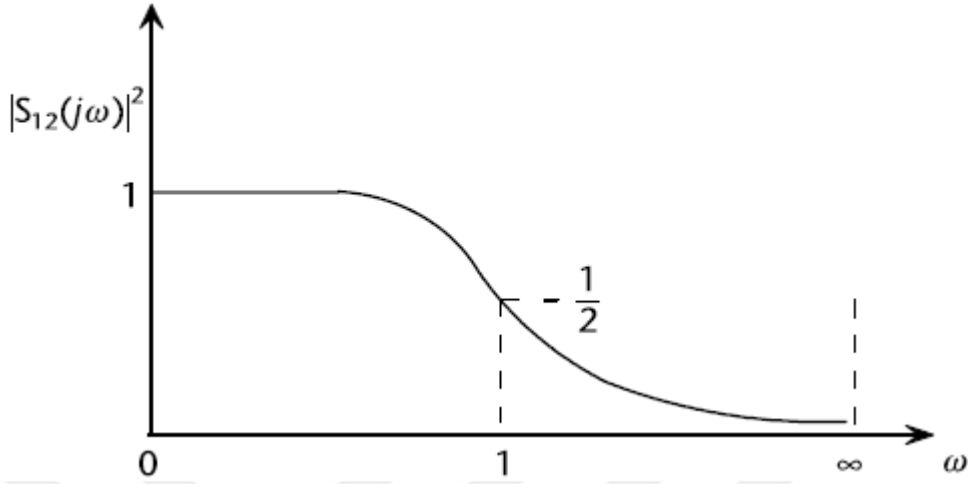
Matematiksel olarak Butterworth filtresi, frekans yanıtının en düz şekilde olmasını hedefler ve bu yanıt "maksimum düz" olarak tanımlanır. Geçiş bandında genlik yanıtının doğrusal olması amaçlanır, bu nedenle bu bölgede herhangi bir dalgalanma görülmez. Butterworth filtreleri, aynı derecedeki Chebyshev ve eliptik filtrelere kıyasla daha geniş bir bant genişliği sağlar ve zayıflatma karakteristiği denklem (3.10) ile ifade edilir [17].

$$A_{dB} = 10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right] \quad (3.10)$$

Burada; ω hedeflenen zayıflamanın sağlandığı frekans, ω_c değeri kesim frekansı ve n , filtrenin derecesidir.

Kesim frekansının ötesindeki yüksek frekanslar, durdurma bandında neredeyse sıfıra iner. Geniş bir geçiş bandı elde etmek için, geçiş bandından durdurma bandına kadar olan bölgede maksimum düz yanıt kullanılır. Filtrenin derecesi arttıkça, ideal filtre karakteristiğine daha çok yaklaşır. Ancak, pratikte ideal frekans tepkisi, geçiş bandındaki fazla dalgalanma nedeniyle tam olarak elde edilemez [15]. Chebyshev filtre ve Eliptik

filtreye göre daha doğrusal bir frekans tepkisine sahiptir. Şekil 3.11. 'de Butterworth alçak geçiren filtre karakteristiği görülmektedir.



Şekil 3.11. Butterworth alçak geçiren filtre karakteristiği.

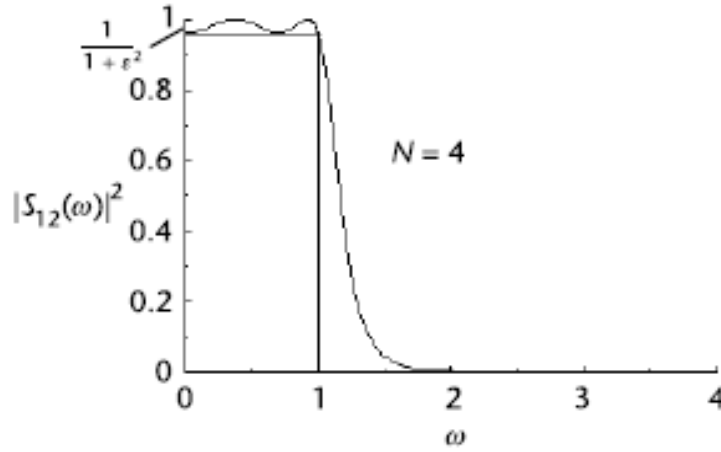
Butterworth filtresinin genlik-karesi transfer fonksiyonu, belirli bir kesim frekansında şu şekilde verilir:

$$|s_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}} \quad (3.11)$$

İdeal düşük geçişli filtrenin geçiş bandındaki yaklaşımı en iyi $\Omega = 0$ değerinde sağlanır, ancak Ω kesim frekansına (Ω_c) yaklaştıkça bozulur.

3.5.2. Chebyshev filtresi

Chebyshev filtresi, belirli bir geçiş bandı dalgalanması kabul edildiğinde daha keskin bir durdurma bandı geçişi sağlayan bir filtre tasarımıdır. Geçiş bandında dalgalanmalar olmasına izin vererek, durdurma bandında daha hızlı bir zayıflama elde edilir. Bu özellik, Chebyshev filtresini, geçiş bandının düz olması gerektiği Butterworth filtresinden ayırır. Şekil 3.12. 'de gösterildiği gibi, geçiş bandındaki dalgalanma miktarı arttıkça, durdurma bandının başlangıcındaki eğim de artar ve daha dik bir zayıflama eğrisi elde edilir.



Şekil 3.12. Chebyshev alçak geçiren filtre frekans karakteristiği.

Chebyshev filtreleri, geçiş bandı düzlük gereksinimi olmayan, ancak durdurma bandında hızlı bir iniş isteyen uygulamalarda tercih edilir. Dalgalanmanın kabul edilebilir düzeyde olduğu RF uygulamalarında Chebyshev filtresi oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. Özellikle bant içi geçiş hızının kritik olduğu ve istenmeyen frekans bileşenlerinin kontrolünün önemli olduğu durumlarda tercih edilen bir seçenek olarak öne çıkmaktadır. Chebyshev filtrenin zayıflatması denklem (3.12) ile tanımlanmaktadır [17].

$$A_{dB} = 10 \log \left[1 + \varepsilon^2 C_n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)' \right] \quad (3.12)$$

Eşitlikte belirtilen “ $C_n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)'$ ” ifadesi “n” mertebeden Chebyshev polinomu, “ε” salınım katsayısı, “salınım (dB)” ise iletim bandında kaç dB salınım yapacağının ifadesidir. Chebyshev filtresinin genlik-karesi transfer fonksiyonu, belirli bir kesim frekansında denklem (3.13) ile tanımlanır.

$$|s_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega)} \quad (3.13)$$

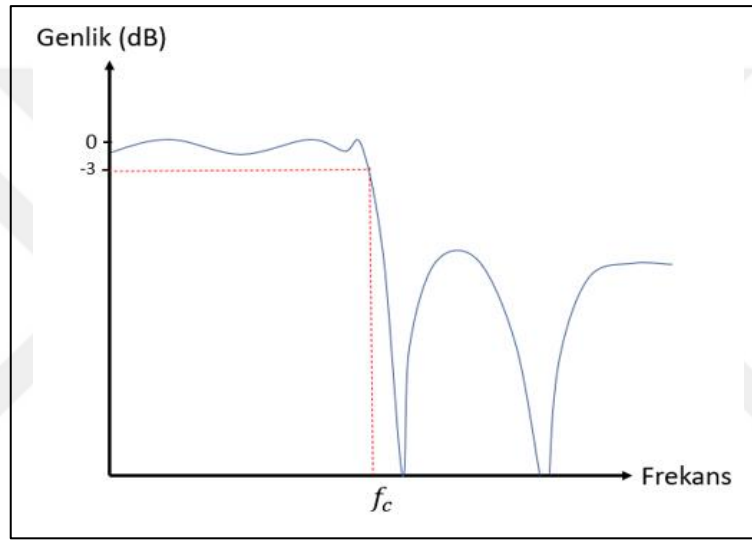
Burada, $T_n^2(\omega)$ Chebyshev sabitidir ve denklem (3.14) ile tanımlanmaktadır.

$$T_n^2(\omega) = \begin{cases} \cos(ncos^{-1}\omega) & |\omega| \leq 1 \\ \cosh(ncosh^{-1}\omega) & |\omega| \geq 1 \end{cases} \quad (3.14)$$

3.5.3. Eliptik filtre

Eliptik filtresi, geçiş bandında ve durdurma bandında eŖit dalgalanmalara sahip bir filtredir. Chebyshev filtrelerinden farklı olarak, sadece geçiş bandında değil, durdurma bandında da dalgalanmaya (ripple) sahiptir. Ancak kesim frekansının hemen ötesinde daha dik bir seçicilik sağlamaktadır. Eliptik filtrelerin avantajı, aynı derecedeki (order) bir Chebyshev filtresine kıyasla, kesim frekansının hemen ötesinde çok daha dik bir seçicilik sunmalarıdır. Bu, daha hızlı bir geçiş anlamına gelir [18].

Ŗekil 3.13. 'de eliptik alçak geçiren filtre karakteristiği görölmektedir [20].



Ŗekil 3.13. Eliptik alçak geçiren filtre frekans karakteristiği.

Eliptik filtresinin genlik-karesi transfer fonksiyonu, belirli bir kesim frekansında denklem (3.15) ile tanımlanır.

$$|s_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (3.15)$$

$F(\Omega)$ eliptik fonksiyon sabitidir ve denklem (3.16) ile verilir.

$$F_n(\Omega) = \begin{cases} M * \frac{\prod_{i=1}^{n/2} (\Omega_i^2 - \Omega^2)}{\prod_{i=1}^{n/2} (\Omega_s^2 / \Omega_i^2 - \Omega^2)} & n \text{ çift ise} \\ N * \frac{\Omega * \prod_{i=1}^{(n-1)/2} (\Omega_i^2 - \Omega^2)}{\prod_{i=1}^{(n-1)/2} (\Omega_s^2 / \Omega_i^2 - \Omega^2)} & n(\geq 3) \text{ tek ise} \end{cases} \quad (3.16)$$

Denklem (3.16) ifadesinde Ω_i ($0 < \Omega < 1$) ve Ω_s ($\Omega > 1$) önemli iki frekansı tanımlamaktadır; M ve N sabittir.

3.6. Filtre Dönüşümleri

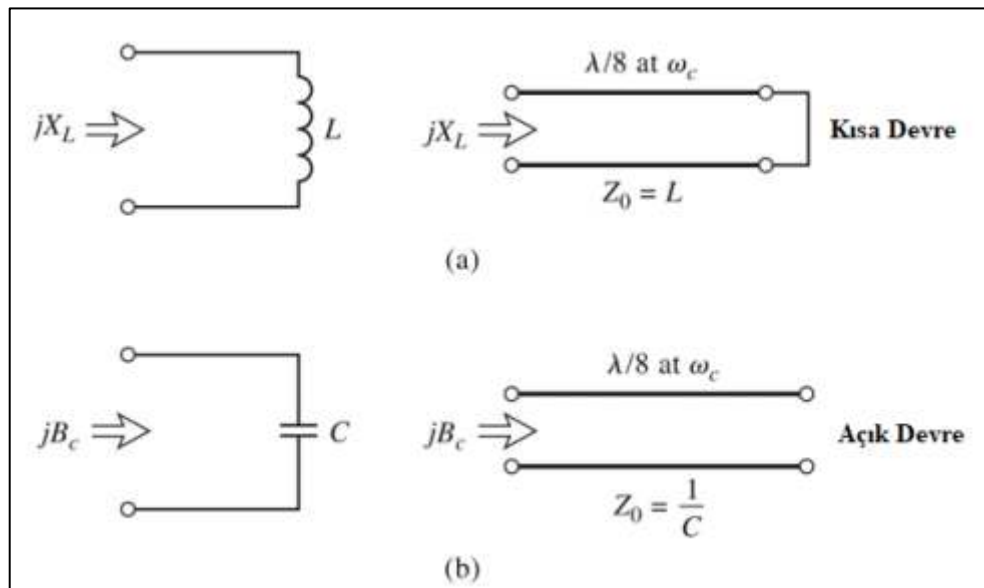
Richard dönüşümleri ve Kuroda tanımlamaları, filtre elemanlarının mikroşerit eşdeğerlerini hesaplamak için kullanılır. Bu bölümde, bu dönüşümler detaylı bir şekilde açıklanmıştır.

