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

# KOAKSIYEL HATLARLA ALÇAK GEÇİREN FİLTRE TASARIMI VE ÜRETİMİ

**HAZIRLAYAN**

**EBRU YILMAZ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**ANKARA – 2022**

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

# KOAKSIYEL HATLARLA ALÇAK GEÇİREN FİLTRE TASARIMI VE ÜRETİMİ

**HAZIRLAYAN**

**EBRU YILMAZ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**TEZ DANIŞMANI**

**DR. ÖĞR. ÜYESİ MURAT ÜÇÜNCÜ**

**ANKARA - 2022**

**BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ**
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Elektronik Mühendisliği Tezli Yüksek Lisans Programı çerçevesinde Ebru Yılmaz tarafından hazırlanan bu çalışma, aşağıdaki jüri tarafından Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Savunma Tarihi: 21 / 04 / 2022

**Tez Adı:** Koaksiyel Hatlarla Alçak Geçiren Filtre Tasarımı ve Üretimi

| **Tez Jüri Üyeleri ( Unvanı, Adı – Soyadı, Kurumu )** | **İmza** |
|---|---|
| Prof. Dr. Sedat NAZLIBİLEK , Başkent Üniversitesi | ..……...… |
| Dr. Öğretim Üyesi Çağlar ARPALİ , Çankaya Üniversitesi | ..……. |
| Dr. Öğretim Üyesi Murat ÜÇÜNCÜ , Başkent Üniversitesi | …… |

**ONAY**

Prof. Dr. Ömer Faruk ELALDI

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Tarih: … /… / 2022

**BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ**
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**
**YÜKSEK LİSANS TEZ ÇALIŞMASI ORJİNALLİK RAPORU**

Tarih: 25/04/2022

| | | |
|---|---|---|
| Öğrencinin Adı, Soyadı | : | Ebru YILMAZ |
| Öğrencinin Numarası | : | 21920318 |
| Anabilim Dalı | : | Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı |
| Programı | : | Elektrik-Elektronik Mühendisliği Tezli Yüksek Lisans Programı |
| Danışmanın Adı, Soyadı | : | Dr. Öğr. Üyesi Murat ÜÇÜNCÜ |
| Tez Başlığı | : | Koaksiyel Hatlarla Alçak Geçiren Filtre Tasarımı ve Üretimi |

Yukarıda başlığı belirtilen Yüksek Lisans tez çalışmamın; Giriş, Ana Bölümler ve Sonuç Bölümünden oluşan toplam 71 sayfalık kısmına ilişkin, 23/04/2022 tarihinde tez danışmanım tarafından Turnitin adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezimin benzerlik oranı % 9'dur.

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**

25/04/2022

Öğrenci Danışmanı

Dr. Öğr. Üyesi Murat ÜÇÜNCÜ

# TEŞEKKÜR

Yüksek Lisans eğitimime başlamaya teşvik eden arkadaşım Mustafa Çerçi ve babam İmdat Yılmaz'a, büyük özveride bulunan annem Ayfer Yılmaz'a, her zaman yanımda olan kardeşlerim Burcu, Duru ve nişanlım Muharrem Aygün'e teşekkür ederim.

Yüksek Lisans çalışmalarım süresince planlı ve düzenli yönlendirmeleri ile beni her zaman cesaretlendiren ve bana olan inancını daima hissettiren danışman hocam Murat Üçüncü'ye çok teşekkür ederim.

Tezimde üzerinde çalıştığım filtrenin tasarım ve üretim aşamasında RFTR A.Ş. teknik imkânlarını, üretim altyapılarını ve laboratuvarlarını kullanmama imkân sağlayan, uygulama deneyimleri ile tezimin olgunlaşmasına katkı sağlayan Dr.Vahdettin Taş ve Dr.Necip Şahan başta olmak üzere tüm RFTR ailesine teşekkürü borç bilirim.

# ÖZET

**EBRU YILMAZ**

**KOAKSIYEL HATLARLA ALÇAK GEÇİREN FİLTRE TASARIMI VE ÜRETİMİ**

**Başkent Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**2022**

Günümüz haberleşme sistemlerinde büyük bir sorun olarak görülen istenmeyen sinyalleri (gürültü) bastırmak ve iletilmesi istenen sinyallerin elektro manyetik ortamdaki diğer sinyaller ile karışmasını engellemek amacı ile filtre kullanımı önem arz etmektedir. Bununla beraber iletişim teknolojilerinde daha geniş bant genişliği ve daha yüksek güce olan talep de sürekli artmaktadır.

Sinyal saflığı üzerindeki kısıtlamalar korunurken iletişim şemalarının karmaşıklığı artar. Yüksek sinyal saflığı kıstasları, özellikle yüksek güç ve yüksek frekanslarda mikrodalga filtrelerinin kullanımını gerektirmektedir. Yüksek güç kapasitesine ve düşük ekleme kaybına sahip mikrodalga filtreler, birçok iletişim sisteminde kritik yapı taşlarıdır. Bu tezde, koaksiyel iletim hattı kullanarak alçak geçiren filtre tasarlanmıştır. Filtre tasarımında mikrodalga ve 3 boyutlu elektromanyetik simülatörlerden yararlanılmıştır. Tasarımı yapılan filtre üretilmiştir. Üretilen filtrenin temel özellikleri RF ölçüm cihazları kullanılarak karakterize edilmiş ve tasarımı yapılan filtrenin özellikleri ile mukayese yapılmıştır. Tasarlanan filtre ile üretilen filtrenin frekans cevaplarının birbirine çok yakın olduğu gösterilmiştir.

Netice olarak, bu tezde koaksiyel iletim hattı kullanılarak 6 GHz geçiş bandında 23 dB geri dönüş kaybına sahip ve 9 GHz'de 50 dB civarı bastırma sağlayan bir alçak geçiren filtre tasarımı ve üretimi yapılmıştır.

**ANAHTAR SÖZCÜKLER:** Koaksiyel Filtre, Mikroşerit Filtre, Geri Dönüş Kaybı, Ekleme Kaybı.

**Danışman:** Dr. Öğr. Üyesi Murat ÜÇÜNCÜ, Başkent Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

## ABSTRACT

**Ebru YILMAZ**

**LOW PASS FILTER DESIGN AND MANUFACTURE WITH COAXIAL LİNES**

**Baskent University Institute of Science**

**Department of Electrical and Electronics Engineering**

**2022**

The use of electronic filters has become very important to suppress undesired signals such as noise and allow the desired signal transmission without interfering with other signals available in electromagnetic spectrum, which is a challenging problem in today's communication. On the other hand, the demand for broader bandwidth and higher power in communication technologies are constantly increasing.

The strict restrictions on signal purity results in the increase of the complexity of the trasmisson system used. It becomes necessary to use microwave filters especially in high frequency and high power aplications. Therefore, microwave filters with high power and low insertion loss are the basic building blocks in several communication systems.

In this thesis, a low pass filter using coaxial transmission line is designed. Microwave and 3D electromagnetic simulators were used to facilitate the design. The designed filter is produced and characterized by using standardized RF measuring devices. It has been shown that the frequency response of the designed filter and manufactured filter is very close to each other.

As a result, a Low Pass Filter with a cut off frequency of 6 GHz with 23 dB return loss and a sharp attenuation of approximately 46 dB at 9 GHz is designed and produced by using coaxial transmission lines successfully.



**KEYWORDS:** Coaxial Filter, Microstrip Filter, Return Loss, Insertion Loss.



**Advisor:** Assistant Prof. Dr. Murat ÜÇÜNCÜ, Baskent University, Department of Electrical and Electronics Engineering

# İÇİNDEKİLER LİSTESİ

**Sayfa**

**TEŞEKKÜR** ..... **i**

**ÖZET** ..... **ii**

**ABSTRACT** ..... **iii**

**İÇİNDEKİLER LİSTESİ** ..... **iv**

**EKLER** ..... Hata! Yer işareti tanımlanmamış.

**TABLOLAR LİSTESİ** ..... **vi**

**ŞEKİLLER LİSTESİ** ..... **vii**

**SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ** ..... **x**

**1. GİRİŞ** ..... **1**

**1.1. İçerik ve Problem Tanımı** ..... **1**

**1.2. Literatür Çalışmaları** ..... **2**

**2. FİLTRELEME TEMELLERİ** ..... **7**

**2.1. Kalite Faktörü** ..... **7**

**2.2. Hat Parametreleri** ..... **7**

**2.3. Empedans ve Admitans Parametreleri** ..... **8**

**2.4. Saçılma Parametreleri** ..... **9**

**2.5. ABCD Parametreleri** ..... **11**

**2.6. Transfer Fonksiyonu** ..... **12**

**3. FREKANS TÜRLERİ** ..... **15**

**3.1. Frekans Cevap Karakteristiğine Göre Filtreler**

**3.1.1. Butterworth Filtreler**

**3.1.2. Chebyshev Filtreler**

**3.1.3. Eliptik Filtreler**

**3.2. Çalışma Prensibine Göre Filtreler**

3.2.1. Alçak Geçiren Filtreler..…..……...……..21

3.2.2. Yüksek Geçiren Filtreler..…..…….…….…….….21

3.2.3. Bant Geçiren Filtreler..…..……...……..…22

3.2.4. Bant Durduran Filtreler..…..…….…….……..23

4. FİLTRE TASARIMI ..... 24

4.1. Alçak Geçiren Filtre Prototipi.…..…….……..24

4.2. Toplu Elemanlarla Alçak Geçiren Filtre.…….....……..……..…...26

4.3. Dağıtılmış Elemanlarla Alçak Geçiren Filtre …..……..……..…27

4.3.1. Richard's Dönüşümü……..……28

4.3.2. Kuroda Tanımlamaları……..……30

4.4. Koaksiyel Alçak Filtre Tasarımı…..……..……...……33

4.4.1. Kademeli Empedans Filtre Tasarımı…..……..……...…..…33

4.4.2. TEM Dalga Modu ve Koaksiyel Filtre Tasarımı…….…...…..…40

4.4.2.1. Hat Uzunluk Hesabı…….…….……...…..…42

4.4.2.2. Hat Yarıçap Hesabı…….…….…..…...……44

5. SİMULASYON ÇALIŞMALARI ..... 50

5.1. Koaksiyel Filtre Tasarımına İlişkin Simulasyon ve Analiz Çalışmaları .. 50

5.1.1. Toplu Elemanlarla Tasarım ..... 50

5.1.2. Kademeli Empedans Filtre Tasarımı ..... 51

5.1.3. Koaksiyel İletim Hattı ile Filtre Tasarımı ..... 52

5.2. CST'de Gerçekleme Çalışmaları ..... 54

5.3 Filtre Üretimi ve Ölçümler ..... 67

6. SONUÇ ve DEĞERLENDİRME ..... 70

KAYNAKLAR LİSTESİ ..... 72

# TABLOLAR LİSTESİ

Sayfa

Tablo 4.1. 0.5 dB ripple ile Chebyshev Filtre g Değerleri ..... 26
Tablo 4.2. Toplu Kapasitör ve İndüktör Değerleri..... 27
Tablo 4.3. Hatların Elektriksel Uzunlukları ($Z_h = 120\ \Omega, Z_l = 20\ \Omega$)..... 36
Tablo 4.4. Hatların Elektriksel ve Fiziksel Uzunlukları ($Z_h = 120\ \Omega, Z_l = 20\ \Omega$).. 37
Tablo 4.5. Hatların Elektriksel Uzunlukları ($Z_h = 80\ \Omega, Z_l = 20\ \Omega$)..... 37
Tablo 4.6. Hatların Elektriksel ve Fiziksel Uzunlukları ($Z_h = 80\ \Omega, Z_l = 20\ \Omega$) .... 38
Tablo 4.7. Devre Elemanlarının Karakteristik Empedansları ..... 41
Tablo 4.8. İletim Hatları İç İletken Yarıçapları ($\varepsilon_r = 2.1$) ..... 46
Tablo 4.9. İletim Hattı Ölçüleri $Z_h = 80\ \Omega\ Z_l = 20\ \Omega, \varepsilon_r = 2.1$ (Opt. Öncesi)… 46
Tablo 4.10. İletim Hattı Ölçüleri $Z_h = 80\ \Omega\ Z_l = 20\ \Omega, \varepsilon_r = 2.1$ (Opt. Sonrası)..47
Tablo 4.11. İletim Hatları İç İletken Yarıçapları ($\varepsilon_r = 1$) ..... 48
Tablo 4.12. İletim Hattı Ölçüleri $Z_h = 80\ \Omega\ Z_l = 20\ \Omega, \varepsilon_r = 1$ (Opt. Öncesi)…....48
Tablo 4.13. İletim Hattı Ölçüleri $Z_h = 80\ \Omega\ Z_l = 20\ \Omega, \varepsilon_r = 1$ (Opt. Sonrası)…...49
Tablo 5.1. İletim Hattı Ölçüleri $Z_h = 80\ \Omega\ Z_l = 20\ \Omega$, n=11 (Opt. Öncesi)….....62
Tablo 5.2. İletim Hattı Ölçüleri $Z_h = 80\ \Omega\ Z_l = 20\ \Omega$, n=11 (Opt. Sonrası)….....64
Tablo 5.3. Benzetim Sonuçları & Üretim Sonuçları Mukayese ….....70
Tablo 6.1. Yapılan Diğer Çalışmalar İle Mukayese ……..….....71

# ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1. Kalite Faktörü ..... 7
Şekil 2.2. 2 Kapılı Mikrodalga Ağı ..... 10
Şekil 2.3. İki Kapılı Ağ Üzerinde S Parametreleri ..... 11
Şekil 2.4. İki Kapılı Ağ Üzerinde ABCD Parametreleri ..... 11
Şekil 2.5. Yük Uyumunda En İyi ve En Kötü Durum ..... 14
Şekil 3.1. Butterworth Alçak Geçiren Filtre Cevabı ..... 15
Şekil 3.2. Chebyshev Alçak Geçiren Filtre Cevabı ..... 17
Şekil 3.3. Chebyshev ve Butterworth Filtre Cevapları ..... 18
Şekil 3.4. Chebyshev Filtrenin Frekans Cevabı(n=9, ripple=0.01 dB) ..... 19
Şekil 3.5. Chebyshev Filtrenin Frekans Cevabı(n=9, ripple=0.5 dB) ..... 19
Şekil 3.6. Chebyshev Filtrenin Frekans Cevabı(n=6, ripple=0.5 dB) ..... 19
Şekil 3.7. Eliptik Alçak Geçiren Filtre Cevabı ..... 20
Şekil 3.8. 9. Dereceden Alçak Geçiren Filtre Prototipi ..... 21
Şekil 3.9. 9. Dereceden Yüksek Geçiren Filtre Tasarımı ..... 22
Şekil 3.10. Bant Geçiren Filtre Dönüşümü ..... 22
Şekil 3.11. Bant Durduran Filtre Dönüşümü ..... 23
Şekil 4.1. Filtrenin Zayıflama Karakteristiği (Örnek) ..... 25
Şekil 4.2. Filtrenin Zayıflama Karakteristiği ..... 25
Şekil 4.3. Alçak Geçiren Filtre Prototipi (n=9) ..... 26
Şekil 4.4. Alçak Geçiren Filtre Tasarımı (n=9) ..... 27
Şekil 4.5a. İndüktör İçin Kısa Devre Saplaması ..... 29
Şekil 4.5b. Kapasitör İçin Açık Devre Saplaması ..... 29
Şekil 4.6. Açık Devre ve Kısa Devre Saplamalı Devre ..... 30
Şekil 4.7. Dört Kuroda Tanımlaması ..... 31
Şekil 4.8. Kuroda Tanımlaması Eşdeğer Devresi ..... 31
Şekil 4.9. Dağıtılmış Elemanlarla Tasarım ..... 32
Şekil 4.10. Dağıtılmış Elemanlarla Tasarım Frekans Cevabı ..... 32
Şekil 4.11. İki Kapılı İletim Hattı ..... 34
Şekil 4.12a. Küçük βl ve büyük $Z_0$ için eşdeğer devre. ..... 34
Şekil 4.12b. Küçük βl ve küçük $Z_0$ için eşdeğer devre. ..... 34

Şekil 4.13. $Z_h = 120\ \Omega$ $Z_l = 20\ \Omega$ & $Z_h = 80\ \Omega$ $Z_l = 20\ \Omega$ Frekans Cevabı Karşılaştırma ..... 39
Şekil 4.14. $Z_h = 80\ \Omega$, $Z_l = 20\ \Omega$ iken Tasarlanan Filtre ..... 39
Şekil 4.15. $Z_h = 80\ \Omega$, $Z_l = 20\ \Omega$ iken Tasarlanan Filtrenin Frekans Cevabı ..... 40
Şekil 4.16. Chebyshev Filtre Cevabı ..... 43
Şekil 4.17. $Z_{high}$ ve $Z_{low}$ Değerine Göre Frekans Cevabı ..... 44
Şekil 4.18. Koaksiyel Hat Yapısı ..... 45
Şekil 4.19. $Z_h = 80\ \Omega\ Z_l = 20\ \Omega$, $\varepsilon_r = 2.1$ Frekans Cevabı ..... 46
Şekil 4.20. $Z_h = 80\ \Omega\ Z_l = 20\ \Omega$, $\varepsilon_r = 2.1$ Frekans Cevabı (Opt. Sonrası)…….47
Şekil 4.21. $Z_h = 80\ \Omega\ Z_l = 20\ \Omega$, $\varepsilon_r = 1$ Frekans Cevabı ..... 48
Şekil 4.22. $Z_h = 80\ \Omega\ Z_l = 20\ \Omega$, $\varepsilon_r = 1$ Frekans Cevabı (Opt. Sonrası) ..... 49
Şekil 5.1. AWR'de Toplu Elemanlarla Tasarım (n=9) ..... 50
Şekil 5.2. AWR'de Toplu Elemanlarla Tasarım Çıktısı (n=9) ..... 50
Şekil 5.3. AWR'de Toplu Elemanlarla Tasarım Çıktısı (n=9) ..... 51
Şekil 5.4. Mikroşerit Eşlenik ile Tasarım (n=9) ..... 51
Şekil 5.5. Mikroşerit Tasarım Çıktısı (n=9) ..... 52
Şekil 5.6. AWR'de Koaksiyel Filtre Tasarımı (n=9, Opt. Öncesi) ..... 52
Şekil 5.7. AWR'de Koaksiyel Filtre Tasarım Çıktısı (n=9, Opt. Öncesi) ..... 53
Şekil 5.8. AWR'de Koaksiyel Filtre Tasarım Çıktısı (n=9, Opt. Sonrası) ..... 53
Şekil 5.9. AWR'de Koaksiyel Filtre Tasarımı (n=9, Opt. Sonrası) ..... 54
Şekil 5.10. CST Model Şekilleri ..... 54
Şekil 5.11. Silindir Modeli İçin Parametre Girişi ..... 55
Şekil 5.12. Yalıtkan Malzemenin Tam Görüntüsü ..... 55
Şekil 5.13. İç İletkenin Tam Görüntüsü ..... 56
Şekil 5.14. Filtrenin Dışarıdan Görünümü ..... 56
Şekil 5.15. Filtrenin Yandan Görünümü ..... 56
Şekil 5.16. CST'de Koaksiyel Filtre Yapısı (n=9, $\varepsilon_r = 1$) ..... 57
Şekil 5.17. CST'de Frekans Cevabı (n=9, $\varepsilon_r = 1$) ..... 58
Şekil 5.18. CST'de Frekans Cevabı (n=9, $\varepsilon_r = 0.8$) ..... 58
Şekil 5.19. CST'de Koaksiyel Filtre Yapısı (n=9, $\varepsilon_r = 2.1$) ..... 59
Şekil 5.20. CST'de Frekans Cevabı (n=9, $\varepsilon_r = 2.1$) ..... 60
Şekil 5.21. CST'de Frekans Cevabı (n=9, $\varepsilon_r = 1.35$) ..... 60
Şekil 5.22. Alçak Geçiren Filtre Prototipi (n=11) ..... 61

Şekil 5.23. Alçak Geçiren Filtre Tasarımı (n=11) ..... 61
Şekil 5.24. AWR'de Toplu Elemanlarla Tasarım (n=11) ..... 61
Şekil 5.25. AWR'de Toplu Eleman Tasarım Çıktısı (n=11) ..... 62
Şekil 5.26. AWR'de Koaksiyel Filtre Tasarım (n=11, Opt. Öncesi) ..... 63
Şekil 5.27. AWR'de Koaksiyel Filtre Tasarım Çıktısı (n=11, Opt. Öncesi) ..... 63
Şekil 5.28. AWR'de Koaksiyel Filtre Tasarım Çıktısı (n=11, Opt. Sonrası) ..... 64
Şekil 5.29. AWR'de Koaksiyel Filtre Tasarımı (n=11, Opt. Sonrası) ..... 64
Şekil 5.30. CST'de Koaksiyel Filtre Yapısı (n=11) ..... 65
Şekil 5.31. CST'de Frekans Cevabı (n=11) ..... 66
Şekil 5.32. Üretilecek Koaksiyel Filtre Yapısı ..... 66
Şekil 5.33. Üretilecek Filtrenin CST'de Frekans Cevabı (n=11) ..... 67
Şekil 5.34. Network Analizör ..... 67
Şekil 5.35. Network Analizöre Bağlanan Filtre ..... 68
Şekil 5.36. Network Analizör ile S Parametreleri ..... 68
Şekil 5.37. Network Analizör ile S Parametreleri ..... 69
Şekil 5.38. Üretim Sonrası S-Parametreleri ..... 69

## SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

| | |
|---|---|
| MHz | Mega Hertz |
| BW | Bant genişliği (Bandwidth) |
| Q | Kalite faktörü |
| $c_0$ | Boş uzaydaki ışık hızı |
| E | Elektrik alan şiddeti |
| EMD | Elektro manyetik dalga |
| MHz | Mega Hertz |
| GHz | Giga Hertz |
| H | Manyetik alan şiddeti |
| LPF | Alçak geçiren filtre (Low pass filter) |
| BPF | Bant geçiren filtre (Band pass fitler) |
| SIR | Kademeli empedans rezonatör (Stepped impedance rezonator) |
| PTFE | Politetrafloroetilen |
| TE | Enine elektrik (Transverse electric) |
| $\omega$ | Açısal frekans |
| Γ | Yansıma katsayısı |
| ε | Elektriksel geçirgenlik |
| $\varepsilon_0$ | Serbest uzayın elektriksel geçirgenliği |
| $\mu_{reff}$ | Etkin manyetik geçirgenlik |
| dB | Desibel |
| $Z_0$ | Karakteristik empedans |
| $Z_L$ | Yük empedansı |
| DDO | Duran dalga oranı |
| RL | Geridönüş kaybı (Return Loss) |
| IL | Araya girme kaybı (Insertion Loss) |
| R | Hattın birim uzunluktaki direnci |
| L | Hattın birim uzunluktaki endüktansı |
| G | Hattın birim uzunluktaki iletkenliği |
| C | Hattın birim uzunluktaki kapasitansı |
| X | Hattın birim uzunluktaki reaktansı |
| B | Hattın birim uzunluktaki suseptansı |
| α | Zayıflatma sabiti |
| β | Faz sabiti |
| $v_p$ | Faz hızı |

# 1. GİRİŞ

## 1.1. İçerik ve Problem Tanımı

Haberleşme sistemlerinde, ihtiyaç duyulan frekans cevabını elde etmek amacıyla filtre kullanılmaktadır. Bobin ve kapasitör gibi toplu devre elemanları kullanılarak tasarlanan filtreler yüksek frekanslara çıkıldığında istenilen tasarım kriterlerini sağlayamamakta, empedans değerleri doğrusallıklarını kaybetmektedir. Bu nedenle yüksek frekanslarda toplu elemanlar yerine farklı elemanlarla mikrodalga filtre tasarımı yapılması ihtiyacı ortaya çıkmıştır.

Mikrodalga filtreler ile ilgili çalışmalar II. Dünya Savaşı öncesi başlamıştır. İlk önemli çalışma 1937 yılında W.P Mason ve R.A. Sykes tarafından yayınlanmıştır [1]. ABCD parametrelerini kullanarak yapılan bu çalışmada çeşitli filtre yapıları için elde edilen empedans, faz ve zayıflama fonksiyonları ortaya konulmuştur. Bu çalışmalar, 80 yıl öncesinde yapılmasına rağmen elde edilen sonuçlar geçerliliklerini günümüzde de sürdürmektedirler. Bu yıllarda MIT laboratuvarında mikrodalga boşluk filtreler ile ilgili yoğun çalışmalar yapılırken, birçok laboratuvarda da geniş bantlı alçak geçiren, bant-geçiren ve yüksek geçiren koaksiyel filtreler ile ilgili çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmaların [2], ardından günümüze kadar filtrelerle ilgili sayısız araştırma yapılmış ve günümüzde de bu çalışmalar artarak devam etmektedir.

Bu tez çalışmasının amacı; koaksiyel iletim hatları kullanılarak kesim frekansı 6 GHz olan bir alçak geçiren filtre tasarımı ve üretimi yapmaktır. Filtrenin geçiş bandında geçirme kaybının olabildiğince az olması hedeflenmiştir. Geri dönüş kaybının 20 dB'nin altında tutulması beklenirken, durdurma bandında 9 GHz'de 50 dB seviyelerinde keskin bir bastırma yapılması hedeflenmiştir.

Bu tezin ilk iki bölümünde, filtre yapısının kuramsal temelleri ve çeşitli filtre tasarım yöntemleri hakkında bilgi verilmiştir. Üçüncü bölümde Butterworth, Chebyshev ve Eliptik filtrelerin frekans cevapları ayrı ayrı incelenerek her birinin hangi karakteristiğe sahip RF/mikrodalga sistemlerine entegrasyonunun uygun olacağı tartışılmıştır.

Dördüncü bölümde alçak, yüksek, bant geçiren ve bant durduran filtrelerin frekans cevapları ve S parametreleri incelenmiştir. Toplu ve dağıtılmış bileşenler ile tasarlanan filtreler incelenmiş ve mukayeseler yapılmıştır. Başlangıç noktası olarak, alçak geçiren prototip filtre örneklemesi yapılarak herhangi bir empedans değerinde pratik filtreye

dönüştürme işlemi için gereken ölçeklendirme formülleri araştırılarak toplu elemanlı (lumped element) devre tasarımı yapılmıştır. Daha sonra filtreyi mikrodalga frekanslarında kullanmak için dağıtılmış elemanlarla bu devrenin mikroşerit eşleniğine dönüşmesini sağlayan Richard'ın dönüşümleri ve Kuroda tanımlamaları yapılmıştır. Dağıtılmış elemanlarla tasarım yapıldıktan sonra koaksiyel hatlar ile tasarıma geçebilmek için, uygulamanın nispeten kolay olduğu kademeli empedans ile tasarım yapılmıştır. Kademeli empedans ile tasarım daha kolay ve daha az yer kaplamaktadır. Bununla birlikte, bu filtrelerin elektriksel performansları çok iyi olmadığından, bu tür filtrelerin kullanımı genellikle keskin bir bastırmanın (azaltmanın) gerekli olmadığı uygulamalarda tercih edilmektedir.

Beşinci bölümde yapılan tasarımın çeşitli yazılım araçları ile benzetim çalışmaları ve nihai olarak da tasarım kriterini sağlayan filtrenin üretimi yapılmıştır.

Altıncı bölümde elde edilen neticeler değerlendirilmiş ve potansiyel çalışma alanları önerilmiştir.

## 1.2. Literatür Çalışmaları

Hongfei Liu ve arkadaşları [3] parazit azaltma uygulaması için 890 MHz kesim frekansına sahip yeni bir ultra düşük kayıplı yüksek geçiren filtre tasarımı yapmışlardır. Filtre, üç seri kapasitör, dört şönt indüktör ve mikroşerit devre kartından oluşmaktadır. Özel olarak, kısa devre koaksiyel kablo indüktörleri üretilerek 4 şönt indüktör gerçekleştirilmiştir. S parametreleri ölçümü yapılan 1,1-1,9 GHz'lik geçiş bandında, ekleme kaybının 0,16 dB'den düşük olduğu ve iki kapılı dönüş kaybının 20 dB'den büyük olduğu gözlenmiştir.

Rousslan Goulouev ve arkadaşları [4] tarafından yapılan çalışmada yeni bir koaksiyel LPF konsepti ve tasarım metodolojisi önerilmektedir. LPF (Low Pass Filter), enine elektromanyetik mod (TEM) ve enine manyetik (TM) birleştirilmiş rezonanslarla çalışır ve bir frekans yanıtı elde eden bir dizi boşluk elemanından oluşur. Tasarım yöntemi, geçiş bandı üzerinde giriş/çıkış arayüzleriyle eşleşen karakteristik empedansı korurken, yarı-periyodik bir düzende boşlukları konumlandırmaya dayanır. Bu tasarım konsepti, düşük ekleme kaybını, yüksek güç kapasitesini ve üretim toleranslarına karşı düşük hassasiyeti korurken, ultra geniş durdurma bandı sağlar.

J. Benedicto ve arkadaşları [5] tarafından yapılan çalışma uzay uygulamaları için tasarlanmış, altıncı dereceden çapraz bağlı L-bant filtresinin tasarımını ele almaktadır.

Çözüm, çeşitli elektriksel ve boyut özelliklerini sağlayan kademeli empedans koaksiyel rezonatörler (SIR'ler) ilkesine dayanmaktadır. Yapılan çalışmada tasarım yöntemi sunulmuş, simülasyon ve ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır. Üretim sonucunda filtre yanıtında, ekleme kaybının 0.86 dB, geri dönüş kaybının 18 dB olduğu görülmüştür.

Qiang Zhang ve arkadaşları [6] tarafından yapılan çalışmada koaksiyel enine elektromanyetik modunu TE11 (Transverse Electric) koaksiyel dalga kılavuzu moduna dönüştüren iki koaksiyel dalga kılavuzu bükme modu dönüştürücüsü sunulmaktadır. Her iki dönüştürücü de kesin olarak türetilmiş mod birleştirme katsayıları temelinde tasarlanmış ve optimize edilmiştir. Her iki dönüştürücünün de dönüştürme verimliliği %99'un üzerindedir ve güç işleme kapasiteleri gigawatt düzeyine ulaşmaktadır. Kombine çift büküm modlu dönüştürücü üretilmiş ve test edilmiştir. Deneysel sonuçlar, tasarlanan dönüştürücünün uygulanabilirliğini gösteren teorik hesaplamalar ve simülasyonlarla örtüşmektedir.

Joerg Schoebel ve arkadaşları [7] tarafından yapılan çalışmada çok yönlü ve düşük maliyetli, yüksek kalite faktörüne sahip, yüksek güçlü filtreler için alternatif bir konsept olarak, kısaltılmış iletim hattı rezonatörlerine sahip seri rezonatör filtrelerinin rolü vurgulanmaktadır. Bu filtreler boyut, düşük kayıp ve geçiş bandında yüksek bastırma gibi avantajlar sağlamaktadır. Yapılan çalışmada ayrıca koaksiyel filtrelerin pratik tasarımı ele alınmakta, dar hem de orta ile büyük bant genişliğine sahip filtrelerin gerçekleştirebildiği belirtilmektedir. Bu konsepte dayalı olarak, 900 MHz'de çalışan ve düşük maliyetle üretilebilen bir yüksek güçlü bant geçiren filtre ele alınmaktadır.

Akihiro Kushino ve Soichi Kasai [8] tarafından yapılan çalışmada düşük sıcaklık deneylerinde kullanılmak üzere ince yarı sert koaksiyel kablolar geliştirilmiştir. Geliştirilen kablolar 0,86 mm'lik bir dış çapa sahip ve dış iletkenin standart bir cupronickel (CuNi) alaşımından ve dielektrik malzeme politetrafloroetilenden (PTFE) oluşmaktadır. İç iletken, 13 µm ve 38 µm kalınlığında bir CuNi kaplama tabakasıyla kaplanmış süper iletken niyobyum-titanyum (NbTi) olarak seçilmiştir. CuNi kaplama kalınlığının azalmasıyla kesim frekansının arttığı gözlenmiştir. 38 µm kaplama kalınlığı için kesim frekansı 100 MHz iken, 13 µm kaplama kalınlığı için 500 MHz bulunmuştur. Yarı sert kablonun kaplama tabakasının kalınlığı değiştirilerek zayıflama özellikleri ayarlanabilen bir alçak geçiren filtre olarak kullanılabilmektedir.

Abhilasha Agarwal ve arkadaşları [9] tarafından yapılan çalışmada uzay aracı kontrol uygulamaları için geniş bant genişliğine sahip koaksiyel kavite bant geçiren filtre tasarlamıştır. Merkez frekansı 8.2 GHz ve bant genişliği 480 MHz olan bir koaksiyel

boşluklu bant geçiren filtre tasarlanmış ve üretilmiştir. Filtrenin en büyük avantajı geniş bantlı olması ve harmonikleri bastırmadaki yeteneğidir. Üretim sonucunda elde edilen filtrenin yanıtında, ekleme kaybının 1.1 dB'den daha iyi olduğu, zayıflatmanın 60 dB ve geri dönüş kaybının 18 dB seviyelerinde olduğu görülmüştür.

Leticia Martinez ve arkadaşları [10] tarafından yapılan çalışmada boş substrat (malzeme) entegre koaksiyel hat (ESICL) teknolojisiyle yeni bir bant geçiren filtre önerilmiştir. Deneysel olarak doğrulama yapmak için 3 GHz'de çalışan altıncı dereceden bir Chebyshev bant geçiren filtre tasarlanmış, üretilmiş ve ölçümler yapılmıştır. Üretilen prototipin ekleme kaybı 3.14 dB'dir. Geçiş bandında geri dönüş kayıpları 15 dB'nin altındadır ve benzerlerine göre daha az yer kaplamaktadır. Bu tasarımın avantajı, dielektrik malzeme boyunca yayılmadan kaynaklanan kaybın önlenmesidir.

Joaquín Vague ve arkadaşları [11] tarafından yapılan çalışmada geniş bant genişliğine sahip özel olarak tasarlanmış düşük geçişli koaksiyel filtre yapıları optimize edilmiştir. Teflon, Rexolite, Rohacell, Alümina, ULTEM 1000 ve Rogers RO5870 dielektrik numuneler için özel olarak altı farklı cihaz tasarlanmıştır. Mevcut çalışma, uzay uygulamalarında yaygın olarak kullanılan dielektrik malzemelerin davranışını incelemek için bir Avrupa Uzay Ajansı (ESA) projesi bağlamında gerçekleştirilmiştir.

Xi Tian ve arkadaşları [12] düşük ekleme kayıplı basit bir alçak geçiren filtre yapısı önermiştir. Yapılan çalışmada kesim frekansı 20 GHz olan birinci dereceden bir alçak geçiren filtre gerçekleştirilmiştir. Bu yeni tip filtre, kesim frekansında keskin bir zayıflatma, düşük ekleme kaybı ve yüksek güç aktarma kapasitesine sahiptir. Benzetim sonuçları, zayıflatmanın 22 ile 30,5 GHz arasında 40 dB'den daha iyi olduğunu ve 0 ila 20 GHz arasında tam geçiş bandında yansıma katsayısının -10 dB'den düşük olduğunu göstermektedir.

Cheab Sovuthy ve Wong Peng Wen [13] tarafından yapılan çalışmada, TEM (Transverse Elektromagnetic Wave) yayılma moduna dayalı çift modlu kademeli empedans koaksiyel mikrodalga filtresinin yeni bir boşluk tasarımı ele alınmaktadır. Bu filtre oldukça seçici, dar bantlı ve düşük kayıplı olmasına karşın önemli bir fiziksel hacme sahiptir.

Dharmendra K. Upadhyay ve Shalabh Kumar Mishra [14] tarafından yapılan çalışmada toplu elemanlarla ve dağıtılmış elemanlarla filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu filtrede toplu elemanların 3 GHz'de sinyali durdurma bandında dağıtılmış elemanlara kıyasla 18 dB daha az zayıflattığı görülmüştür.

Z. Zakaria ve arkadaşları [15] tarafından ele alınan çalışmada düşük kayıplı koaksiyel boşluklu mikrodalga bant geçiren filtre tasarlanmıştır. Yapılan çalışmada dördüncü derece bir Chebyshev bant geçiş yanıtı üretmek için başlangıç noktası olarak düşük geçişli bir prototip kullanan sistematik bir filtre tasarımı ele alınmıştır. Yayılmanın enine elektromanyetik modunda olduğu koaksiyel boşluk filtresi, 2.5 GHz'lik bir merkez frekansına ve 160 MHz'lik bir bant genişliğine sahiptir. Özellikle geçiş bandında 0.15 dB'lik bir araya girme kaybı (S21) ve 15 dB'den daha iyi bir geri dönüş kaybı (S11) elde edilmiştir.

W. Alan Davis ve Peter J. Khan [16] tarafından yapılan çalışmada tasarlanan filtrenin kesim frekansı 3 GHz, minimum ekleme kaybı merkez frekansta 2.1 dB olarak bulunmuştur. Bu tasarımda kullanılan yöntem ile dış yarıçapı 7 mm olan koaksiyel hatta iyi sonuçlar veren birkaç farklı filtre tasarlanmış ve üretilmiştir.

Jilna T. Joy ve arkadaşları [17] tarafından yapılan çalışmada kesim frekansı 6 GHz olan mikroşerit alçak geçiren filtre tasarlamak için iki farklı yöntem tartışılmıştır. Birinci yöntemde filtre yapısı yer düzleminde herhangi bir yuva olmadan tasarlanırken, ikinci yöntemde yer düzleminde interdigital yuvalardan oluşmaktadır. Interdigital yuva, filtrenin performansını artıran metal parmaklardan oluşur. Metal parmakların uzunluğu ayarlanarak rezonans frekansı değiştirilebilmektedir. Yapılan karşılaştırmalı çalışmada, ikinci yöntemde geri dönüş kaybının 22,5 dB'ye çıkarılabildiği gösterilmiştir. Geçiş bandında araya girme kaybının 0.1 dB olduğu bulunmuştur. Tasarımda interdigital yuvalar kullanılarak filtrenin yoğun hale geldiği ve geri dönüş kaybının iyileştirildiği sonucuna varılmıştır.

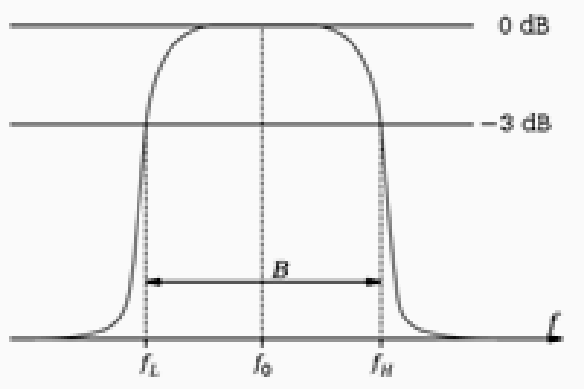
Hakim Aouidad ve arkadaşları [34] tarafından yapılan çalışmada, birbirinin içine yerleştirilmiş iki koaksiyel yapıdan oluşan kademeli empedans rezonatörleri (SIR : Stepped Impedance Resonator) kavramını açıklamaktadır. Geliştirilen SIR'ın, tek tip hava dolgulu koaksiyel rezonatörlere dayanan geleneksel muadillerinden beş kat daha küçük olduğu belirtilmektedir. Rezonatör, kademeli olarak iki eş eksenli bölümden oluşmaktadır. SIR'nin avantajlı bir özelliği, birinci harmoniği uzak tutarken kalite faktörünü fazla düşürmeden boyutta önemli bir azalmaya izin vermektir. Üretim sonrası elde edilen sonuçlar benzetim sonuçlarıyla örtüşmektedir. Filtre 435 MHz ile 1.63 GHz arasını geçiren bir bant geçiren filtredir. Geri dönüş kaybı 25 dB, araya girme kaybı 0.4 dB olarak ölçülmüştür.

# 2. FİLTRELEME TEMELLERİ

## 2.1. Kalite Faktörü

Merkez frekansının üst ve alt frekans farkına oranı kalite faktörü olarak tanımlanmaktadır. Kalite faktörü Q harfi ile gösterilmekte ve denklem (2.1) ile hesaplanmaktadır.

$$Q = \frac{f_0}{f_H - f_L} = \frac{f_0}{BW_{3\,dB}} \tag{2.1}$$




Şekil 2.1. Kalite Faktörü

Şekil 2.1'de gösterildiği gibi kalite faktörü Q, bir filtrenin seçiciliğinin bir ölçüsüdür. Düşük bant genişliği ve geçiş bandı ile durdurma bandı arasındaki dik iniş cevabı, filtrenin yüksek kalite faktörüne sahip olduğunun göstergesidir [18]. Yüksek kalite faktörüne sahip bir filtrenin seçiciliği artmaktadır.

## 2.2. Hat Parametreleri:

Mikrodalga iletim hatlarında, hat parametreleri, birincil ve ikincil hat parametreleri olarak ikiye ayrılır [19].

Birincil Parametreler direnç, endüktans, iletkenlik, kapasitans, reaktans ve suseptans değerleridir. Bu değerler kendi birimlerinde tanımlanmaktadır.

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]

X : Hattın birim uzunluktaki reaktansı [Ω /m]

B : Hattın birim uzunluktaki suseptansı [S/m]

İletim hatlarının ikincil parametreleri birincil parametrelerden türetilir. Bu parametreler, karakteristik empedans, zayıflatma sabiti, faz sabiti ve faz hızıdır . Bu parametreler aşağıdaki şekilde tanımlanmaktadır.

$Z_0$ : Karakteristik empedans [Ω]

α : Zayıflatma sabiti [Np/m]

β : Faz sabiti [rad/m]

$v_p$ : Faz hızı [m/s]

Bir iletim hattında zayıflatma sabiti, hattın başı ve sonu arasındaki güç farkı olarak tanımlanabilir. Zayıflatma, iletkenden ve dielektrik malzemeden kaynaklanan zayıflatmaların toplamıdır. Faz sabiti ise hat üzerinde ilerleyen dalganın birim uzunluğundaki faz değişimidir. İlerleyen bölümlerde bu kavramlardan sıklıkla bahsedilmektedir.