3.6.1. Richards Dönüşümü

Richards Dönüşümü ilkesel olarak, Şekil 3.14. 'de gösterildiği gibi toplu elemanlı bir filtrenin indüktör ve kapasitörlerinin, sırasıyla açık devre ve kısa devre iletim hatlarıyla değiştirilmesine izin verir.

$$\Omega = \tan(\beta l) = \tan\left(\frac{\omega l}{v_p}\right) \quad (3.17)$$

Burada, βl iletim hattının dalga boyunun bir çeyreği veya tek katı uzunluğundadır. Frekans değişkeni ω , Ω ile değiştirildiğinde, kısa devreli bir saplama (stub) uzunluğu βl ve karakteristik empedansı L olan bir indüktör yerine kullanılırken; açık devreli bir saplama uzunluğu βl ve karakteristik empedansı $1/C$ olan bir kapasitör yerine kullanılır.



Şekil 3.14. Richards dönüşümü (a) İndüktör için kısa devre saplaması. (b) Kapasitör için açık devre saplaması

Bir indüktör (L), kısa devreli bir iletim hattı saplaması ile değiştirildiğinde, indüktans değeri ve iletim hattının empedansı (Z_0) şu şekilde ilişkilendirilir:

$$L = \frac{Z_0 \cdot \tan(\theta)}{\omega} \quad (3.18)$$

Burada, θ iletim hattının elektriksel uzunluğudur ve ω açısal frekanstır. $\lambda/8$ uzunluğunda kısa devreli bir iletim hattı saplaması kullanarak, indüktör yerine geçecek Z_0 değeri,

$$Z_0 = L * \frac{\omega \lambda}{8} \quad (3.19)$$

formülü ile hesaplanır.

Bir kapasitör (C), açık devreli bir iletim hattı saplaması ile değiştirildiğinde, kapasitans değeri ve iletim hattının empedansı (Z_0) şu şekilde ilişkilendirilir:

$$C = \frac{\tan(\theta)}{\omega Z_0} \quad (3.20)$$

$\lambda/8$ uzunluğunda açık devreli bir iletim hattı saplaması kullanarak, kapasitör yerine geçecek Z_0 değer,

$$Z_0 = C * \frac{\omega \lambda}{8} \quad (3.21)$$

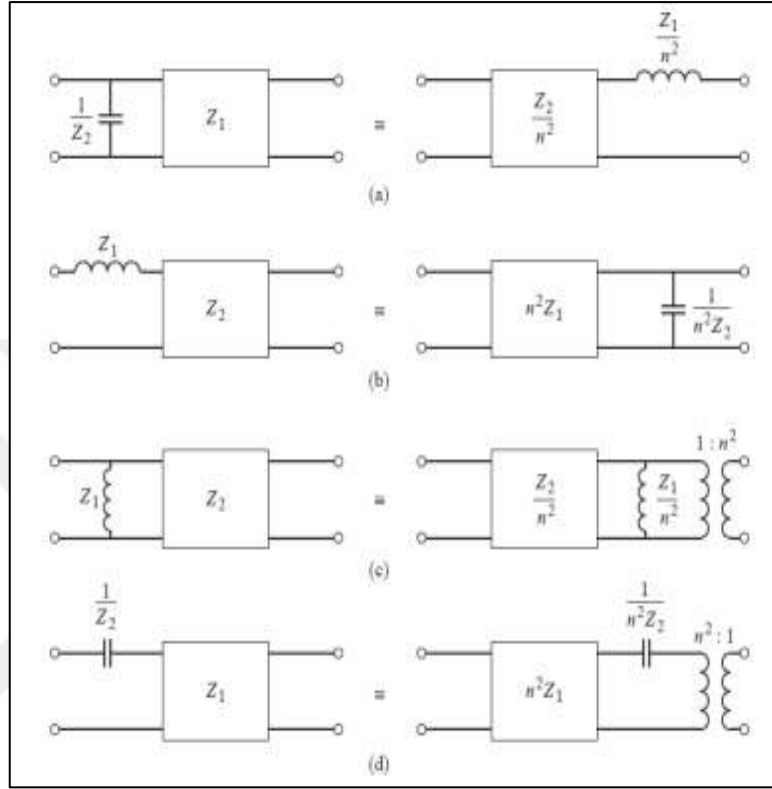
olarak hesaplanır.

3.6.2. Kuroda Özdeşlikleri

Kuroda Özdeşlikleri;

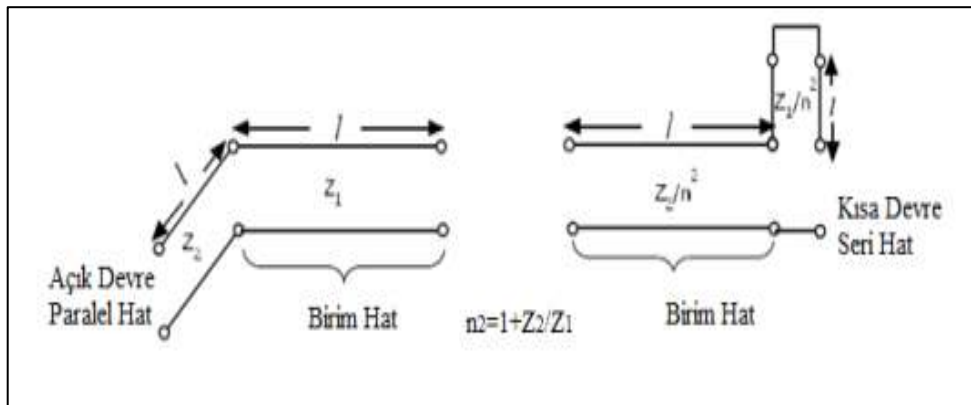
- İletim hattı parçalarının fiziksel ayrılması
- Seri hat parçalarını paraleline dönüştürme ve paralel hatları seriye dönüştürme
- Fiziksel olarak gerçekleyemeyen karakteristik empedansları gerçekleştirilebilir hale getirmek için kullanılır.

İletim hattına eklenen ilave iletim hatlarına birim elemanlar denir. Bunlar ω_c 'de $\lambda/8$ uzunluğunda olup L ve C elemanlarını ifade eder. Şekil 3.15. 'de dört adet Kuroda özdeşliği verilmiştir. Bu tablodaki gösterilen kare kutular, iletim hattını ya da birim elemanı temsil etmektedir [13].



Şekil 3.15. Kuroda Özdeşlikleri [13].

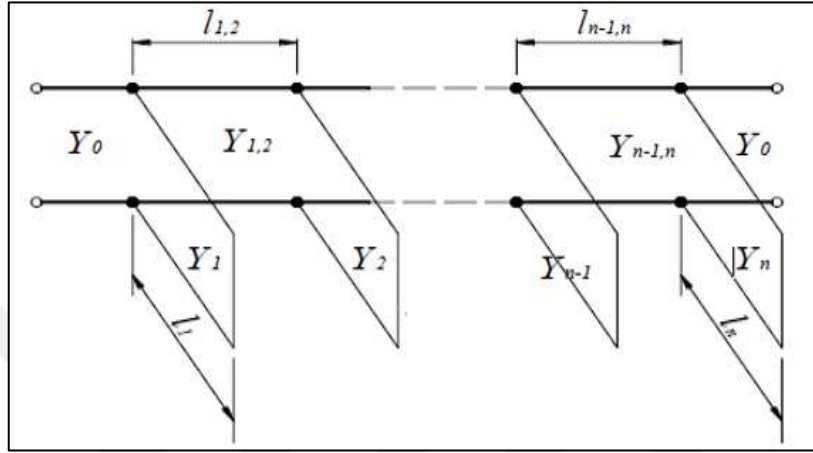
Verilen özdeşliklerde her kutu belirtilen öz empedans ve uzunlukta (ωc 'de $\lambda/8$) bir birim elemanı veya iletim hattını temsil etmektedir. Şekil 3.16. 'da indüktör kısa devre saplama, kapasitör ise açık devre saplamalar için verilmektedir.



Şekil 3.16. Açık devre paralel saplama ve kısa devre seri saplama kullanılan kuroda özdeşliği.

3.7. Çeyrek Dalga Boyunda Kısa Devre Sonlandırmalı Saplama

Şekil 3.17. , çeyrek dalga boyunda kısa devre sonlandırmalı şönt saplamalar ve çeyrek dalga boyunda iletim hatlardan oluşan, bir saplama bant geçiren filtreyi göstermektedir. Saplama bant geçiren filtrenin karakteristik özellikleri, şönt saplamaların ve iletim hatların karakteristik admitansları ile belirlenir. Tasarım denklemleri, n dereceli bir filtre için şu şekilde ifade edilir [19]:



Şekil 3.17. Çeyrek dalga boyunda kısa devre sonlandırmalı saplamalar ile tasarlanmış iletim hattı bant geçiren filtre.

$$\theta = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{FBW}{2} \right) \quad (3.22)$$

$$FBW = \frac{f_H - f_L}{f_0} \quad (3.23)$$

$$\frac{J_{i,i+1}}{Y_0} = \frac{hg_0g_1 - f_1}{\sqrt{hg_i g_{i+1}}} \quad i = 2, \dots, n-2 \quad (3.24)$$

$$N_{i,i+1} = \sqrt{\left(\frac{J_{i,i+1}}{Y_0} \right)^2 + \left(\frac{hg_0g_1 + \tan \theta}{2} \right)^2} \quad i = 1, \dots, n-1 \quad (3.25)$$

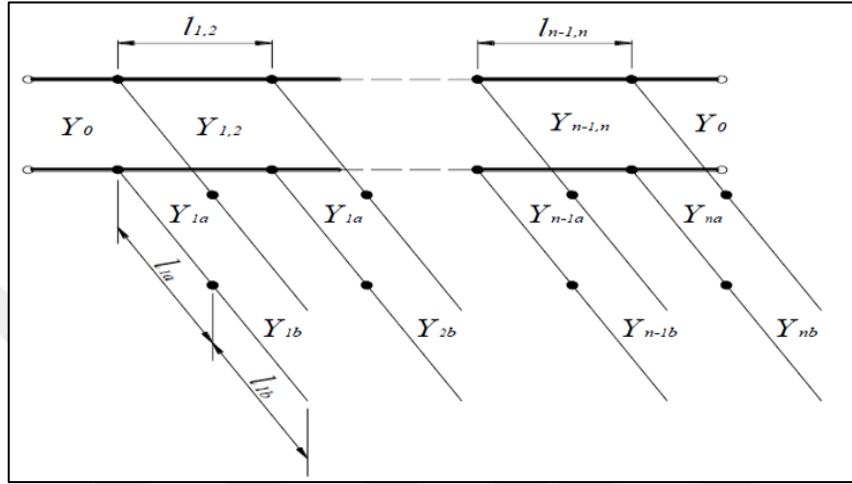
$$Y_i = Y_0 \left(N_{i-1,i} + N_{i,i+1} - \frac{J_{i-1,i}}{Y_0} - \frac{J_{i,i+1}}{Y_0} \right) \quad i = 2, \dots, n-1 \quad (3.26)$$

$$Y_{i,i+1} = Y_0 \frac{J_{i,i+1}}{(Y_0)} \quad i = 2, \dots, n-1 \quad (3.27)$$

3.8. Yarım Dalga Boyunda Açık Devre Sonlandırmalı Saplama

Şekil 3.18. 'de gösterildiği gibi [19], çeyrek dalga boyunda kısa devre sonlandırılmış saplamalar, yarım dalga boyunda açık devre sonlandırılmış saplamalarla (iki çeyrek dalga

boyunda saplamadan oluşan bir yapıyla) değiştirildiğinde, elde edilen filtrenin geçiş bandı özellikleri benzer kalacak, ancak durdurma bandı özellikleri oldukça farklı olacaktır. Her yarım dalga boyunda açık devre saplama için, eğer dış kısım iç kısma eşit ise, durdurma bandında ve frekanslarında zayıflama kutupları oluşacaktır. Bu tür bir filtre tasarımı, daha önce açıklanan çeyrek dalga boyunda kısa devre sonlandırılmalı saplama filtre tasarım denklemlerinin bir modifikasyonunu kullanabilir.