## 2.3. Admitans ve Empedans Parametreleri

Admitans matrisi, filtre gerçekleştirme aşamasında kullanılmayacak olsa da, polinom ve sentez arasındaki bağlantıyı göstermesi açısından önemlidir. Admitans matrisi denklem (2.2) ile tanımlanmaktadır.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \tag{2.2}$$

Burada ;

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \qquad I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \tag{2.3}$$

Admitans matrisindeki Y parametreleri, denklem (2.4)'te gösterildiği gibi bağlantı noktaları açık veya kısa devre yapılarak hesaplanmaktadır.

$$Y_{11} = \frac{I_1}{V_1}\Big|_{V_2=0} \qquad Y_{12} = \frac{I_1}{V_2}\Big|_{V_1=0} \qquad Y_{21} = \frac{I_2}{V_1}\Big|_{V_2=0} \qquad Y_{22} = \frac{I_2}{V_2}\Big|_{V_1=0} \tag{2.4}$$

Bir devrenin voltaj ve akımları arasındaki ilişkiyi ortaya koymanın bir diğer aracı ise tanımı denklem 2.5 ve 2.6 ile gösterilen empedans matrisidir.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \qquad I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \tag{2.6}$$

İki kapılı bir ağda empedans matrisi elemanları olan Z parametreleri denklem 2.7'de gösterildiği gibi, uyarmanın karşısındaki terminal açık devre yapılarak hesaplanmaktadır.

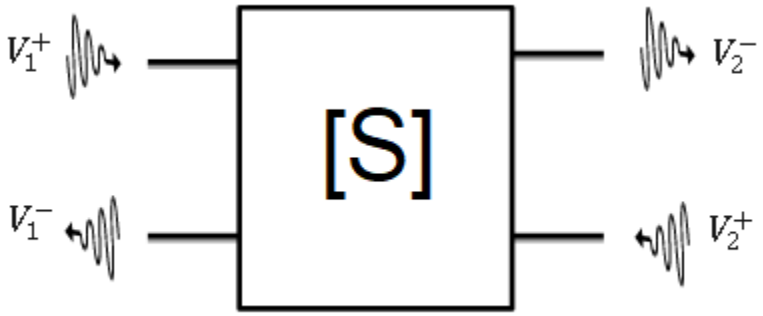
$$Z_{11} = \frac{V_1}{I_1}\Big|_{I_2=0} \qquad Z_{12} = \frac{V_1}{I_2}\Big|_{I_1=0} \qquad Z_{21} = \frac{V_2}{I_1}\Big|_{I_2=0} \qquad Z_{22} = \frac{V_2}{I_2}\Big|_{I_1=0} \tag{2.7}$$

## 2.4. Saçılma Parametreleri

Saçılma parametreleri veya kısaca S parametreleri olarak bilinen parametre seti, yansıma ve iletim etkilerini veya herhangi bir ağ için güç iletimini tanımlamakta kullanılır. Güç iletimi için kullanılan devrede, devre elemanları olarak empedans, kapasitans, indüktans, iletim hattı bulunabildiği gibi devre elemanı bir entegre devre de olabilir. Bu devrelerin bir ya da birden fazla kapısı olabilir.

Empedans matrisleri, kapılardaki voltaj ve akımlar arasındaki uç denklemlerini ortaya koyarken; saçılma matrisi, kapılara uygulanan voltajlar ile kapılardan yansıyan dalgalar arasındaki ilişkileri ortaya koyar. Bazı bileşenler ve devreler için saçılma parametreleri ağ analizi teknikleri kullanılarak hesaplanabilir. Ağın saçılma parametreleri bilindiğinde, gerekirse diğer matris parametrelerine dönüştürme gerçekleştirilebilir.

Güç, gerilim ve akım iletim hatları üzerinde her iki yöne giden dalgalar gibi düşünülebilir. S parametrelerinin belirlenmesi için, ağın her bir kapısına sabit frekansta bir dalga gönderilir ve diğer kapılarda ilerleyen ve yansıyan dalgalar ölçülür. Şekil 2.2'deki 2 kapılı devrenin S parametreleri denklem (2.8) ile hesaplanmaktadır.




Şekil 2.2. İki Kapılı Mikrodalga Ağı

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ \qquad V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ \tag{2.9}$$

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+}\Big|_{V_2^+=0} \qquad S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+}\Big|_{V_1^+=0} \qquad S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+}\Big|_{V_2^+=0} \qquad S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+}\Big|_{V_1^+=0} \tag{2.10}$$

1 numaralı kapıya işaret uygulandığını farz edelim ($V_1^+$). İşaretin bir kısmı kapı 1'den ($V_1^-$) geri yansırken bir kısmı da diğer kapıdan (kapı 2, $V_2^-$) çıkar.

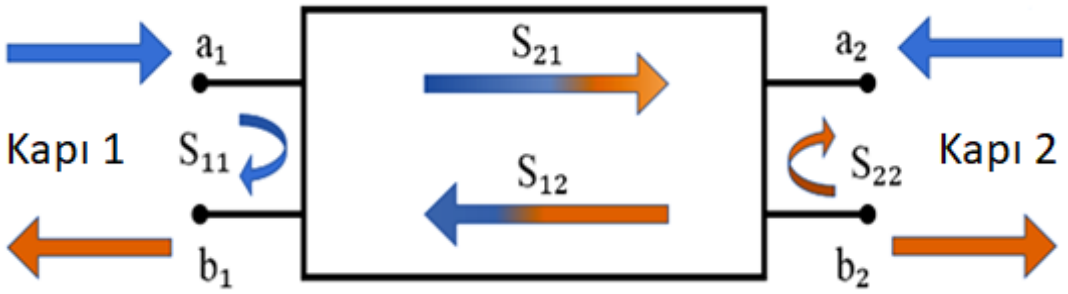
$S_{11}$ iki kapılı devrenin saçılma (S) parametrelerinden biridir, 1 numaralı kapıya uygulanan işaretin 1 numaralı kapıdan yansımasını gösterir. Özetle, $S_{11}$ 1 numaralı kapıdaki iki dalganın oranıdır.

2 numaralı kapıya işaret uygulandığında ($V_2^+$); işaretin bir kısmı 2 numaralı kapıdan geri yansırken ($V_2^-$), bir kısmı da diğer kapıdan (kapı 1, $V_1^-$) çıkar. 2 numaralı kapıdan yansıyan ve giren dalganın oranı $S_{22}$ olarak adlandırılır.

1 numaralı kapıdan gönderilen ($V_1^+$) ve 2 numaralı kapıdan çıkan ($V_2^-$) dalganın oranı $S_{21}$, 2 numaralı kapıdan gönderilen ($V_2^+$) ve 1 numaralı kapıdan çıkan ($V_1^-$) dalganın oranı $S_{12}$ olarak gösterilir. Kısaca özetlersek;

$S_{11}$ ile $S_{22}$ yansıma parametreleri iken $S_{12}$ ile $S_{21}$ iletim parametreleridir.

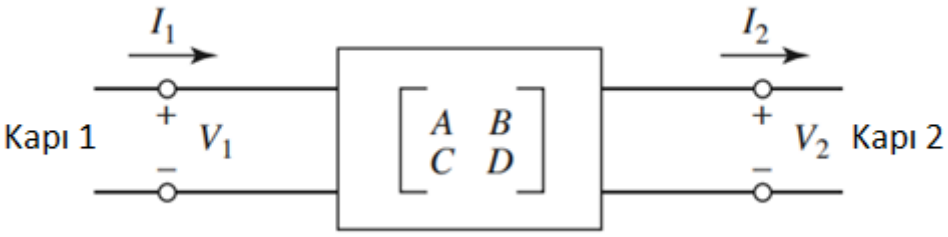
Burada $S_{11}$: Çıkış kapısının (2 numaralı kapı) eşleştiği durumda giriş yansıma katsayısı, $S_{22}$: Giriş kapısının (1 numaralı kapı) eşleştiği durumda çıkış yansıma katsayısı, $S_{21}$: Çıkış kapısı eşleştiği durumda ileri iletim katsayısı, $S_{12}$: Giriş kapısı eşleştiği durumda ters iletim katsayısı olarak tanımlanmaktadır. S parametrelerinin iki kapılı ağ üzerindeki gösterimi Şekil 2.3'te verilmiştir.




Şekil 2.3. İki Kapılı Ağ Üzerinde S Parametreleri

## 2.5. ABCD Parametreleri

Bölüm 2.4'te sunulan S parametreleri, mikrodalga frekanslarında çok kapılı ağ çalışmalarını karakterize etmek için faydalı ve gerekli tanımlar sağlar. Pratikte devreler, admitans parametreleri (Y matrisi), empedans parametreleri (Z matrisi) veya iletim parametreleri (bu bölümde genel olarak ABCD parametreleri olarak adlandırılır) gibi parametrelerle temsil edilebilir. Bu parametrelerin hangisinin kullanılacağına ilişkin tercih, çözülecek özel soruna bağlıdır. Elbette hepsi aynı çözüme götürmelidir, ancak çözümü bulmadaki zorluk aynı olmayabilir. ABCD parametrelerinin şematik gösterimi Şekil 2.4'de yer almaktadır.




Şekil 2.4. İki Kapılı Ağ Üzerinde ABCD Parametreleri

S parametrelerinin aksine, denklem (2.11) ve denklem (2.12) ile tanımlanan ABCD parametreleri genellikle çok uçlu problemlerde kullanılmaz ve doğrudan güçle

değil, akımlar ve gerilimlerle çalışılır. Uygulamada, birçok mikrodalga ağı, iki kapılı ağların ardışık bağlantısından oluşur. Bu durumda, iki kapılı ağlar için 2 × 2 iletim matrisi (ABCD matrisi) tanımlaması tercih edilir. ABCD matrisinin avantajı, iki veya daha fazla iki bağlantı noktalı ağın ardışık bağlantısının, tek tek iki bağlantı noktalı ağların ABCD matrisleri çarpılarak kolayca bulunabilmesidir. Diğer bir ifade ile bu basamaklandırmada daha kolay bir matris ürününe izin verilir. Aksi takdirde, her adımda bir işaret değişikliğinin eklenmesi gerekir.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \tag{2.11}$$

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \qquad I_1 = CV_2 + DI_2 \tag{2.12}$$

ABCD matrisinin her bir elemanı, denklem (2.13)'de belirtildiği şekilde hesaplanmaktadır. [16].

$$A = \frac{V_1}{V_2}\Big|_{I_2=0} \qquad B = \frac{V_1}{I_2}\Big|_{V_2=0} \qquad C = \frac{I_1}{V_2}\Big|_{I_2=0} \qquad D = \frac{I_1}{I_2}\Big|_{V_2=0} \tag{2.13}$$

## 2.6. Transfer Fonksiyon

İki kapılı bir filtre ağı için transfer fonksiyonu $S_{21}$'in matematiksel ifadesi olarak tanımlanabilir. Kayıpsız bir pasif filtre ağı için transfer fonksiyonunun mutlak değerinin karesi; ε: dalgalanma sabiti, $F_n(\omega)$: filtreleme fonksiyonu ve $\omega$: frekans değişkeni olmak üzere denklem (2.14) ile ifade edilir [21].

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 F_n^2(j\omega)} \tag{2.14}$$

Kayıpsız, pasif iki kapılı devreler için denklem (2.15) ile ifade edildiği gibi $S_{11}$ ve $S_{21}$ parametrelerinin mutlak değerlerinin karelerinin toplamı 1'e eşittir.

$$|S_{21}(j\omega)|^2 + |S_{11}(j\omega)|^2 = 1 \tag{2.15}$$

Denklem (2.15)'te belirtilen özellik kullanıldığında yansıma katsayısının ($S_{11}$) genliğinin mutlak değerinin karesi denklem (2.16) ile hesaplanmaktadır.

$$|S_{11}(j\omega)|^2 = \frac{\varepsilon^2 F_n^2(j\omega)}{1+\varepsilon^2 F_n^2(j\omega)} \tag{2.16}$$

Bir voltaj/akım kaynağı ile bu kaynağa bağlanan yük arasına bir bileşen veya bileşen grubu yerleştirildiğinde, kaynaktan gelen sinyalin bir kısmı, içsel direnç kayıpları nedeniyle bu bileşenlerde emilir. Bu durumlarda, iletilen sinyalin bir kısmı yüke aktarılamaz. Ortaya çıkan zayıflama araya girme kaybı olarak tanımlanmakta ve denklem (2.17) ile hesaplanmaktadır. Araya girme kaybı rezonans devrelerinin çok önemli bir özelliğidir. Genellikle desibel (dB) cinsinden ifade edilir [22].

$$IL(\omega) = 10\log\frac{1}{|S_{21}(j\omega)|^2}\ dB \tag{2.17}$$

$|S_{21}(j\omega)|^2 + |S_{11}(j\omega)|^2 = 1$ eşitliğini sağlayan kayıpsız, pasif iki kapılı devrelerde geri dönüş kaybı cevabı (RL) ise denklem (2.18) ile hesaplanmaktadır.

$$RL(\omega) = 10\log\frac{1}{|S_{11}(j\omega)|^2}\ dB \tag{2.18}$$

Geri dönüş kaybı, duran dalga oranıyla (DDO) da ifade edilebilir. Duran dalga oranı denklem (2.19) kullanılarak hesaplanmaktadır Ayrıca DDO, S parametreleri cinsinden de denklem (2.20)'deki gibi hesaplanabilmektedir [20].

$$DDO = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \tag{2.19}$$

$$DDO = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \tag{2.20}$$

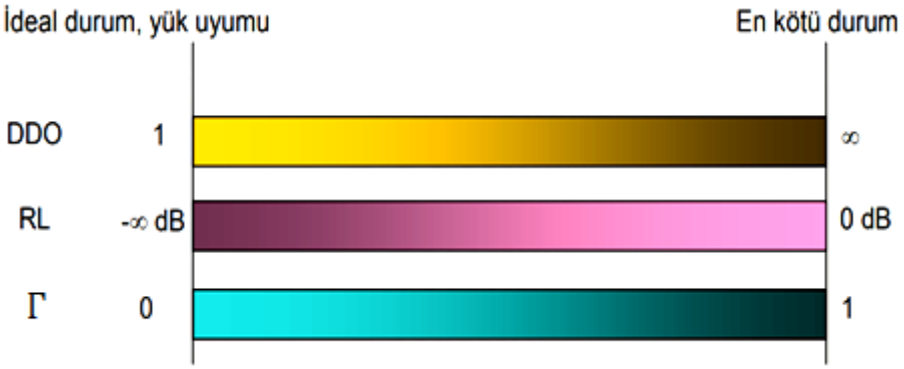
Burada, Γ yansıma katsayısını temsil etmektedir. Yansıma katsayısı denklem (2.21)'den yansıyan dalganın genliğinin gelen dalganın genliğine oranı ile bulunabileceği gibi; denklem (2.22)'den iletim hattının sonundaki yük empedansı ve hattın karakteristik empedansı kullanılarak da bulunabilmektedir.

$$\Gamma = \frac{V^-}{V^+} = -\frac{I^-}{I^+} \tag{2.21}$$

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{2.22}$$

Yansıma katsayısının en iyi ve en kötü durumda alabileceği RL ve DDO değerleri Şekil 2.5'te verilmiştir. İdeal durumda yansımanın sıfır olması istenmektedir. Yansıma katsayısı sıfır olduğunda denklem (2.19)'da görüldüğü gibi duran dalga oranı 1, denklem (2.18)'de görüldüğü gibi geri dönüş kaybı ise eksi sonsuz olmaktadır.