Şekil 3.18. Yarım dalga boyunda açık devre sonlandırılmalı saplamalar ile tasarlanmış iletim hattı bant geçiren filtre

4. BANT GEÇİREN SAPLAMA FİLTRE TASARIM VE OPTİMİZASYON SÜRECİ

Bu bölümde saplama filtresinin tasarım ve optimizasyon çalışmaları anlatılmıştır. Filtre tasarım sürecinde, belirlenen gereksinimler doğrultusunda, dağıtılmış ve toplu elemanlı yapılar analiz edilmiştir. Öncelikle, Chebyshev prototip filtresi kullanılarak temel tasarım parametreleri belirlenmiş ve frekans tepkisi açısından uygunluk değerlendirilmiştir. Ardından, bu parametreler ışığında mikroşerit teknolojisi kullanılarak daha uygulanabilir bir tasarım oluşturulmuştur. Simülasyon sonuçları, tasarımın performansını doğrulamak ve iyileştirmek için çeşitli platformlarda analiz edilmiştir. Bu süreç, filtre tasarımında hem teorik hem de pratik bir yaklaşımı birleştiren bir çalışma sunmaktadır.

4.1. Filtre Gereksinimlerinin Belirlenmesi

Filtre tasarımında gereksinimlerin doğru bir şekilde belirlenmesi kritik bir öneme sahiptir. Bu gereksinimler doğrultusunda, filtrenin hangi frekans tepkisine sahip olacağı ve tasarımda dağıtılmış elemanlı yapılar mı yoksa toplu elemanlı yapılar mı kullanılacağı gibi kriterler belirlenir. Bu kriterlerin doğru bir şekilde tanımlanması, filtre performansını ve uygulanabilirliğini doğrudan etkileyerek, istenilen frekans özelliklerine sahip bir filtre elde edilmesini sağlar. Bu kapsamda tasarlanacak filtre gereksinimleri Tablo 4.1. 'de belirtildiği gibi belirlenmiştir.

Chebyshev filtresi, belirli bir geçiş bandı dalgalanmasına izin vererek daha keskin bir durdurma bandı zayıflama karakteristiği sağlayan bir filtredir. Bu özellik, Chebyshev filtresini radyo astronomi ve diğer yüksek frekanslı uygulamalarda yaygın olarak tercih edilen bir seçenek haline getirir. Filtrenin daha keskin geçişlere sahip olması amacıyla, Chebyshev frekans davranışına sahip olması gerektiği değerlendirilmiştir.

Tablo 4.1. Bant geçiren filtre gereksinimleri.

Özellik	Değer
Merkez Frekansı:	1420MHz
Bant Genişliği:	Dar Bant <100MHz
Ekleme Kaybı:	<3 dB
Yansıma Kaybı:	>10 dB
İletim Bandı Salınımı:	<1 dB
I/O Empedans	50 ohm

Bu çalışma kapsamında, özellikle Bölüm 0’te ele alınan bant geçiren filtre tasarım metodlarından yararlanılmaktadır. Teorik analizler tamamlandıktan sonra, AWR ile Tam-Dalga Elektromanyetik Simülatör kullanılarak tasarımların simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Bant içi yansıma kaybı, ekleme kaybı ve bant genişliği açısından filtre üretimi öncesinde en iyi sonucun elde edilebilmesi için çeşitli simülasyon sonuçları ortaya konmuştur.

4.2. Saplama Filtre Tasarımı

Bu bölümde, yarım dalga açık devreli saplama filtresi yöntemi ele alınacaktır. Bölüm 3’te açıklanan Chebyshev düşük geçişli prototip filtre teorisine göre, geçiş bandında 0,1 dB dalgalanma ile 4. dereceden bir filtre tasarlanmasına karar verilmiştir.

Filtrenin yeterli zayıflama değerini vermesi için gereken mertebe denklem (4.1) ifadesi ile belirlenmiştir [20].

$$N > \frac{Kesimdeki Zayıflama(dB)+Yansıma Kaybı(dB)+6}{20 \log(S+\sqrt{S^2-1})} \quad (4.1)$$

$$S = \frac{Kesim Bant Genişliği}{Bant Genişliği} \quad (4.2)$$

Bu gereksinimler doğrultusunda, filtre mertebesi 4 olarak belirlenmiştir.

Radyo astronomi sistemlerinde kullanılan rezonatörler ve filtreler, mikrodalga ölçümlerinde önemli bir yere sahiptir. Bu çalışmada, AWR yazılımında tasarlanan dar bant geçiren filtrenin tasarım sürecinde teorik olarak ihtiyaç duyulan saplamaların ve iletim

hatlarının özellikleri ele alınmıştır. Açık devre sonlandırılmış yarım dalga boyu ($\lambda/2$) saplamalar ve çeyrek dalga boyu ($\lambda/4$) iletim hatları rezonatör özelliği gösterdiklerinden, bu devrelerin tasarımında kullanılmaktadır. Bant içi yansıma kaybı, ekleme kaybı ve bant genişliği açısından filtre üretimi öncesinde en iyi sonucun elde edilebilmesi için farklı simülasyon programlarında çalışmalar yapılmıştır.

4.2.1. Toplu elemanlarla bant geçiren filtre tasarımı

Tasarım gereksinimlerine uygun olarak, Tablo 4.2'de Chebyshev frekans tepkisi için önceden hesaplanmış eleman değerleri olan "g" değerleri gösterilmektedir [13].

Tablo 4.2. Chebyshev 0,1dB dalgalanma g değerleri.

N	g1	g2	g3	g4	g5	g6
1	0,3052	1,0				
2	0,8431	0,6220	1,3554			
3	1,0316	1,1474	1,0316	1,0		
4	1,1088	1,3062	1,7704	0,8181	1,3554	
5	1,1468	1,3712	1,9750	1,3712	1,1468	1,0

Tablo 4.2'de verilen prototip değerlerden istenilen çalışma frekansına ve kaynak / yük empedansına sahip devreler elde edebilmek için dönüşüm formüllerinin uygulanması gerekir.

Bant geçiren filtre prototipinde kullanılacak kapasitör ve indüktör değerleri, Denklem (4.2) ve denklem (4.3) aracılığıyla belirlenmektedir [17]. Bu hesaplamalarda terminal hattının empedansı 50 ohm olarak seçilmiştir ve $w_c = 2\pi f$ olarak kabul edilmektedir

$$C_n = \frac{g_n}{Z_0 \omega_c} \quad (4.3)$$

$$L_n = \frac{g_n Z_0}{\omega_c} \quad (4.4)$$

Denklem 4.3 ve 4.4' te verilen g_n değerleri, Chebyshev 0,1dB dalgalanma g değerlerini ifade etmektedir.

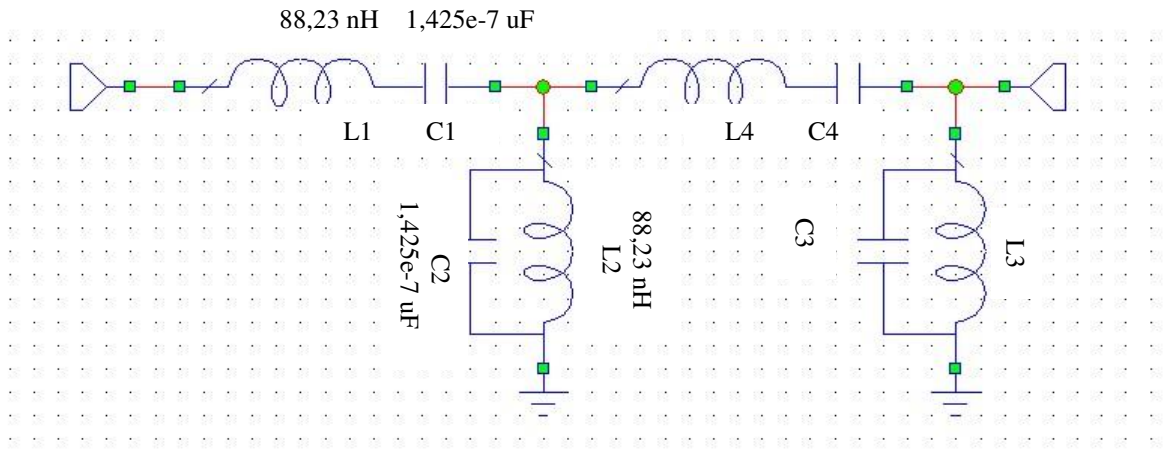
Tablo 4.3.'de, verilen prototip elemanları kullanılarak hesaplanan indüktans ve kapasitans değerlerini göstermektedir.

Tablo 4.3. Hesaplanan kapasitör ve indüktör değerleri.

Eleman	Elemanların Değeri
$C_1 = C_4$	1,42549e-7 uF
$L_1 = L_4$	88,23 nH
$C_2 = C_3$	4,1577e-5 uF
$L_2 = L_3$	140,88 nH

Hesaplanan değerler doğrultusunda, Şekil 4.1. 'te yer alan 4. dereceden bant geçiren filtre tasarımı tamamlanmıştır ve toplu elemanlarla AWR programında devre çizilmiştir. Bir bant geçiren filtre için, düşük geçiren prototipte seri indüktör, seri bir LC devresine dönüşürken, bir şönt kapasitör, şönt bir LC devresine dönüşür.

Şekil 4.1. 'de tasarlanan bant geçiren filtre prototipinin elemanları simetrik özellikler taşımaktadır. Bu bağlamda, $C_1 = C_4$, $L_1 = L_4$, $C_2 = C_3$ ve $L_2 = L_3$ eşitlikleri sağlanarak merkez frekansta, Z_0 referans empedansı kullanılarak kapasitör ve indüktör değerleri ile devre tasarımı tamamlanmıştır.



Şekil 4.1. Toplu elemanlarla 1420MHz çalışma frekansında bant geçiren filtre tasarımı.

Toplu elemanlar kullanılarak tasarlanan filtrelerde, kapasitör ve indüktör değerleri her zaman standart komponent üreticilerinin sunduğu değerlerle eşleşmeyebilir. Bu uyumsuzluk, toplu elemanlar yöntemiyle hesaplanan değerlerin gerçek dünya uygulamalarında nadiren karşılaşılan değerler olması sebebiyle ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle, filtrelerin mikroşerit teknolojisi ile tasarlanması daha uygun ve pratik bir çözüm sunmaktadır.

Mikroşerit hatlarının boyutları ve geometrileri, istenilen kapasitans veya indüktans değerlerini hassas bir şekilde elde etmek amacıyla optimize edilebilir. Bu özellik, standart bileşenlerle elde edilemeyen özel değerlerin tasarımını ve üretimini kolaylaştırır. Bu nedenle, filtre tasarımında mikroşerit teknolojisinin kullanılması uygun bir yaklaşım olarak benimsenmiştir. Bölüm 3'te verilen Kuroda dönüşümlerinin bant geçiren bu filtre tasarımında kullanılması uygun olmadığı belirlenmiştir. Bu yüzden saplama yapısı kullanılacaktır.

Teorik bölümde ele alınan mikroşerit tasarım denklemleri uygulanarak, karakteristik admitanslarla ilişkili genişlikler ve yarım dalga boyları hesaplanabilmektedir. Sonuçlar Tablo 4.4 'te özetlenmiştir. Bant geçiren filtre prototipi kullanılarak dağıtılmış elemanlara sahip bir filtre oluşturmak için yarım dalga ve çeyrek dalga saplama filtre tasarım metodolojileri uygulandı. Bant geçiren filtre tasarımı ve performansı detaylı bir şekilde ele alınmıştır.

4.2.2. Dağıtılmış elemanlarla bant geçiren filtre tasarımı

Bu bölümde, mikroşerit teknolojisi kullanılarak bant geçiren bir filtre tasarımı ele alınacaktır. Şekil 4.1. mikroşerit tasarıma uygun bir devreye dönüştürülür. Bu aşamada, her bir hat parçası için elektriksel uzunluklar hesaplanır.

$$\theta = \beta l = \frac{2\pi l}{\lambda} \quad (4.5)$$

Burada β faz sabiti, λ ise mikroşerit hattının dalga boyudur. Bu teknoloji, devrelerin mikroşerit eşleniğine dönüşmesini sağlayarak istenilen değerlerin elde edilmesini mümkün kılar.

İlk olarak, devrede ihtiyaç duyulan kapasitör ve indüktör değerleri belirlenir. Bu değerler, mikroşerit hatlarının karakteristik empedansı (Z_0) ve uzunluğu (l) ile ilişkilendirilir.

İhtiyaç duyulan kapasitans veya indüktans değerine ulaşmak için mikroşerit hattının genişliği (W), uzunluğu (l) ve dielektrik malzemesi seçilir. Mikroşerit hattın karakteristik empedansı, genişlik ve dielektrik sabiti (ϵ_r) ile belirlenir. Bu adımda, aşağıdaki formüller kullanılabilir:

Açık sonlandırmalı saplamalar için kullanılacak dalgaboyu değeri, denklem (4.6) aracılığıyla belirlenmektedir ($c=3 \times 10^8$ m/s).

$$\lambda = \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.6)$$

Burada;

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{1,42 \times 10^9 \times \sqrt{3,66}} \approx 0,111 \text{ m}$$

olarak bulunur.

Mikroşerit filtre tasarımını oluşturabilmek için Bölüm 3’de yarım dalga ve çeyrek dalga saplama filtre denklemleri ile saplama yapılarının uzunluk ve kalınlık hesabı yapılmıştır. Dördüncü dereceden bir saplama filtresi için hesaplanan admitans ve saplama boyutları Tablo 4.4’te verilmiştir.

Tablo 4.4. Mikroşerit tasarım özellikleri.

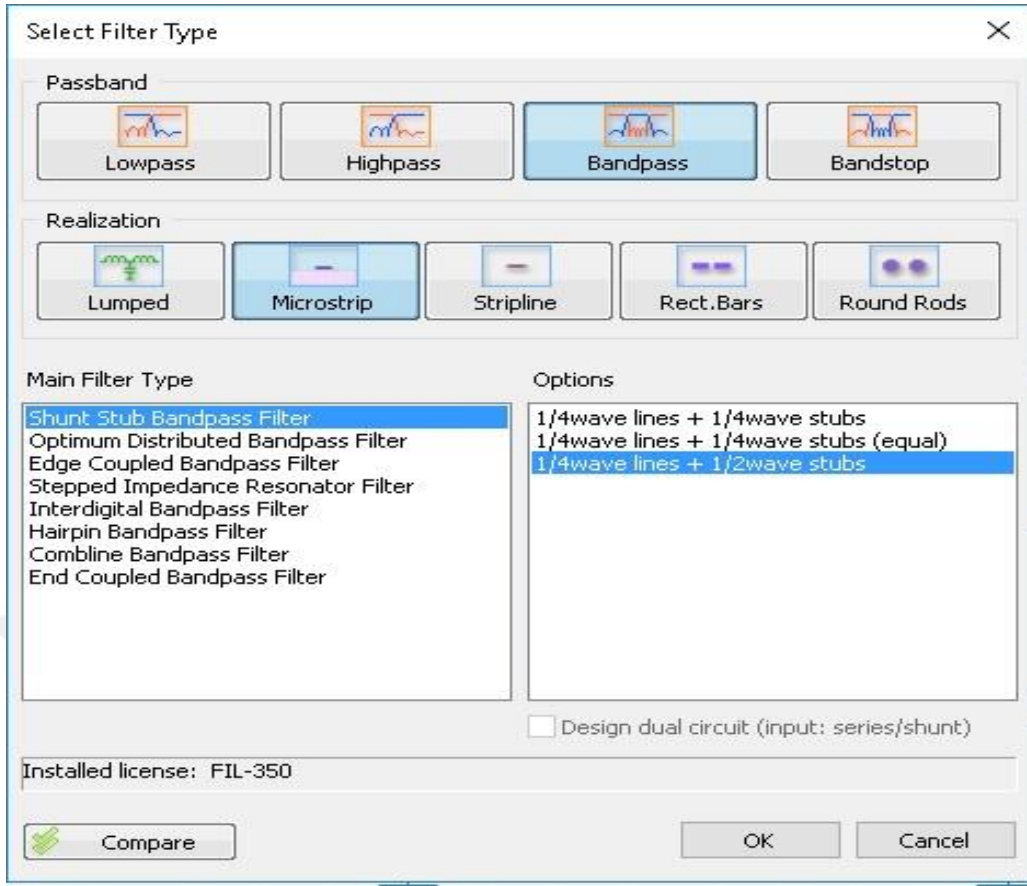
i	Elektriksel Uzunluklar	Y_i (mhos)	$Y_{i,i+1}$ (mhos)	W_i (mm)	L_i (mm)
1	178,6°	0,12432	0,02527	11,14	57,55
2	80°	0,20225	0,02527	18	55,9
3	178°	0,20225	0,02527	18	55,9
4	80,3°	0,12432		11,14	57,55

Bu hesaplama adımımda, elektromanyetik simülasyon yazılımları kullanılabilir. Tasarlanan mikroşerit hattının performansı, simülasyon yazılımları ile doğrulanır. Gerektiğinde, mikroşerit hattının boyutları ve malzeme özellikleri optimize edilir.

4.3. AWR ile Optimizasyon Çalışmaları

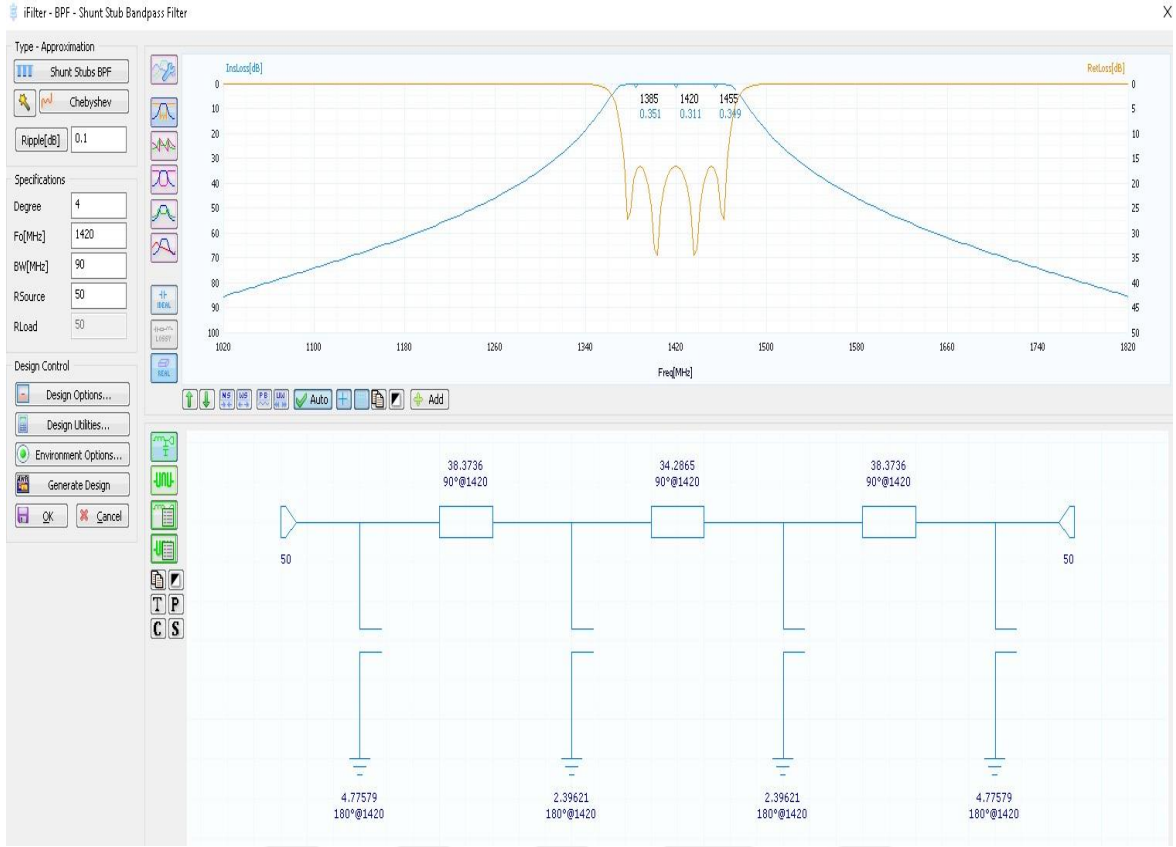
Bu bölümde ilk olarak, tez çalışmasında sunulacak olan filtre üretimi öncesinde AWR yazılım paketinde “iFilter” ile gerçekleştirilen simülasyon ve optimizasyon çalışmaları anlatılmıştır. Filtre tasarımı için tercih edilen AWR 14.7 programında belirli filtre türü, yaklaşım yöntemi, kesim frekansı ve filtre derecesi gibi kritik bilgileri ayarlayarak filtrenin benzetimi yapılmakta ve istenen filtre tepkisinin elde edilebileceği değerlendirilmektedir.

Tasarlanacak filtre için seçilen RO4350B malzemenin özelliklerine göre dielektrik sabiti $\epsilon_r = 3,66$ ve kalınlığı $h = 0,508$ mm olarak belirlenmiştir. Kullanılan alt tabakanın kalınlığı azaldıkça, daha yüksek frekanslarda tasarımlar gerçekleştirilebilir. 0,508 mm kalınlık, istenilen frekans çalışma aralığı için yeterli bulunmuştur. Kullanılacak malzeme bilgisi girildikten sonra, Şekil 4.2. 'de görüldüğü gibi tasarlanmak istenen filtre tipi ve yapısı seçilerek süreç ilerletilir. Bu çalışma için bant geçiren ve mikroşerit (microstrip) yapı seçilmiştir. Ana filtre tipi (Main Filter Type), dağıtılmış filtre (Distributed Stubs Filter) olarak belirlenmiş, opsiyon olarak da $\lambda/2$ saplama filtresi (1/4wave lines+1/2wave stubs) seçilmiştir.