Yansıma katsayısının 1 olduğu durum en kötü durumdur. Bu durumda kapıdan çıkan dalganın tamamı geri yansımaktadır. Yansıma katsayısı 1 olduğunda denklem (2.19)'da görüldüğü gibi duran dalga oranı sonsuz, denklem (2.18)'de görüldüğü gibi geri dönüş kaybı ise sıfır olmaktadır.




Şekil 2.5. Yük Uyumunda En İyi ve En Kötü Durum

# 3. FİLTRE TÜRLERİ

## 3.1. FREKANS CEVAP KARAKTERİSTİĞİNE GÖRE FİLTRELER

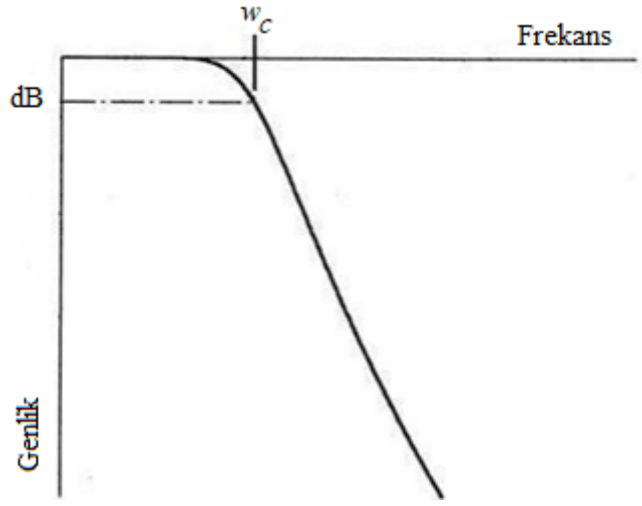
### 3.1.1. Butterworth Filtreler

Butterworth filtresi, genlik yanıtının olabildiğince düz olmasını gerektiren tasarımlarda kullanılan bir filtredir. Tasarlanacak filtrenin genlik cevabının geçirme bandında doğrusallığa sahip olması istenir. Bundan dolayı geçirme bandında herhangi bir dalgalanma gözlenmez. Butterworth filtre, aynı dereceli Chebyshev ve eliptik filtrelere göre daha geniş bir bant genişliğini kapsamaktadır. Butterworth filtrenin zayıflatması denklem (3.1) ile tanımlanmaktadır [22].

$$A_{dB} = 10\log\left[1+\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}\right] \tag{3.1}$$

Burada; $\omega$: İstenen zayıflatma değerinin gerçekleştiği frekans, $\omega_c$: Kesim frekansı, n:filtrenin derecesidir. Filtre derecesi n, filtrede kullanılan kapasitör ve indüktörlerin toplamına eşittir.

Şekil 3.1'de görüldüğü gibi filtrenin genliği durdurma bandında frekansa göre değişmez ve sabit bir değere sahiptir. Herhangi bir dalgalanma yoktur. Kesim frekansına ulaşıldıktan sonra giriş sinyalinin frekansı arttıkça genliğin giderek zayıfladığı görülmektedir. Şekil 3.1'de görülen bu sinyal cevabı bize 1. kapıdan 2. kapıya iletilen sinyali, diğer deyişle $S_{21}$ değerini vermektedir. $S_{21}$ değeri aynı zamanda sistemin frekans değişimine göre transfer fonksiyonudur.




Şekil 3.1. Butterworth Alçak Geçiren Filtre Cevabı

n. dereceden Butterworth filtrenin transfer fonksiyonunun genliğinin karesi denklem (3.2) ile verilmektedir [22].

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}} \tag{3.2}$$

### 3.1.2. Chebyshev Filtreler

Chebyshev filtresi, durdurma bandına daha dik bir ilk iniş gerektiğinde ve geçiş bandı yanıtının düz olması gerekmediğinde kullanılan bir filtredir. Bu nedenle, Chebyshev filtrelerde Şekil 3.2'de gösterildiği gibi geçiş bandında dalgalanmaya izin verilebilir. Daha fazla dalgalanma ortaya çıktıkça, durdurma bandının başlangıcındaki ilk eğim artar ve Butterworth tepkisine kıyasla Chebyshev filtre daha dikdörtgen bir zayıflama eğrisi üretir. Chebyshev filtrenin zayıflatması denklem (3.3) ile hesaplanmaktadır.

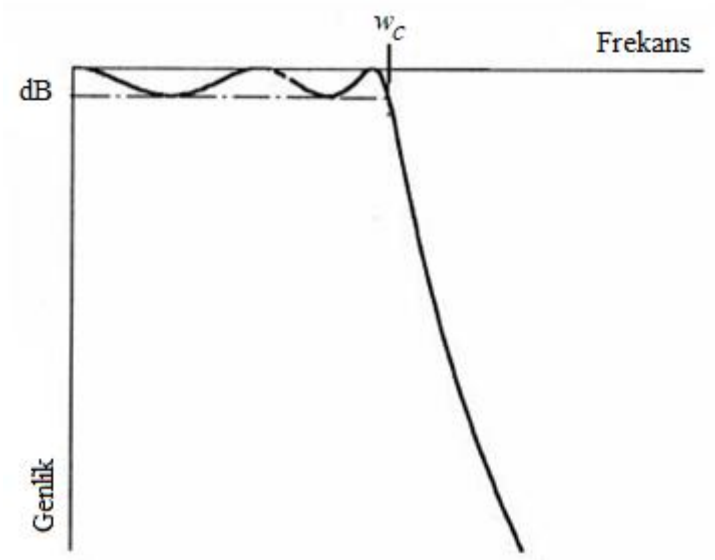
$$A_{dB} = 10\log\left[1 + \varepsilon^2 C_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)'\right] \tag{3.3}$$

Burada ; $C_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)'$: n. dereceden Chebyshev polinomudur. $\varepsilon$ ise denklem (2.5) ile verilmektedir.

$\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)'$terimi n. derece için denklem (3.4)-(3.5) ile de ifade edilebilir.

$$\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)' = \frac{\omega}{\omega_c}\cosh\left(\frac{1}{n}cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right) \tag{3.4}$$

$$\varepsilon = \sqrt{10^{ripple(dB)/10} - 1} \tag{3.5}$$




Şekil 3.2. Chebyshev Alçak Geçiren Filtre Cevabı

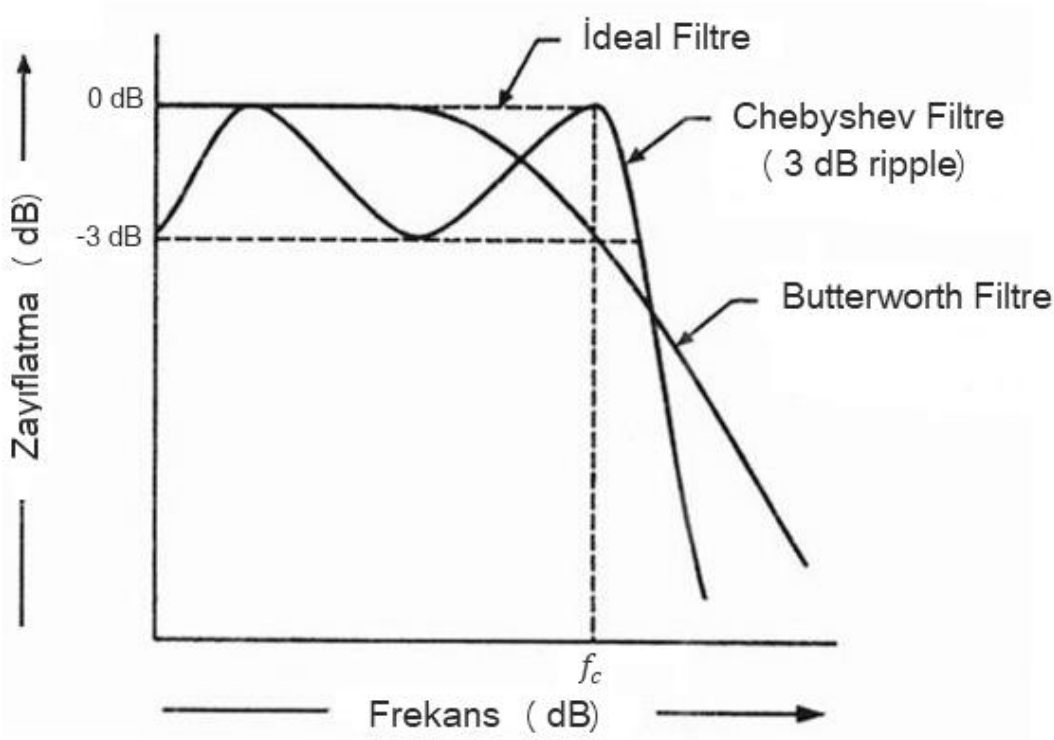
Transfer fonksiyonunun mutlak değerinin karesi Chebyshev filtre için transfer fonksiyonunu tanımlar ve denklem (3.6) ile verilir:

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 T_n^2(\omega)} \tag{3.6}$$

Burada, $T_n(\omega)$ Chebyshev sabitidir ve denklem (3.7) ile tanımlanmaktadır.

$$T_n(\omega) = \begin{cases} \cos(n\cos^{-1}\omega) & |\omega| \leq 1 \\ \cos h(n\cosh^{-1}\omega) & |\omega| \geq 1 \end{cases} \tag{3.7}$$

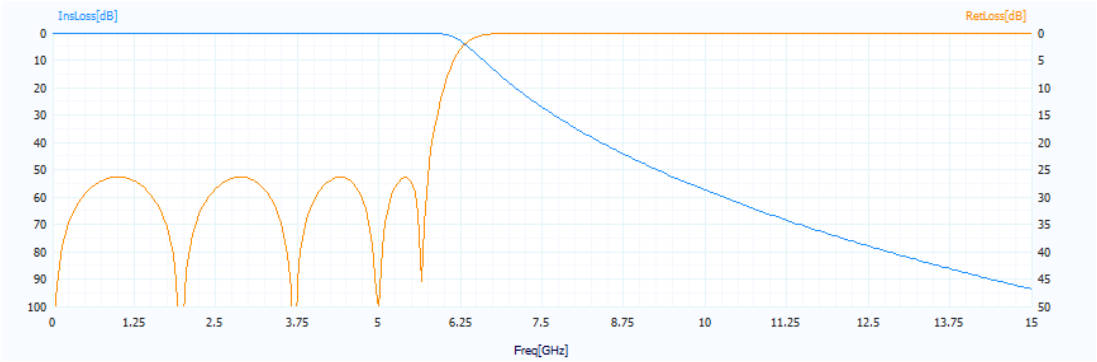
Aynı dereceye sahip Chebyshev ve Butterworth frekans tepkeleri Şekil 3.3'te görülmektedir. Chebyshev filtrenin frekans tepkesinde geçiş bandında dalgalanma görülürken, durdurma bandında Butterworth filtreye nazaran daha keskin bir zayıflatma sağlamaktadır.



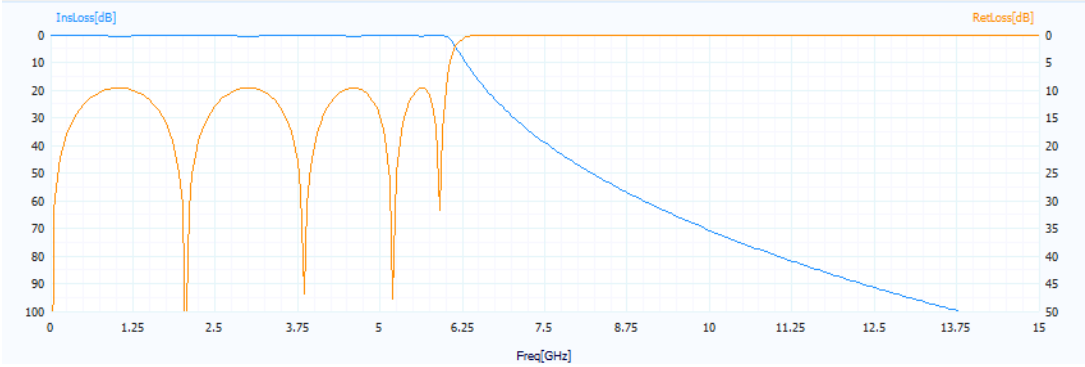

Şekil 3.3. Chebyshev ve Butterworth Filtre Cevapları

Filtre tasarımlarında dikkat edilmesi gereken önemli noktalardan biri de istenen zayıflatmanın elde edilmesidir. Aynı derecedeki bir Butterworth filtre ile geçiş bandında dalgalanmaya sahip bir Chebyshev filtrenin belli bir frekansta uygulanan sinyalde oluşturduğu zayıflatma aynı değildir.

Aynı dereceye sahip farklı büyüklükte dalgalanması olan Chebyshev filtrelerin frekans cevapları Şekil 3.4 ve Şekil 3.5'te görülmektedir. Şekillerde kırmızı renkli eğri ($S_{11}$) geri dönüş kaybını, mavi renkli eğri ise ($S_{21}$) araya girme kaybını vermektedir. Bu filtrelerden ilki (Şekil 3.4) 12.5 GHz'de 0.01 dB büyüklüğünde dalgalanma yaratmakta ve sinyali 80 dB zayıflatmaktadır. Diğer filtre ise (Şekil 3.5) aynı frekansta ilk sinyale çok yakın olan 0.5 dB büyüklüğünde dalgalanma yaratırken sinyali 90 dB zayıflatmaktadır.

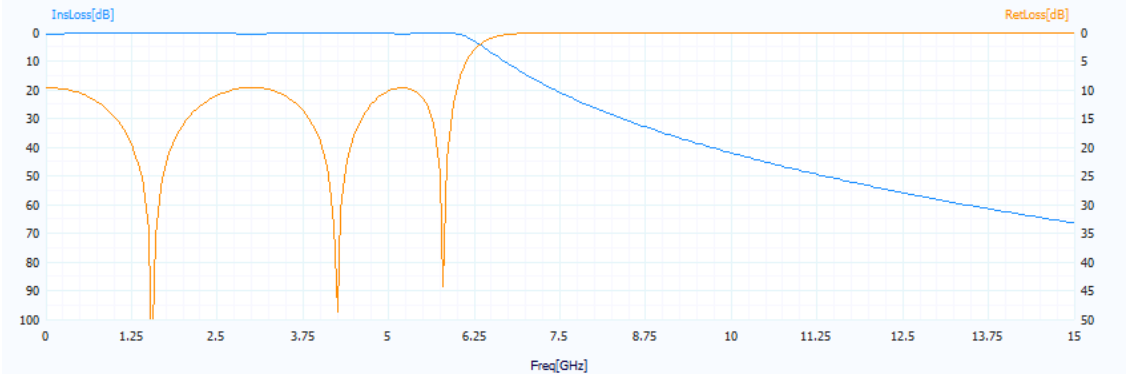



Şekil 3.4. Chebyshev Filtrenin Frekans Cevabı (n=9, ripple=0.01 dB)




Şekil 3.5. Chebyshev Filtrenin Frekans Cevabı (n= 9, ripple=0.5 dB)

Şekil 3.5 ve Şekil 3.6'da farklı dereceye sahip aynı büyüklükte dalgalanması olan filtrelerin frekans cevapları görülmektedir. Filtrenin derecesi 9 iken 12.5 GHz'de filtre sinyali 90 dB zayıflatırken; filtrenin derecesi 6 iken 12.5 GHz'de filtre sinyali 50 dB zayıflatmaktadır.



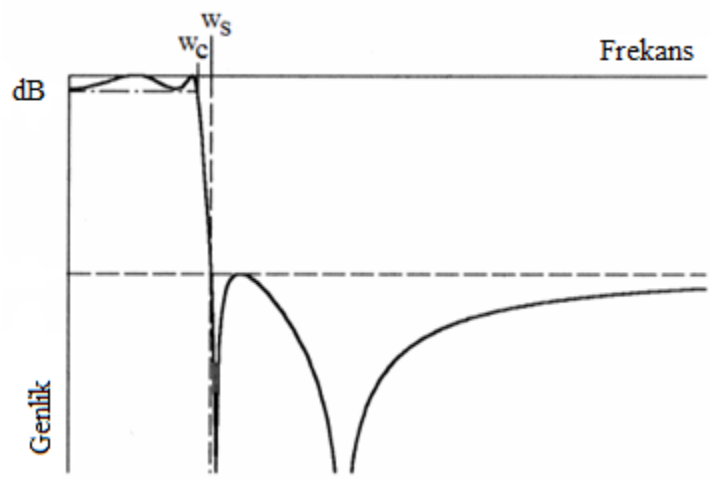

Şekil 3.6. Chebyshev Filtrenin Frekans Cevabı (n=6, ripple=0.5 dB)

Chebyshev filtre uygulanan sinyalde dalgalanmaya neden olsa da daha keskin zayıflatma elde edilmesini sağlamaktadır. Aynı durum filtrenin derecesinde de geçerlidir.

Bir filtreye kapasitör ve indüktör ekleyerek filtre derecesi artırıldığında durdurma bandında filtrenin zayıflatması artmaktadır.

### 3.1.3. Eliptik Filtreler

Hem iletim bandında hem de sönümleme bandında eşit dalgalanmaya sahip filtreler eliptik filtre olarak adlandırılmaktadır. Bu filtreleri ilk tanıtan kişi Wilhelm Cauer'dir [23]. Bu nedenle bu filtreler Cauer Filtre olarak da adlandırılmaktadır. Eliptik filtreler, iletim bandından sönüm bandına geçişte Chebyshev filtreye kıyasla daha dik bir zayıflatma sağlamaktadır. Eliptik Alçak Geçiren Filtre cevabı Şekil 3.7, filtrenin transfer fonksiyonu denklem (3.8) ile ifade edilmektedir [21].




Şekil 3.7. Eliptik Alçak Geçiren Filtre Cevabı

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 T_n^2(\omega)} \tag{3.8}$$

$F_n(\omega)$ Chebyshev sabitidir ve denklem (3.9) ile verilir.

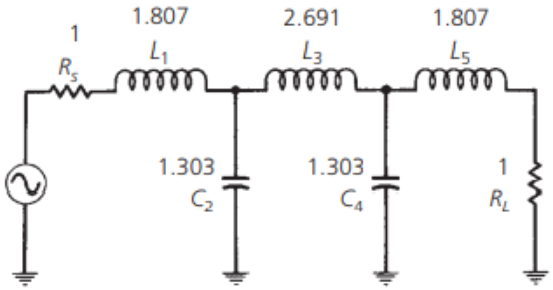
$$F_n(\omega) = \begin{cases} M \dfrac{\prod_{i=1}^{\frac{n}{2}} (\omega_i^2 - \omega^2)}{\prod_{i=1}^{\frac{n}{2}} \left(\frac{\omega_s^2}{\omega_i^2} - \omega^2\right)} & n\ çift\ ise \\ N \dfrac{\prod_{i=1}^{(n-1)/2} (\omega_i^2 - \omega^2)}{\prod_{i=1}^{(n-1)/2} (\omega_s^2/\omega_i^2 - \omega^2)} & n(\geq 3)\ tek\ ise \end{cases} \tag{3.9}$$

Burada $\omega_i$ ($0<\omega_i<1$) ve $\omega_s$ ($\omega_s > 1$) kritik iki frekansı tanımlamaktadır; M ve N sabittir. $F_n(\omega)$ fonksiyonu $|\omega| \leq 1$ için $\pm 1$ arasında salınım yapmaktadır ve $|F_n(\omega = \pm 1)| = 1$'dir.

## 3.2. ÇALIŞMA PRENSİPLERİNE GÖRE FİLTRELER

### 3.2.1. Alçak Geçiren Filtreler

Alçak geçiren filtreler kesim frekansı olarak belirlenen frekanstan daha düşük olan frekanstaki sinyalleri geçiren, bu frekanstan daha yüksek frekanslardaki sinyallerin iletimini durduran filtrelerdir. Alçak geçiren filtreler Şekil 3.8'de verilen bir filtrede görüldüğü gibi seri indüktör ve paralel kapasitörlerin ardışık olarak birleştirilmesi ile elde edilir. Bu devre elemanlarının sayısı filtrenin derecesini belirler. Düşük frekanslarda seri indüktörler düşük empedans ve paralel kapasitörler yüksek empedans üretir, böylece sinyalin filtre çıkışında görünmesi sağlanır. Kesim frekansının üstünde ise, seri indüktörler yüksek empedans, paralel kapasitörler düşük empedans gibi davranırlar, böylece yüke sinyal aktarımı engellenir [20].




Şekil 3.8. Alçak Geçiren Filtre Prototipi

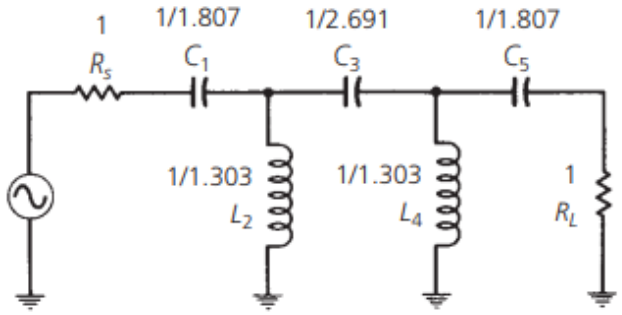
İdeal bir alçak geçiren filtre kesim frekansına kadar olan bütün sinyalleri kayıpsız geçirmeli ve kesim frekansından itibaren daha yüksek bütün frekansları tamamıyla sönümlemelidir. Fakat uygulamada bu şekilde yani tam dikdörtgen biçiminde bir frekans cevabı mümkün olmamakla birlikte, sinyal genliğinin 3 dB zayıfladığı (gücün yarıya düştüğü nokta) noktadaki frekans değeri kesim frekansı olarak kabul edilir. Alçak geçiren filtreler, yüksek frekanslı bileşenleri temizlemek gerektiğinde kullanılır.

### 3.2.2. Yüksek Geçiren Filtreler

Yüksek geçiren filtreler kesim frekansı olarak belirlenen frekans değerinden daha büyük frekanslı sinyalleri geçiren, bu frekanstan daha düşük frekanslı sinyalleri azaltarak iletimine engel olan filtrelerdir. Yüksek geçiren filtreler Şekil 3.9'da görüldüğü gibi seri kapasitör ve paralel indüktörlerin ardışık olarak birleştirilmesi ile elde edilir.

Alçak geçiren filtreden yüksek geçiren filtreye geçiş yapılabilmektedir. Tasarım başlarken öncelikle alçak geçiren filtreyi tasarlamak amacıyla istenilen özelliklerin

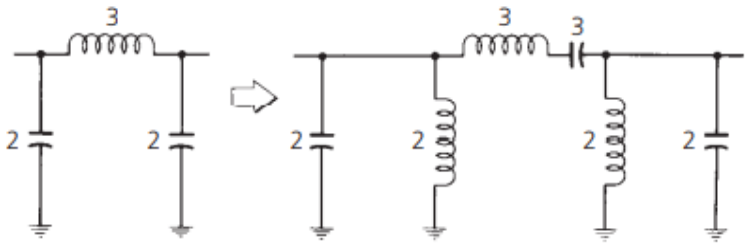
belirlenmesi ve filtrenin derecesi bulunduktan sonra prototip eleman değerlerinin hesaplanması gerekmektedir. Bundan sonra alçak geçiren prototip değerlerinden yüksek-geçiren değerleri elde etmek için kapasitörleri indüktörlere; indüktörleri kapasitörlere çevirmek gerekmektedir. Bu kapsamda Şekil 3.8'de verilen Alçak Geçiren Filtre'de $C_1$ elemanı $1/L_1$'e, $L_2$ elemanı $1/C_2$'ye ve $C_3$ elemanı $1/L_3$'ye eşitlenerek Şekil 3.9'da verilen Yüksek Geçiren Filtre elde edilir [25].




Şekil 3.9. Yüksek Geçiren Filtre Prototipi

### 3.2.3. Bant Geçiren Filtreler

Bant geçiren filtreler, istenilen iki frekans aralığındaki frekansları geçirip bu aralık dışında kalan frekansları bastıran filtre türüdür. Örnek bir bant geçiren filtre Şekil 3.10'da görülmektedir. Bir radyo alıcısında kullanılan bant geçiren filtreler belirlenen frekans aralığındaki sinyalin iletimine izin vererek kanal seçimini gerçekleştirir [25]. Belirlenen frekans aralığı dışındaki frekansları ise sönümleyerek diğer yayınların seçilen radyo kanalına karışmasını engeller. Bant geçiren filtreler alçak ve yüksek geçiren filtrelerin birleşimi gibi de düşünülebilir.



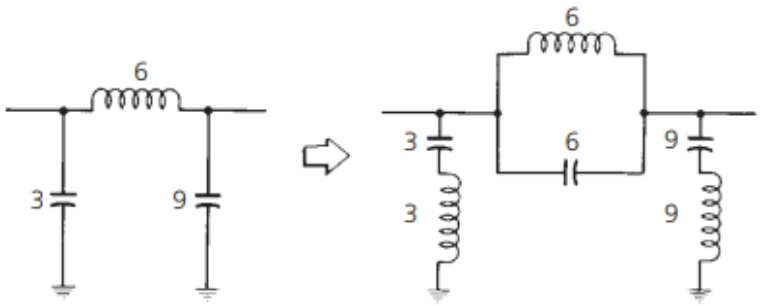

Şekil 3.10. Bant Geçiren Filtre Dönüşümü [22]

Prototip tasarımı yapılan alçak geçiren filtre Şekil 3.10'da görüldüğü gibi bant geçiren filtre protipine dönüştürülür. Oluşturulan bant geçiren filtre prototipi kullanılarak filtre gerçek değerleriyle tasarlanmaktadır.

### 3.2.4. Bant Durduran Filtreler

Bant durduran filtreler bant geçiren filtrelerin tam tersi çalışma prensibine sahiptirler. Belirli iki frekans aralığındaki sinyalleri zayıflatırken bu aralık dışında kalan sinyallerin iletimine izin verirler.

Bant durduran filtreler, frekans bandındaki diğer frekansları olabildiğince az etkilerken, bir sinyalden istenmeyen bir frekanstaki sinyali kaldırmak için kullanılırlar.




Şekil 3.11. Bant Durduran Filtre Dönüşümü [18]

Prototip tasarımı yapılan alçak geçiren filtre Şekil 3.11'de görüldüğü gibi bant durduran filtre prototipine dönüştürülür. Oluşturulan bant durduran filtre prototipi kullanılarak filtre gerçek değerleriyle tasarlanmaktadır.

# 4. FİLTRE TASARIMI

## 4.1. Alçak Geçiren Filtre Prototipi

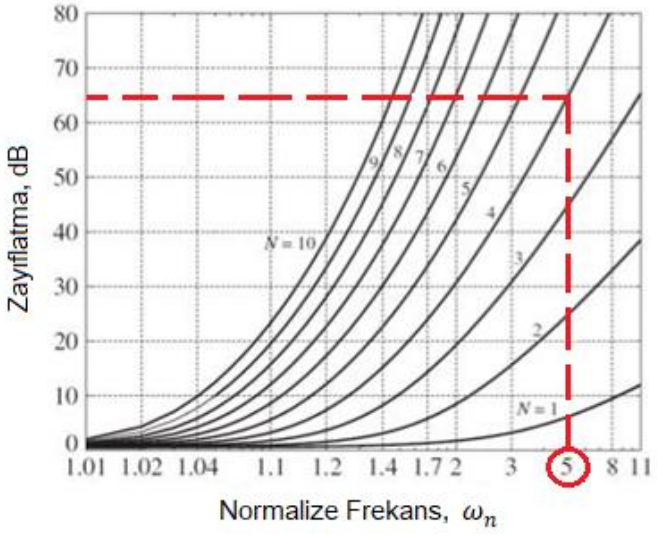
Matthaei, Young ve Jones [26] tarafından basitleştirilmiş düşük geçişli prototip yaklaşımı, belirli frekans cevabı olan filtrelere uygulanabilmektedir. Eleman değerleri olarak bilinen "g" değerleri, Brune ve Darlington [27] tarafından geliştirilen ağ sentez yöntemi kullanılarak hesaplanabilir. Butterworth ve Chebyshev gibi farklı frekans tepkeleri için önceden hesaplanmış eleman değerleri Tablo 4.1'de verilmiştir [28].