Şekil 4.2. Filtre tipinin seçilmesi.

Filtre tipinin belirlenmesinin ardından, tasarlanacak filtrenin hangi tasarım yöntemine göre gerçekleştirileceği kararlaştırılmıştır. Bu çalışmada, Şekil 4.3'te gösterildiği gibi yaygın olarak kullanılan filtre karakteristiklerinden biri olan Chebyshev filtresi tercih edilmiştir. Simülasyon sırasında, farklı filtre karakteristikleri değerlendirildiğinde, en keskin geçiş özelliklerine Chebyshev filtresinin sahip olduğu gözlemlenmiştir. Bunu takiben, çeşitli dereceler (n) girilerek en uygun filtre yanıtı incelenmiştir.



Şekil 4.3. Chebyshev Filtre yaklaşımı ile 4.dereceden filtre tasarımları.

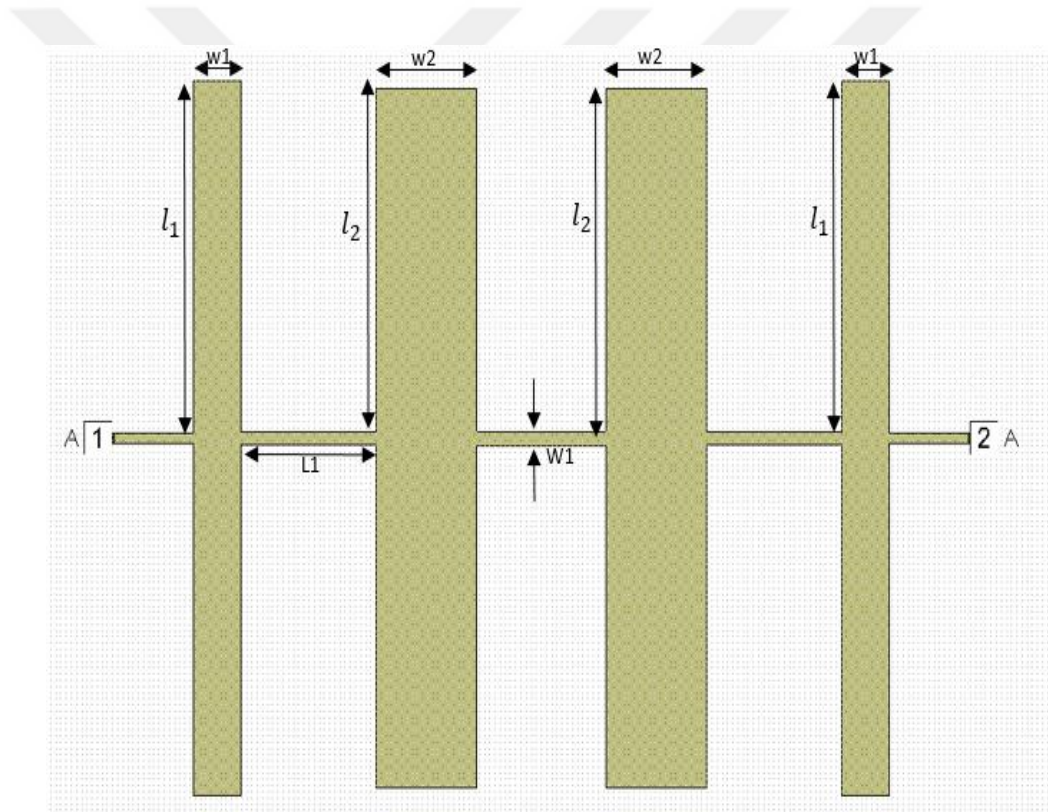
Benzetim sürecinde, Chebyshev filtre derecesinin artırılmasıyla yüksek bastırma oranı ve hızlı geçiş bölgesi elde edildiği gözlemlenmiştir. Filtre derecesi arttıkça, geçiş bandında istenmeyen sinyallerin daha etkili bir şekilde zayıflatılması sağlanırken, durdurma bandı eğimi de artmaktadır. Ancak, bastırma oranındaki bu artış, kullanılan bileşen sayısının da artmasına neden olur. Bu durum, filtrenin fiziksel boyutlarının büyümesine yol açabilir ve üretim açısından zorluklar yaratabilir. Bu nedenle, filtre tasarım sürecinde bu parametre dikkatle değerlendirilmelidir.

Optimizasyon çalışmaları sırasında, gerekli parametre değerlerine en yakın ve en iyi performans, 4. ve 6. dereceden Chebyshev filtre tasarımlarında elde edilmiştir. Ancak, 6. dereceden Chebyshev filtre tasarımı, boyut açısından daha az kompakt olduğundan, üretim ve uygulama süreçlerinde zorluklar oluşturabilir. Bu nedenle, mevcut filtre tasarımında 4. dereceden Chebyshev filtre ile çalışmaya devam edilmiştir. Şekil 4.3, bu filtre tasarımlarını görsel olarak sunmaktadır.

Şekil 4.3. 'ün sol tarafında görülen parametrelerden "Filtre Derecesi (Degree)", "Bant Geniştirliği (BW)" ve "Kaynak Empedansı" (Rsource – giriş uyumlanması için 50 ohm

olarak belirlenmiştir) değerleri girilerek "Tasarımı Oluştur" (Generate Design) seçilmiştir. Sağ üstte filtre cevabı ve sağ altta filtre yapısı elde edilmiştir. Filtre yapısında görülen ölçüm değerleri mm cinsinden verilmiştir.

AWR ile optimize edilen mikroşerit filtrenin yerleşimi Şekil 4.4. 'te verilmiştir. Burada $\lambda/2$ açık devre rezonatörlü saplamaların uzunluğu, genişliği ve iletim hatlarının ölçümleri yapılmıştır. Bu çalışma sonucunda, tasarımın üretim için uygunluğu değerlendirilmiş ve ölçüm sonuçlarına göre optimize edilmiştir. Tasarlanan 1420MHz çalışma frekansına ve dar bant genişliğine sahip bant geçiren filtre, mikroşerit yapı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bu sayede, filtre hem teorik performansını sağlayacak hem de pratik üretime uygun hale getirilmiştir.



Şekil 4.4. $\lambda/2$ Açık devre rezonatörlü saplamalardan oluşan 4. dereceden mikroşerit filtre yerleşimi.

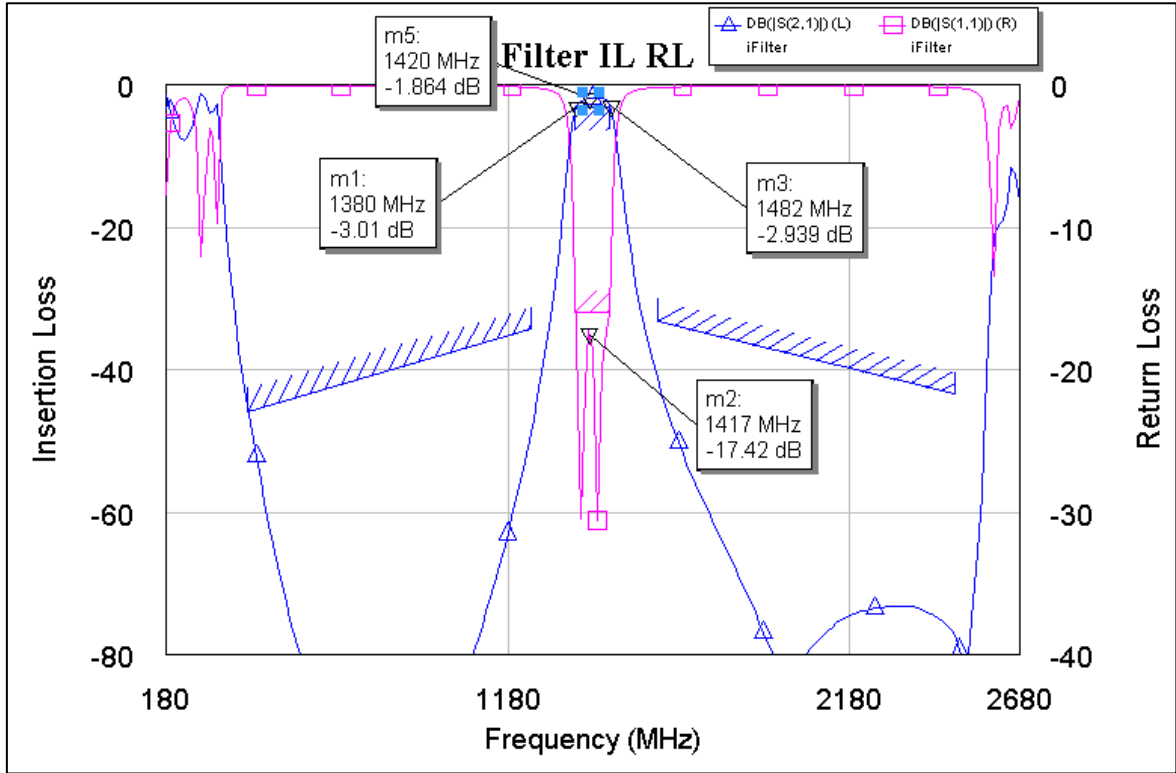
$$w_1=11,139 \text{ mm}, w_2=18,795 \text{ mm}, l_1 = 57,55 \text{ mm}, l_2 =55,9 \text{ mm}, L1=25,5 \text{ mm}$$

$$W1=1,6 \text{ mm}$$

Filtrenin üretime uygunluğu açısından, bu tasarımda mikroşerit hat kalınlıklarının belirli sınırlar içinde tutulması gerekmektedir. Mikroşerit tasarımlarında üretim sınırları göz önüne alındığında, en düşük hat kalınlığının limiti genellikle 10 mikron (10 μm) olarak

belirlenmiştir. Bu nedenle, hat kalınlığı dikkate alınarak tasarım çıktıları değerlendirilmiştir.

Daha sonra gerçek filtre tepkisini elde etmek için dielektrik kayıplarını içeren EM simülasyonu uygulandı. Simülasyon değerleri, filtre yanıtında ekleme kaybı ve yansıma kaybı gibi istenen sonuçları elde etmek için optimize edildi.



Şekil 4.5. Mikroşerit filtre simülasyon sonuçları.

Şekil 4.5. 'te görüldüğü üzere süzgeç sentezi sürecinde 2. harmoniklerin olduğu görülmüştür. Bu durum, filtrenin bant genişliğini artırabilir ve istenmeyen sinyallerin iletimini etkileyebilir. Özellikle, 2. harmoniklerin yüksek seviyelerde olması durumunda, sistem performansını düşürebilir ve istenmeyen çapraz modülasyon veya frekans bozulması gibi etkilerin ortaya çıkmasına neden olabilir. Filtre performansı üzerinde önemli etkilere sahip olan bu harmonikler, 4.4 başlığında harmonik bastırma için yapılan çalışmalarla ele alınmıştır.