Filtre prototiplerinde, reaktif elemanların sayısı filtre derecesine eşittir. Çoğu durumda, geçiş bandı ve durdurma bandı arasında daha keskin geçiş istenir. Devre elemanlarının sayısı artırılarak keskin geçiş elde edilebilmektedir [29].

Tasarıma başlarken kaynak ve yük empedansını 1'e eşitlemek için eleman değerlerini normalize ederek ve kesim frekansını 1 rad/s olarak kabul ederek alçak geçiren filtre prototipi oluşturulur.

Tasarımın ilk aşaması olarak Chebyshev alçak geçiren filtre prototipi oluşturulur. Öncelikle tasarlanacak olan filtrenin derecesini belirlemek için seçicilik faktörü ($\omega_n$) bulunur. Seçicilik faktörü denklem 4.1 ile elde edilir.

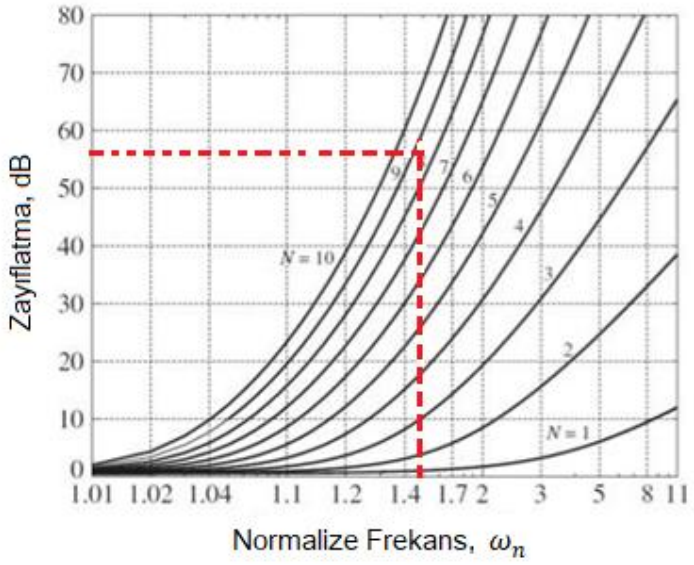
Örnek verecek olursak kesim frekansı 2 GHz ve 10 GHz'de 65 dB azaltma sağlayacak filtre için seçicilik faktörü 5 olarak hesaplanır. Şekil 4.1'de görüldüğü gibi, normalize frekans ekseninde 5 işaretlenerek, bu noktadan dik bir çizgi ile 65 dB yukarıya çıkıldığında denk gelen eğri hedefleri karşılayacak filtre derecesini vermektedir. Buna göre 4. dereceden bir filtre tasarlanmasının uygun olacağı görülmektedir.




Şekil 4.1. Filtrenin Zayıflama Karakteristiği (Örnek)

$$\omega_n = \frac{\omega}{\omega_c} = \frac{2\pi\, x\, f}{2\pi\, x\, f_c} \tag{4.1}$$

Bu tez çalışmasında hedeflenen tasarım kriteri için seçicilik faktörü denklem (4.1) kullanılarak 1,5 olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.2'de görüleceği gibi 9 GHz'de 50 dB civarı zayıflatma verecek filtrenin derecesi n=9 olarak elde edilir.

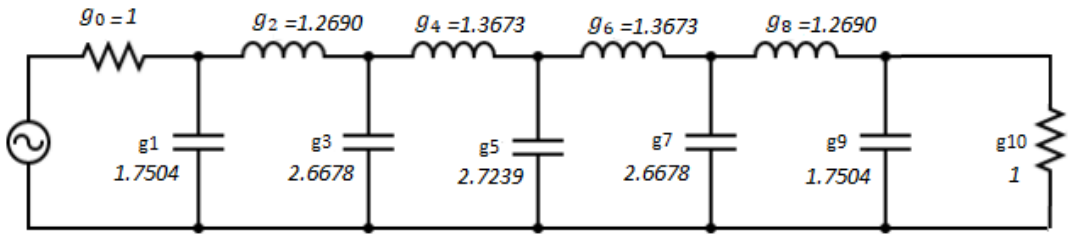



Şekil 4.2. Filtrenin Zayıflama Karakteristiği

Alçak geçiren filtre prototipinde filtre derecesi belirlendikten sonra her bir eleman için Tablo 4.1'den g değerleri çekilir. Bu g değerleri Chebyshev polinomunun katsayılarıdır. En baştan başlayarak prototip üzerindeki toplu elamanlara bu g değerleri verilir. Kaynak ve yük tarafındaki empedanslar bu prototipe göre 1 olarak seçilir. Filtre derecesi n=9 olarak bulunduğu için, Tablo 4.1'deki N=9 satırındaki değerler sırası ile C ve L değerleri olarak belirlenmiş olur.

Tablo 4.1. Chebyshev Filtre g Değerleri ($g_0 = 1,\ \omega_1 = 1$ , 0.5 dB ripple)

| N | $g_1$ | $g_2$ | $g_3$ | $g_4$ | $g_5$ | $g_6$ | $g_7$ | $g_8$ | $g_9$ | $g_{10}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 0.6986 | 1.000 | | | | | | | | |
| 2 | 1.4029 | 1.7071 | 1.9841 | | | | | | | |
| 3 | 1.5963 | 1.0967 | 1.5963 | 1.000 | | | | | | |
| 4 | 1.6703 | 1.1926 | 2.3661 | 0.8419 | 1.9841 | | | | | |
| 5 | 1.7058 | 1.2296 | 2.5408 | 1.2296 | 1.7058 | 1.000 | | | | |
| 6 | 1.7254 | 1.2479 | 2.6064 | 1.3137 | 2.4758 | 0.8696 | 1.9841 | | | |
| 7 | 1.7372 | 1.2583 | 2.6381 | 1.3444 | 2.6381 | 1.3583 | 1.7372 | 1.000 | | |
| 8 | 1.7504 | 1.2647 | 2.6567 | 1.3590 | 2.6964 | 1.3389 | 2.5093 | 0.8796 | 1.9841 | |
| 9 | 1.7504 | 1.2690 | 2.6678 | 1.3673 | 2.7239 | 1.3673 | 2.6678 | 1.2690 | 1.7504 | 1.000 |




Şekil 4.3. Alçak Geçiren Filtre Prototipi (n=9)

## 4.2. Toplu Elemanlarla Alçak Geçiren Filtre

Prototip devre, frekans ve eleman dönüşümleri uygulanarak kaynak / yük empedans değeri ($Z_0$) 50 Ω ve kesim frekansı ($f_c$) 6 GHz olan devreye dönüştürülür.

Alçak geçiren filtre prototipinde kullanılacak kapasitör ve indüktör değerleri denklem (4.2) ve denklem (4.3) ile hesaplanmaktadır [22]. Burada $\omega_c = 2\pi f_c$ ve $Z_0 = 50\ \Omega$ olarak alınmaktadır.

$$C_n = \frac{g_n}{Z_0 \omega_c} \tag{4.2}$$

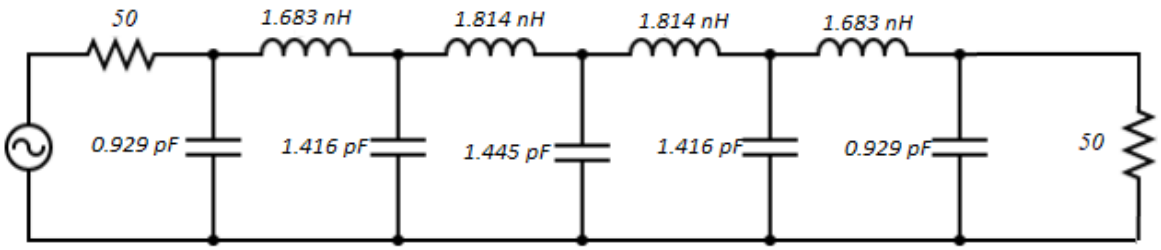
$$L_n = \frac{g_n Z_0}{\omega_c} \tag{4.3}$$

Şekil 4.3 ile verilen Alçak Geçiren Filtre Prototipindeki devre elemanları simetriktir. Bu durumda devre $C_1 = C_9$ , $L_2 = L_8$, $C_3 = C_7$, $L_4 = L_6$ 'dır. Belirtilen kapasitör ve indüktör değerleri Tablo 4.2'de belirtildiği şekilde hesaplanır. Bulunan bu değerler kullanılarak Şekil 4.4'te belirtilen Alçak Geçiren Filtre tasarlanmıştır.

Tablo 4.2. Kapasitör ve İndüktör Değerlerinin Hesabı

| Eleman | Büyüklük Hesabı | Elemanların Değeri |
|---|---|---|
| $C_1 = C_9$ | $\frac{g_1}{Z_0\omega_c} = \frac{1.7504}{50\ x\ 2\pi\ x\ 6\ x\ 10^9}$ | $0.929\ pF$ |
| $L_2 = L_8$ | $\frac{g_2\ x\ Z_0}{\omega_c} = \frac{1.2690\ x\ 50}{2\pi\ x\ 6\ x\ 10^9}$ | $1.683\ nH$ |
| $C_3 = C_7$ | $\frac{g_3}{Z_0\omega_c} = \frac{2.6678}{50\ x\ 2\pi\ x\ 6\ x\ 10^9}$ | $1.416\ pF$ |
| $L_4 = L_6$ | $\frac{g_4\ x\ Z_0}{\omega_c} = \frac{1.3673\ x\ 50}{2\pi\ x\ 6\ x\ 10^9}$ | $1.814\ nH$ |
| $C_5$ | $\frac{g_5}{Z_0\omega_c} = \frac{2.7239}{50\ x\ 2\pi\ x\ 6\ x\ 10^9}$ | $1.445\ pF$ |

Hesaplanan kapasitör ve indüktör değerlerine göre Şekil 4.4'teki alçak geçiren filtre toplu elemanlarla tasarlanmaktadır.




Şekil 4.4. Alçak Geçiren Filtre Tasarımı (n=9)

### 4.3. Dağıtılmış Elemanlarla Alçak Geçiren Filtre

Özellikle mikrodalga ve milimetre dalga frekanslarında, filtre tasarımında tek başına toplu elemanların kullanılması, bileşenlerin fiziksel ara bağlantılarına ilişkin zorluklar ve uygulama sorunları ortaya çıkarmaktadır. Bu nedenle toplu elemanlar arasında iletim hatlarından oluşan dağıtılmış yapıların kullanılması kaçınılmazdır. Bunun yanında filtre tasarımı neticesinde ortaya çıkan değere sahip kapasitör ve indüktörlerin piyasada mevcut olması çoğu zaman mümkün olmamaktadır. Bu nedenle yüksek frekanslarda bu tür filtrelerin dağıtılmış elemanlarla tasarımı ve gerçeklenmesi tercih edilmektedir. Diğer bir husus ise, pratik uygulamada dağıtılmış elemanlar yüksek frekansta ve toplu elemanlar

düşük frekanslarda uygun performans vermektedir. Frekans ve dalga boyu arasındaki ilişki dikkate alındığında yüksek frekanslara çıkıldıkça bileşenlerin uzunluğunun dalga boyuna göre 0.1'inci kılavuza yaklaşması toplu elemanların güvenilmez hale geldiğini göstermektedir [28].

Belirtilen nedenlerle dağıtılmış elemanlarla tasarlanan bir filtreyi mikrodalga frekanslarında kullanmak için bu devrenin mikroşerit eşleniğine dönüşmesini sağlayan Richard'ın dönüşümleri ve Kuroda tanımlamaları kullanılmaktadır.

### 4.3.1. Richard'ın Dönüşümü

Dağıtılmış iletim hattı elemanları, pratik mikrodalga filtrelerinin tasarlanması için önemlidir. Pratik dağıtılmış filtre tasarımında yaygın olarak kullanılan bir yaklaşım, toplu ve dağıtılmış elemanlar arasında yaklaşık bir denklik aramaktır. $l$ uzunluğunda, karakteristik empedansı $Z_0$ olan ve $Z_L$ değerinde bir empedans ile yüklenen bir iletim hattının giriş empedansı denklem (4.4) ile ifade edilir.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L tan(\beta l)} \tag{4.4}$$

Burada, $\beta$ faz sabitidir. Bahsedilen iletim hattı açık devre ($Z_L = \infty$) ve uzunluğu $l = \lambda_c / 8$ olarak seçildiğinde, $f_c$ frekansında giriş admitansı denklem (4.5) ile ifade edilir.

$$Y_{in}|_{f_c} = jY_0 tan(\beta l) \xrightarrow{\tan\left(\frac{\pi}{4}\right)=1} jY_0 \tag{4.5}$$

Aynı iletim hattı kısa devre ($Z_L = 0$) ve uzunluk $l = \lambda_c / 8$ olarak seçildiğinde, $f_c$ frekansında giriş empedansı denklem (4.6) ile ifade edilir.

$$Z_{in}|_{f_c} = jZ_0 tan(\beta l) \xrightarrow{\tan\left(\frac{\pi}{4}\right)=1} jZ_0 \tag{4.6}$$

Denklem 4.5, $f_c$ frekansında bir kapasitörün $l = \lambda_c / 8$ uzunluğunda ve karakteristik admitansı $Y_0 = \omega_c C$ olan açık uçlu bir iletim hattı ile değiştirilebileceğini kanıtlamaktadır. Burada admitans doğrudan denklem (4.7)'de gösterildiği gibi suseptans ile de ifade edilebilir.

$$jY_0 = j\omega_c C \;\leftrightarrow\; Y_0 = \omega_c C \;\leftrightarrow\; jB_c = j\omega_c C \tag{4.7}$$

Benzer şekilde, denklem 4.6, $f_c$ frekansında bir indüktörün, $l$ = $\lambda_c$ / 8 uzunluğunda ve karakteristik empedans $Z_0$ = $\omega_c L$ olan kısa uçlu bir iletim hattı ile değiştirilebileceğini göstermektedir. Burada empedans denklem (4.8)'de belirtildiği şekilde doğrudan reaktans ile de ifade edilebilir.

$$\mathrm{j}Z_0 = j\omega_c L \;\leftrightarrow\; Z_0 = \omega_c L \;\leftrightarrow\; jX_L = j\omega_c L \tag{4.8}$$

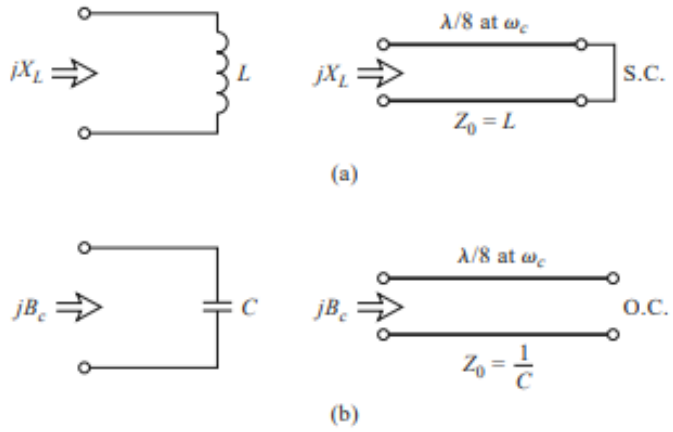
Denklem (4.5) ve (4.6)'da belirtilen $tan\,(\beta l)$ teriminin kaybolmasını sağlamak için iletim hatlarının uzunluğunun denklem (4.9)'da görüldüğü gibi $\lambda$ / 8 olduğuna dikkat etmek önemlidir. Bir indüktörün veya kapasitörün empedansı frekansla doğrusal bir ilişki içinde bulunmaktadır. Kapasitör ve indüktör değerleri tüm frekans aralığı boyunca sabit olmadığından, denklem (4.7) ve (4.8) belirli bir $\omega_c$ frekansı için kullanır.