4.4. Harmonik Bastırma

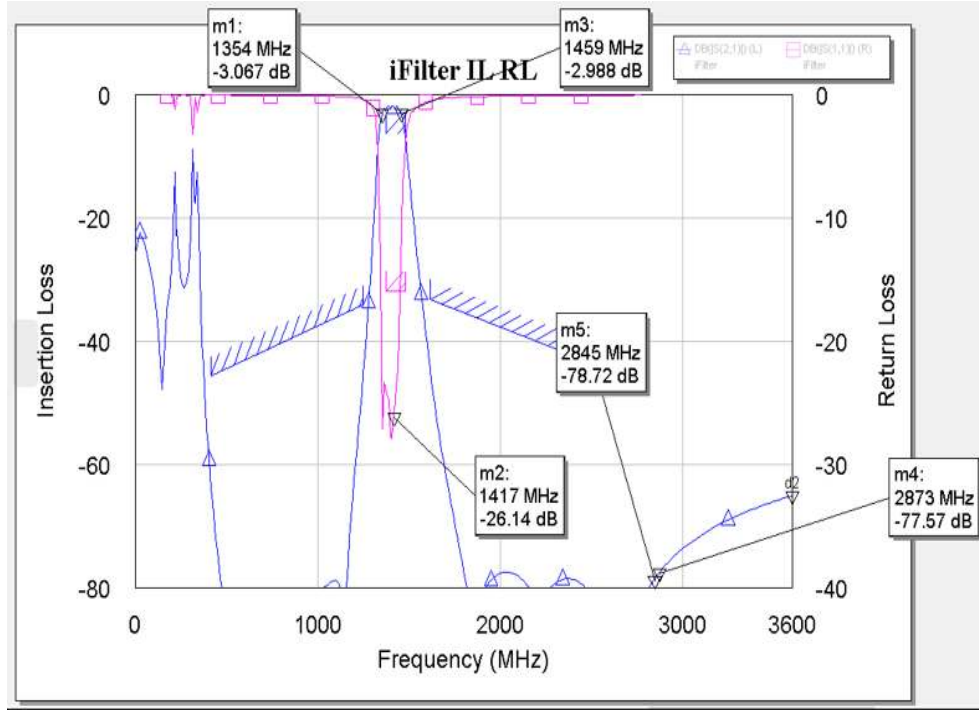
Yarı dalga açık devreli saplama süzgeç yöntemi tercih edildiğinde, oluşan ikinci ve üçüncü harmoniklerin bastırılması gerekmektedir [15]. Duyarlı bir alıcıya dış bant

sinyallerinin ulaşmasını engelleyerek girişim miktarını azaltmak için, bant geçiren filtrelerin $2f_0$ 'ı içeren daha geniş bir üst durdurma bandına ihtiyaç duyulabilir. Ancak, yarım dalga rezonatörlerden oluşan birçok bant geçiren filtresi, doğal olarak $2f_0$ 'da yanıtıcı bir geçiş bandına sahiptir [15]. Bu yanıtıcı geçiş bandını bastırmak için, tasarlanan filtrenin giriş ve çıkışına $\lambda/4$ uzunluğunda kısa devre rezonatörler eklenebilir.

Filtreye eklenen $\lambda/4$ uzunluğundaki kısa devre rezonatörler, belirli harmonik frekanslarda bant durdurma filtresi işlevi görürken, temel frekansta iletimin büyük ölçüde azaldığı bir iletim sıfırı oluştururlar. Bu nedenle, eşdeğer bu rezonatörler eklendikten sonra, süzgeç elektriksel uzunluğun ve frekans tepkisinin çok değişmemesi beklenmektedir. Kısaca eklenen $\lambda/4$ uzunluğundaki kısa devreli saplamalar, ikinci harmonik frekansında bir bant durdurma filtresi (BDF) gibi çalışır [15].

Smith Chart üzerinde de bakıldığında $\lambda/4$ uzunluğunda kısa devre rezonatör faz dönüşümü sağlar ve 2. harmonik frekansında ters fazlı bir sinyal oluşturur. Bu yöntem, 1420MHz bant geçiren filtrenin 2. harmoniğini bastırmak için etkili bir şekilde kullanılabilir.

Filtreye, belirlenen $\lambda/4$ uzunluğunda kısa devre rezonatörlerin AWR'da eklenmesi ve işlem optimizasyonu sonucunda harmonik bastırma gerçekleşmiştir. Şekil 4.6, harmonik bastırma ve optimizasyon işleminden sonra elde edilen filtre simülasyon sonuçlarını sergiler. Optimizasyonun ardından, tasarımın düzeni Şekil 4.7'de gösterilmiştir. Gözlemlenen, 2. harmoniklerin bastırılmış olması, eklenen $\lambda/4$ hatlarının 2. harmonik için bant durduran filtre görevi gördüğünü yansıtır. Tüm gereksinimler başarıyla doğrulanmıştır ve filtre tasarımı tamamlanmıştır.



Şekil 4.6. İkinci Harmonik bastırma işleminden sonra frekans yanıtı.

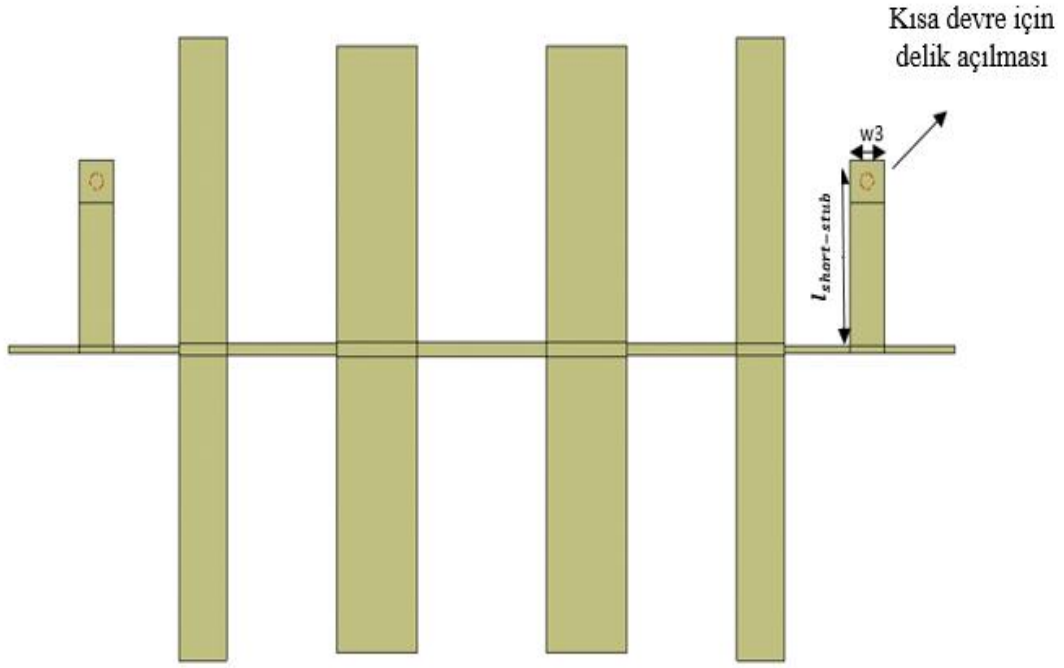
Tasarım denklemlerini ve AWR TX Line hesaplama aracını kullanarak empedans değerlerini elde ediyoruz.

$$Z_1 = Z_4 = 9,85 \text{ ohm}, Z_2 = Z_3 = 6,10 \text{ ohm}, Z_{\text{short-stub}} = 14 \text{ ohm}$$

$$Z_{12} = Z_{34} = 34,3 \text{ ohm}, Z_{23} = 32,12 \text{ ohm}$$

$$w_1 = 11,139 \text{ mm}, w_2 = 18,795 \text{ mm}, l_1 = 57,55 \text{ mm}, l_2 = 55,9 \text{ mm}, L_1 = 25,5 \text{ mm}, W_1 = 1,6 \text{ mm},$$

$$w_3 = 8 \text{ mm}, l_{\text{short-stub}} = 30 \text{ mm}$$

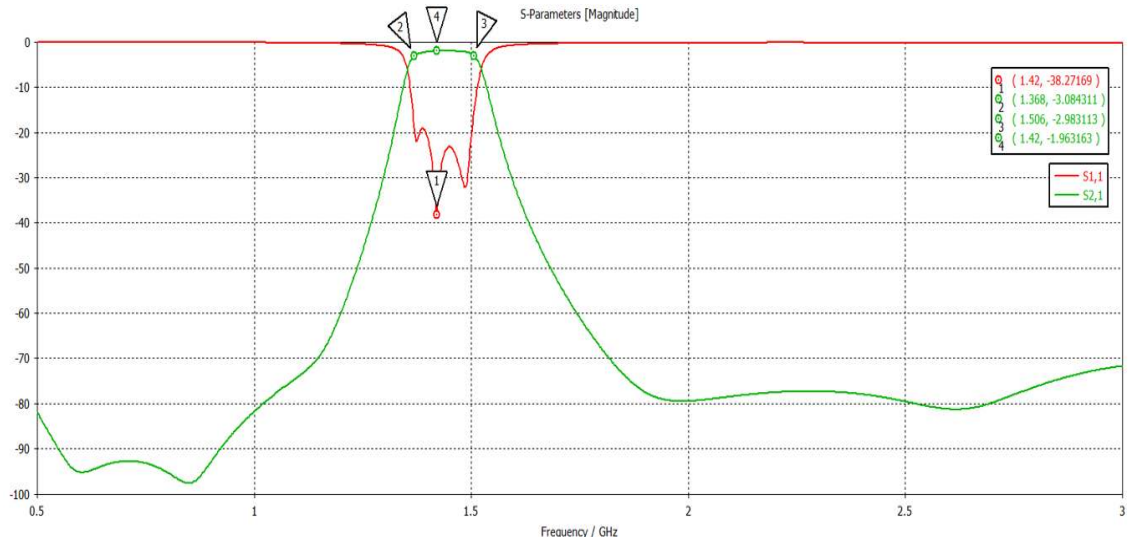


Şekil 4.7. İkinci Harmonik bastırılmış filtrenin yeni yerleşimi.

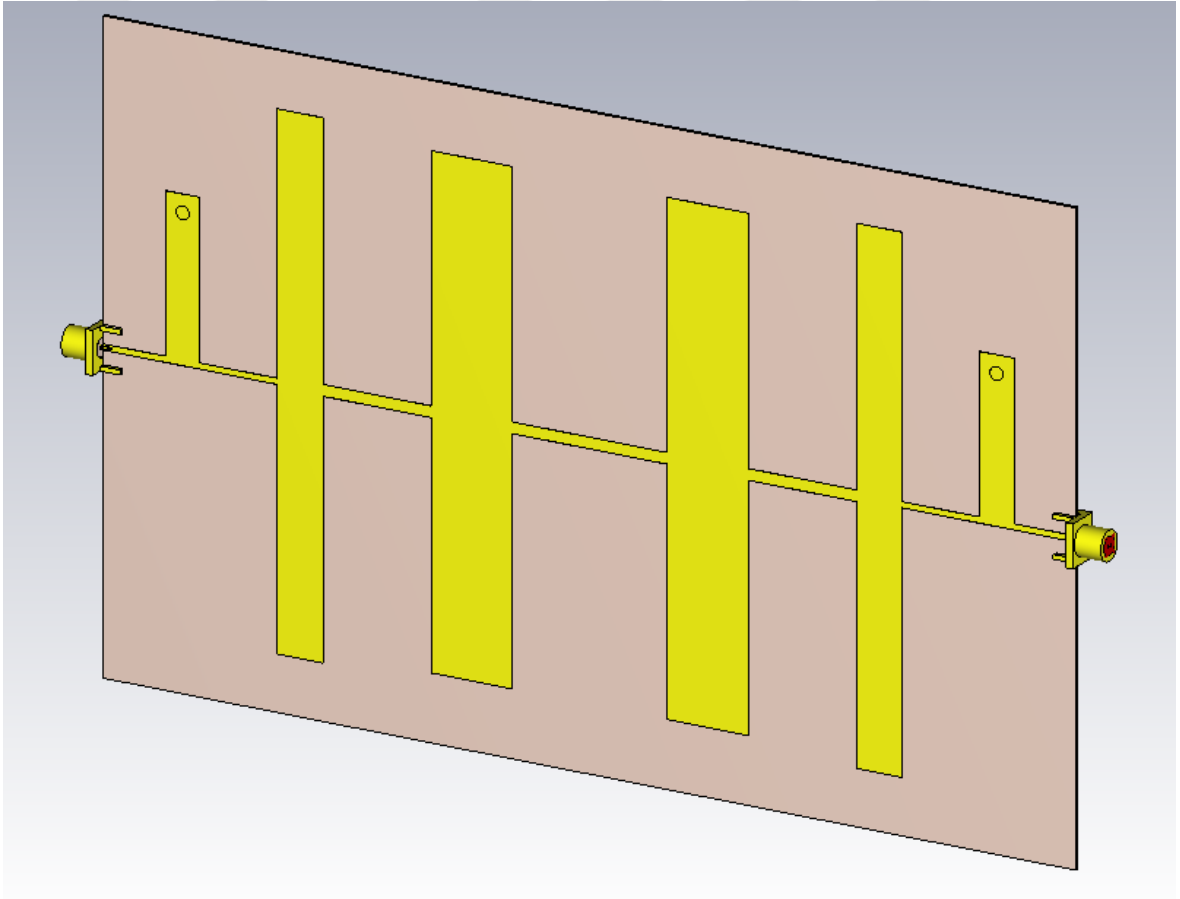
Tablo 4.5. Nihai filtre özellikleri.

Filtre Türü	Mikroşerit Bant Geçiren
f_0	1420MHz
$s_{21}(@f_0)$	2 dB
$s_{11}(@f_0)$	26 dB
Bant Genişliği	100MHz
İkinci Harmonik Bastırma	60 dB

Simülasyon ile istenilen filtre tepkisi elde edildikten sonra filtrenin üretim aşamasına geçmeden önce ayrıca CST programı ile de EM simülasyonları yapıldı. Filtrenin üretimden önce başka bir simülasyon programı kullanarak kontrolleri sağlandı.



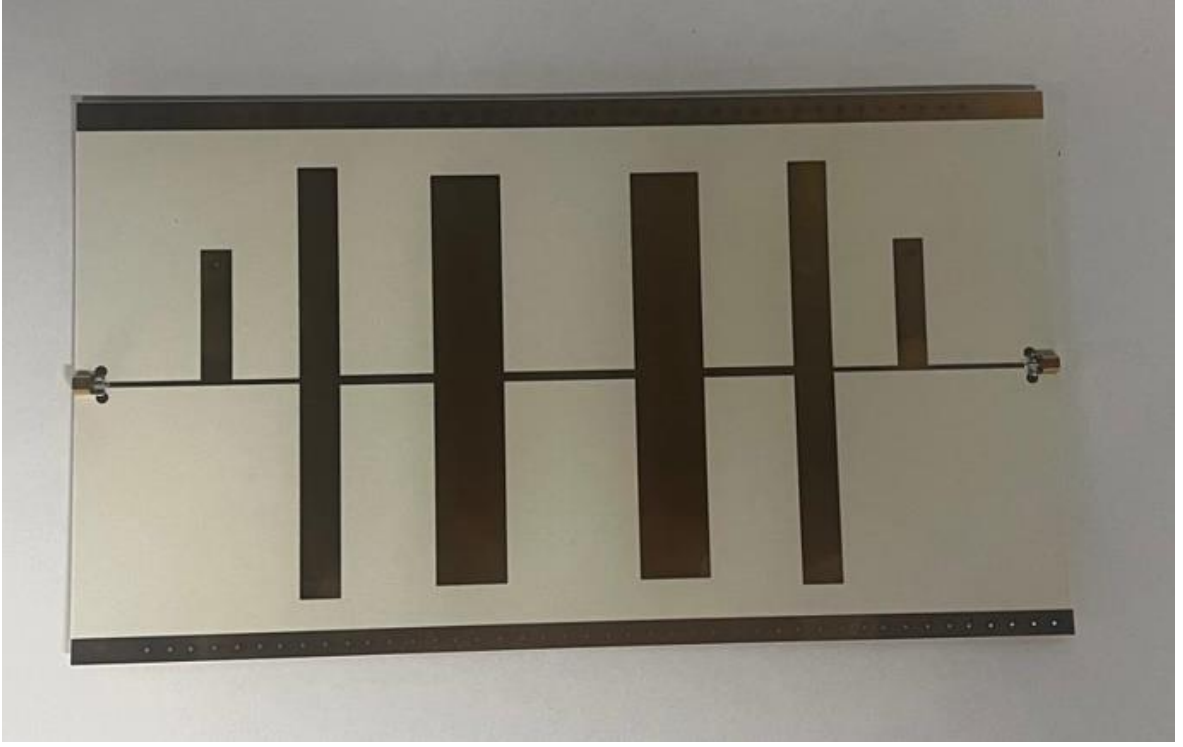
Şekil 4.8. Nihai filtrenin CST ile EM simülasyonu.



Şekil 4.9. Nihai filtrenin CST ile üç boyutlu gösterimi.

4.5. Filtre Üretimi ve Ölçümler

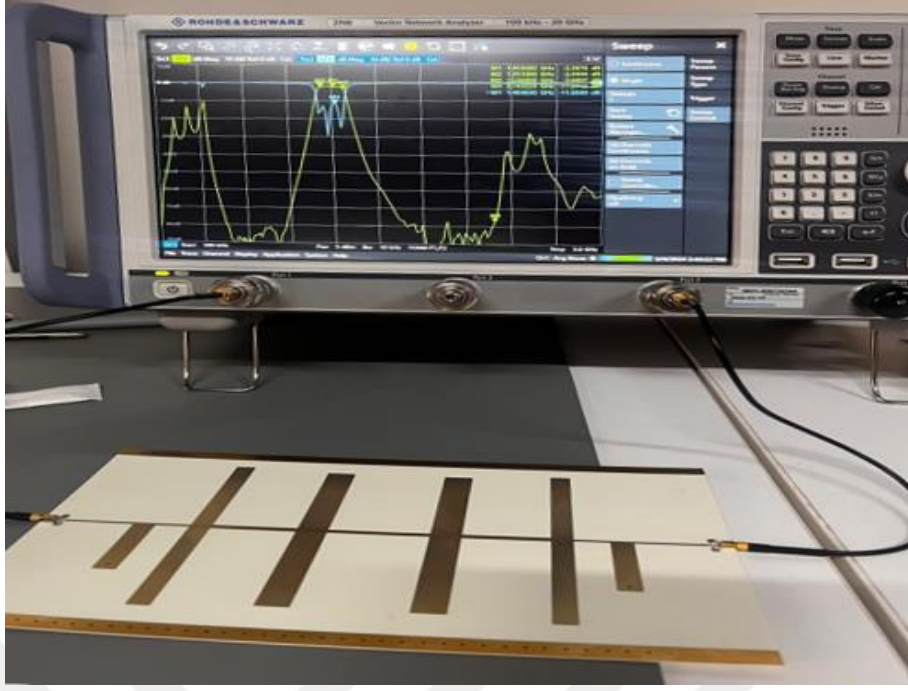
Filtrenin üretiminde, dielektrik sabiti 3,66 ve kalınlığı 0,508 mm olan ROGERS 4350B taban malzemesi kullanılmıştır. Üretilen filtrenin besleme hatlarıyla birlikte boyutu 120×250 mm olarak ölçülmüştür.



Şekil 4.10. Üretilen filtre.

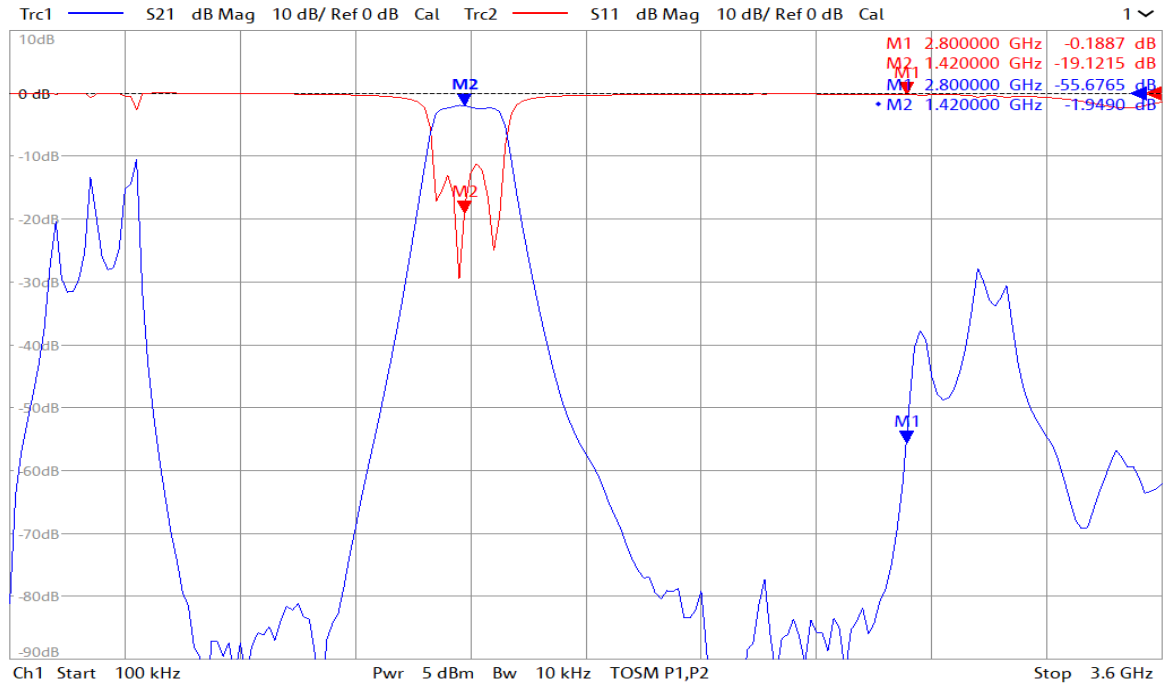
Filtrenin kullanılacağı sistemde sinyal iletiminin daha iyi olması ve sistemde sinyal karışımı gibi sorunların önlenmesi amacıyla, filtre üretimi yapılmadan önce GCPW (Grounded Coplanar Waveguide) yöntemi ile via eklemeleri yapılmıştır. Bu süreçte, filtrenin etrafına bir dizi via eklenerek kısa devre oluşturulmuştur. GCPW yöntemi, mikroşerit hatların yanındaki topraklama düzlemleri ile kısa devre oluşturarak istenmeyen modları baskılamakta ve sinyal bütünlüğünü artırmaktadır. Bu yöntem, özellikle yüksek frekanslı devrelerde parazit ve sinyal yansımasını minimize ederek filtre performansını iyileştirmektedir.

Tasarımı yapılan filtre üretildikten sonra ölçümleri Şekil 4.11. 'de görülen HP 8720C Network Analizör ile ekleme kaybı, bant içi yansıma kaybı ve bant genişliği gibi ölçümler yapılmıştır.



Şekil 4.11. VNA ile test edilen filtre.

Şekil 4.12. , Network Analizör üzerinde yapılan ölçümlerde filtrenin frekans tepkisini göstermektedir. Filtrenin frekans tepkisinin teorik sonuçlarla uyumlu olduğu görülmüştür. Temel geçiş bandında S21 yaklaşık -2 dB ve S11 yaklaşık -30 dB değerleriyle gereksinimlere oldukça yakın sonuçlar elde edilmiştir.



Şekil 4.12. Network analizör ile S parametreleri.

Ayrıca, filtre ölçümlerinde 2. harmoniklerin bastırılmış olduğu ve frekans tepkilerinin gereksinimleri karşıladığı tespit edilmiştir. Bu sonuçlar, benzer filtrelerle karşılaştırıldığında radyo astronomi uygulamaları için uygun değerler sunmaktadır. Ölçüm ve simülasyon sonuçları Tablo 4.6’da karşılaştırılmıştır.

Tablo 4.6. Simülasyon - üretim sonuçları karşılaştırma.

	Çalışma frekansı	Bant genişliği	S11 değeri	S21 değeri	2.Harmonik bastırma değeri
Simülasyon Sonuçları	1420MHz	100MHz	-40 dB	-1,5 dB	-60 dB
Üretim Sonuçları	1420MHz	110MHz	-30 dB	-2,5 dB	-30 dB

5. SONUÇ

Bu tez çalışması kapsamında, radyo astronomi uygulamaları için 1420MHz çalışma frekansında mikroşerit bant geçiren bir filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Radyo astronomi uygulamalarının RF sistemlerinde kullanılmak üzere, $\lambda/2$ uzunluğundaki açık devre saplamaları ve $\lambda/4$ uzunluğundaki iletim hatları kullanılarak dar bant mikroşerit bant geçiren filtre tasarlanmıştır. Filtre, Chebyshev genlik tepkisine göre optimize edilmiştir. Tasarlanan filtrenin ekleme kaybı (S21) yaklaşık -2 dB, yansıma katsayısı (S11) -30 dB ve 3 dB bant genişliği 110MHz olarak ölçülmüştür. Filtrenin kesirsel bant genişliği (%KBG) ise yaklaşık %7 olarak hesaplanmıştır.

Dar bant genişliğine sahip tasarlanan filtre, ikinci harmonik reddi karakteristiğine de sahiptir. Yarım dalga açık devre filtresine $\lambda/4$ kısa devre saplamalarının eklenmesiyle, ikinci harmonikler başarıyla bastırılmıştır. Tasarım, teorik olarak başarıyla gerçekleştirilmiş ve deneysel olarak doğrulanmıştır.

Filtre tasarımında kullanılan RO4350B dielektrik malzemesi, düşük kayıp ve yüksek performans özellikleri nedeniyle tercih edilmiştir. Optimizasyon sürecinde, farklı simülasyon programları kullanılarak filtre performansı ayrıntılı bir şekilde incelenmiştir. Bu simülasyonlar, filtrenin üretiminde kullanılacak parametrelerin belirlenmesinde önemli bir rol oynamıştır. Üretim sonrası, filtre S parametre ölçümleri laboratuvar ortamında yapılarak teorik ve simülasyon sonuçları ile uyumlu olduğu doğrulanmıştır. Deneysel filtre, kompakt boyutlarda olup düşük ekleme kaybı, yüksek bastırma oranı ve yüksek seçicilik sağlamaktadır. Bu nedenle, dar bant genişliğine sahip filtre, radyo astronomi uygulamalarında potansiyel kullanım alanlarına sahiptir.

Tablo 5.1. Diğer çalışmalar ile karşılaştırma.

Filtre Çalışmaları	Malzeme	Bant genişliği	S_{11}	S_{21}	İkinci Harmonik Bastırılması
Rajendran J. [2]	FR-4	300MHz	10 dB	2 dB	-
Pandian [3]	ULTRALAM-2000	120MHz	30 dB	3 dB	-
Zhang, G [7]	0,787mm-thick Duriod 5870	400MHz	15 dB	0,6 dB	10 dB
Tez çalışması	ROGERS 4350B	110MHz	30 dB	2 dB	40 dB

Bu çalışma, mikroşerit teknolojisinin radyo astronomi alanındaki uygulama potansiyelini ortaya koyarak, gelecekteki bilimsel araştırmalar için değerli bir kaynak sunmaktadır. Filtrenin tasarımında ve optimizasyonunda kullanılan yöntemler ve elde edilen sonuçlar, ilgili alanda önemli katkılar sağlayacaktır.

Literatüre Katkısı ve Geliştirilebilecek Yönler

Bu tez çalışması, dar bant genişliğine sahip mikroşerit bant geçiren filtrelerin radyo astronomi uygulamalarında kullanımını ele alarak literatüre önemli katkılar sağlamaktadır. Geliştirilen bant geçiren filtre, literatürdeki diğer çalışmalara kıyasla belirgin avantajlar sunmaktadır. Yansıma kaybının (S_{11}) oldukça düşük olması, özellikle hassas ölçümlerin yapıldığı radyo astronomi sinyal kalitesini korur ve istenmeyen yansımaları minimize eder.

Ayrıca filtrede, ikinci harmonikler etkili bir şekilde bastırılmıştır. Bu özellik, spektrum verimliliğini artırarak, filtrenin kullanılacak sistemde frekans bant genişliğinin daha etkili kullanmasını sağlar. Bu bastırma sinyal girişimlerinin etkisini minimize ederek, sinyal kalitesini artırır. Bu durum, özellikle hassas ölçüm ve veri iletimi gerektiren radyo astronomi uygulamalarında kritik öneme sahiptir.

Literatürdeki diğer çalışmalarla kıyaslandığında, bu filtrede ekleme kaybının daha yüksek olduğu ve filtre uzunluğunun daha fazla olduğu gözlemlenmiştir. Gelecek çalışmalarda bu dezavantajları azaltmaya yönelik çözümler geliştirilebilir. Filtrenin daha küçük boyutlarda tasarlanması, radyo astronomisi sistemleri için faydalı olabilir. Ayrıca, çevre koşullarına dayanıklılık testleri yapılarak zorlu koşullarda performansı test edilebilir. Bu, özellikle uzay uygulamalarında kritik bir iyileştirme alanıdır.

Bu tez, mevcut literatüre önemli katkılar sağlamanın yanı sıra, yukarıda belirtilen geliştirme alanları ile gelecekteki araştırmalara da yol gösterici olacaktır.



KAYNAKLAR

- [1] Şenel B. “1420 Mhz Radyo Teleskop Uygulamaları İçin Mikroşerit Basamak Empedans Rezonatörlü Bant Geçiren Filtre Tasarımı” *Int. J. of 3D Printing Tech. Dig. Ind.*, 7(1): 9-17, (2023).
- [2] Rajendran J, Peter R, Soman KP. “Design and Optimization of Band Pass Filter for Software Defined Radio Telescope”, *International Journal of Information and Electronics Engineering*, Vol. 2, Pages 649–651, 2012
- [3] Pandian BA, Ganesh L, Inbanathan SSR, Ragavendra KB, Somashekar R, Prabu T. “Galaxy rotation curve measurements with low cost 21 cm radio telescope”, *Sādhana*, Vol. 47, Pages 1–13, 2022.
- [4] Yu, T., Li, C., Li, F., Zhang, Q., Sun, L., Gao, L., Wang, Y., Zhang, X., Li, H., Jin, C., Li, J., Liu, H., Gao, C., Meng, J., & He, Y. (2009). A Wideband Superconducting Filter Using Strong Coupling Resonators for Radio Astronomy Observatory. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(7), 1783.
- [5] Zhu, X., Li, J., Lu, B., Wei, B., Jiang, Y., Jiang, L., & Hu, C. (2023). “A High-Temperature Superconducting Wideband Bandpass Filter at L band for Radio Astronomy”, *Research in Astronomy and Astrophysics*, 2023.
- [6] Yuanzhi Li, Michael J. Lancaster, Frederick Huang, and Neil Roddis “Superconducting Microstrip Wide Band Filter for Radio Astronomy”, School of Electronic, Electrical and Computer Engineering, The University of Birmingham, Edgbaston, Birmingham, B 15 2TT, United Kingdom 2003
- [7] Zhang, G., Lancaster, M. J., & Roddis, N. “Wideband Microstrip Bandpass Filters for Radio Astronomy Applications”. *Proceedings of the 36th European Microwave Conference*, 661-664. Manchester, UK: IEEE (2006).
- [8] Güvenli K. (2022). Mikrodalga Frekanslarında Kullanılacak Yüzey Tümlleşik Dalga Kılavuzu Filtrelerinin Tasarımı, Gerçeklemesi ve Optimizasyonu, Doktora Tezi, *BUÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı*, Bursa.

- [9] Yılmaz, E. (2022). Koaksiyel Hatlarla Alçak Geçiren Filtre Tasarımı ve Üretimi (Yüksek Lisans Tezi). Başkent Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- [10] Ertürk, N.P, (2019). Çift Bantlı Mikroşerit Filtre Tasarımı. Yüksek Lisans Tezi, MCBÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Manisa.
- [11] A. Smith, "Effects of Quality Factor on RF Filter Performance," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 5, pp. 1532-1539, 2012.
- [12] Edwards, T. C., & Steer, M. B. *Foundations for Microstrip Circuit Design*. John Wiley & Sons, Ltd., 2016
- [13] David M. Pozar, "Microwave Engineering," 3rd Ed., John Wiley & Sons Inc., New York, 2005.
- [14] Çağrı Yeleser, 400-1300 MHz Bandı Mikrodalga Devre Analizörü Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, *Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Karadeniz Teknik Üniversitesi*, Trabzon, Türkiye, 2015
- [15] JiaShen G.Hong, M.J.Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications", John Wiley & Sons Inc., 2001
- [16] Thede, L., *Practical Analog and Digital Filter Design*, Ohio: Artech House Inc., 2004
- [17] C. Bowick, "Filter Design," in RF Circuit Design, USA: Howard W. Sams & Company, Inc., 1982
- [18] Pramanick, Protap, and Prakash Bhartia. Modern RF and microwave filter design. Artech House, 2016.
- [19] B. Liu, "Design a bandpass filter for GSM 900: Half wavelength open circuit stubs filter design," M.S. thesis, *Faculty of Engineering and Sustainable Development, University of Gavle*, Sweden, Feb. 2013.
- [20] Özbey, Taha Ahmed. Bağlaşım Matrisi Sentezleme Metoduyla Dar Bantlı Oyuk Filtre Tasarımı. Yüksek lisans tezi, *Başkent Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü*, 2023.

- [21] Şahin. E.G. (2016). Çok Geniş Band Mikroşerit Filtreler. Doktora Tezi, *NÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı*, Niğde.
- [22] Abbas, T., Ahmed, Z., & Ihsan, M. B. (2004). Parallel Coupled Microstrip Band Pass Filter Design using EM-Analysis. *8th International Multitopic Conference*, 2004. Proceedings of INMIC 2004. Lahore, Pakistan: IEEE.
- [23] J. L. Jonas, "The 2326 MHz Radio Continuum Emission of the Milky Way," PhD thesis, *Rhodes University*, 1998.
- [24] Carlos A. Leal-Sevillano a, Giampaolo Pisano b José R. Montejo-Garai a, Development of low loss waveguide filters for radio-astronomy applications, *Infrared Physics & Technology* 61, 2013
- [25] J. D. Kraus, Radio Astronomy. 2nd ed. Powell, Ohio: *Cygnus-Quasar Books*, Durham, 1986.
- [26] Ghamsari, Mohammad Hossein Koohi, Erfan Azizkhani, and Javad Ghalibafan. "Open-stub based spurious harmonic suppression method for Microstrip Coupled Line Filter." arXiv preprint arXiv:2108.13770 (2021)
- [27] I.C. Hunter, "Theory and Design of Microwave Filters," *Stevenage*, U.K. IEEE, 2001