Denklem (4.9)'da verilen ifade λ / 8'lik bir saplama uzunluğu verir, burada λ, kesim frekansındaki hattın dalga boyudur. $\omega_0$ = 2$\omega_c$ frekansında, hatlar λ / 4 uzunluğunda olacak ve bir zayıflama kutbu oluşacaktır. $\omega_c$'den uzak frekanslarda, saplamaların empedansları artık orijinal toplu eleman empedanslarıyla eşleşmeyecek ve filtre yanıtı istenen prototip yanıtından farklı olacaktır. Yanıt periyodik olacak ve her 4$\omega_c$'de bir tekrar edecektir.

$$1 = tan\beta l = \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} x \frac{\lambda}{8}\right) \tag{4.9}$$

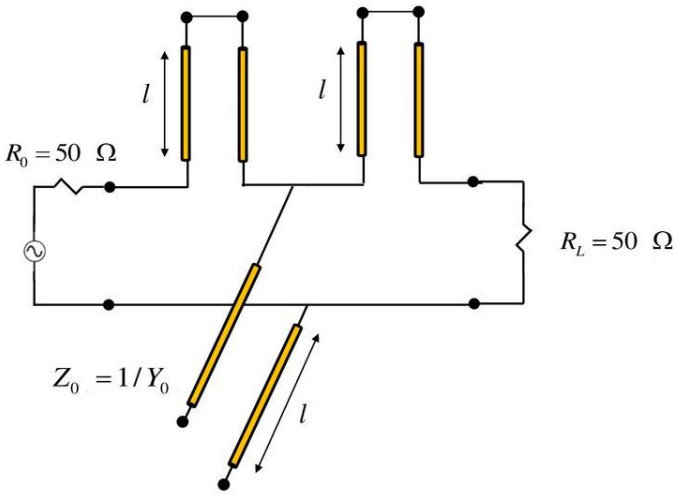
Richards'ın dönüşümü tek tek kümelenmiş öğelerin değiştirilmesine odaklanmaktadır. Bu yaklaşım yalnızca alçak geçiren filtreler için kullanılır.

Richards'ın dönüşümü, Şekil 4.5'te gösterildiği gibi, toplu elemanlı bir filtrenin indüktörlerinin kısa devreli, kapasitörlerinin açık devreli iletim hattı saplamaları ile değiştirilmesine izin verir. Tüm saplamaların elektriksel uzunlukları aynı olduğundan ($\omega_c$'de λ/8), bu hatlara orantılı hatlar denir. Elektriksel uzunluk, iletim hattının başından sonuna faz değişimidir.




Şekil 4.5. Richards'dönüşümü. (a) İndüktör için kısa devre saplaması. (b) Kapasitör için açık devre saplaması

Kısa devre ve açık devre saplamalı iletim hatları Şekil 4.6'da gösterilmektedir.




Şekil 4.6. Açık Devre ve Kısa Devre Saplamalı Devre

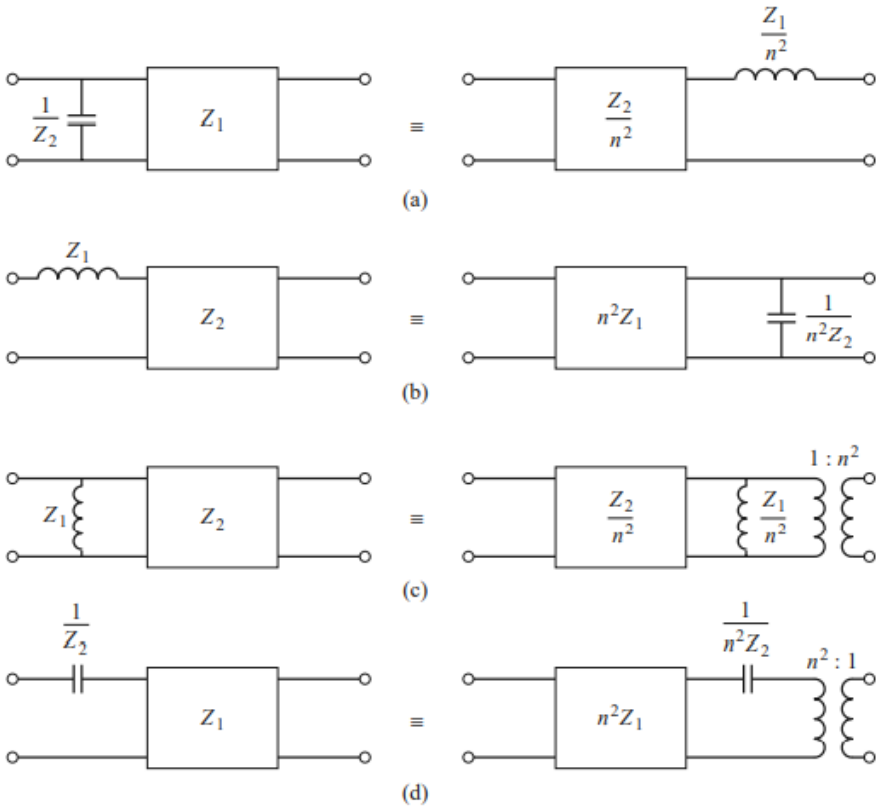
### 4.3.2. Kuroda Tanımlamaları

Filtre tasarımında, elektriksel olarak eşdeğer, ancak formda veya eleman değerlerinde farklı olan filtre ağlarının elde edilmesi için çeşitli ağ tanımlamalarına ihtiyaç duyulabilir. Bu tür dönüşümler, tasarımcılara yalnızca esneklik sağlamakla kalmaz, aynı zamanda fiziksel olarak gerçekleştirilebilir ağlar elde etmek için de çok önemlidir [22].

Kuroda tanımlamaları ile iletim hattı parçalarını fiziksel olarak birbirlerinden ayırmak, seri parçaları veya şönt parçaları birbirlerine çevirmek ve teknik açıdan pratik olmayan empedans değerlerini daha kolay tasarlanabilir hale dönüştürmek mümkündür [28].

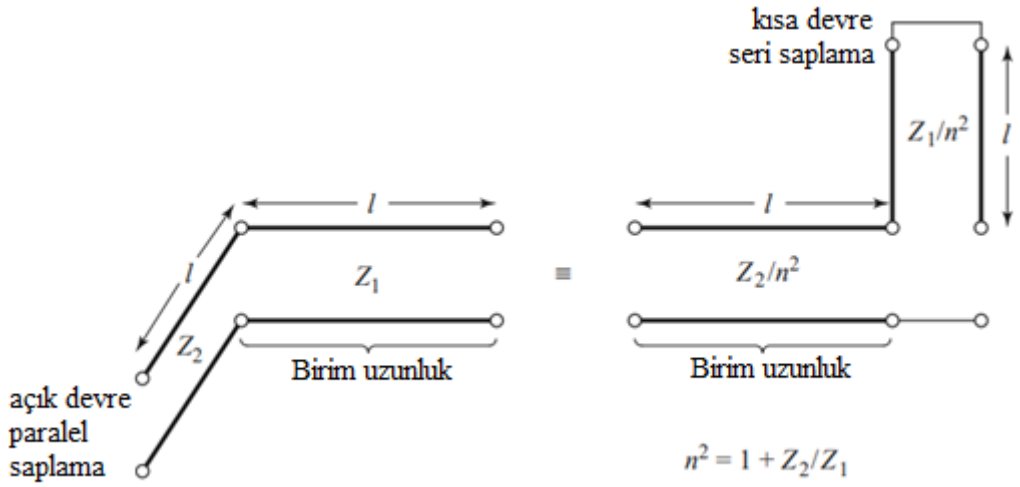
Birim elemanlara ait dört Kuroda tanımlaması Şekil 4.7'de gösterilmektedir, burada her kutu belirtilen karakteristik empedans ve uzunluktaki bir birim elemanı veya

iletim hattını temsil eder ($\omega_c$'de λ/8). İndüktörler ve kapasitörler sırasıyla kısa devre ve açık devre saplamalarını temsil eder.




Şekil 4.7. Dört Kuroda Tanımlaması [28]

Burada $n^2 = 1 + (Z_2/Z_1)$'dir. Şekil 4.7'deki (a) özdeşliğinin iki devresi, Şekil 4.8'de gösterildiği gibi yeniden çizilebilmektedir.



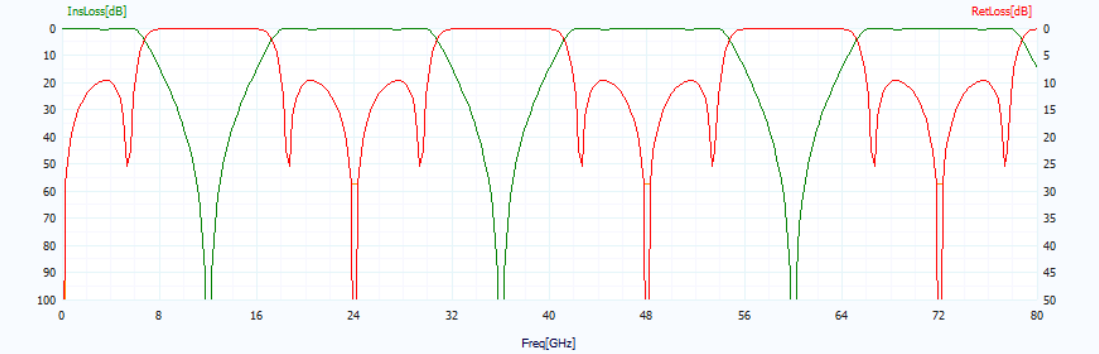

Şekil 4.8. Kuroda Tanımlaması Eşdeğer Devresi

Şekil 4.8'de açık devre saplaması yanına bir birim uzunluğundaki iletim hattını aldığında, kısa devre saplaması haline gelerek birim uzunluk ile yer değişmektedir. Bu işlemin tersi de mümkün olup kısa devre saplaması yanına gelen bir birim uzunluk ile yer

değiştirerek birim uzunluk açık devre saplaması haline gelmektedir. Devredeki bütün kısa devre saplamaları yok oluncaya kadar bu işlem tekrar edilmektedir. Açık devre saplamalarının üretimi kısa devre saplamalarının üretimine göre daha kolay olduğu için kısa devre saplamalarını açık uçlu paralel saplamalara dönüştürmek daha sık tercih edilmektedir.



Şekil 4.9. Dağıtılmış Elemanlarla Tasarım




Şekil 4.10. Dağıtılmış Elemanlarla Tasarım Frekans Cevabı

Şekil 4.9'da, 20 dB geri dönüş kaybına sahip kaynak empedansı $R_0$=50 ohm ve kesim frekansı $f_c$=6 GHz olan dördüncü dereceden bir Chebychev alçak geçiren filtre tasarlamak için kullanılan Richard'ın dönüşümü ve Kuroda tanımlamalarının ardından elde edilen devre ve Şekil 4.10'da ise bu filtrenin frekans yanıtı verilmiştir. Richard'ın dönüşümü ve Kuroda tanımlamaları ile oluşturulmuş bir filtre devresinde filtre derecesi sayısında açık devre edilmiş paralel saplama bulunmaktadır. Benzetim çalışmasında AWR yazılım paketi kullanılmıştır. AWR yazılım paketinde "iFilter" yardımıyla sentezlenen bu filtredeki frekans cevabı görülmektedir. Burada kırmızı renkli eğri ($S_{11}$) geri dönüş kaybını, yeşil renkli eğri ise ($S_{21}$) araya girme kaybını vermektedir. Aynı zamanda yeşil eğri 6 GHz'den düşük frekanslarda sinyalin zayıflamadığını, 6 GHz'den büyük frekanslarda sinyalin zayıfladığını göstermektedir. 24 GHz'den sonra periyodik olduğu için sinyalin tekrarladığı görülmektedir. Richard'ın dönüşümünde yer alan $tan\beta l$ terimi sürekli tekrar ettiği için periyodik sinyaller görülmektedir.

## 4.4. Koaksiyel İletim Hattı Kullanarak Filtre Tasarımı

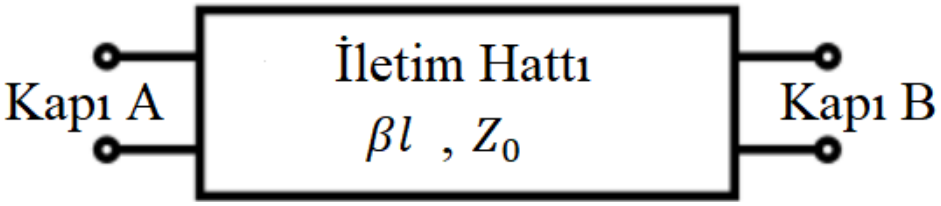
### 4.4.1. Kademeli Empedans Filtre Tasarımı

Mikroşerit iletim hatları radyo frekansı ve mikrodalga frekanslarında en yaygın kullanılan düzlemsel iletim yolu çeşididir. Mikroşeritlerin kökeni merkezi dairesel iletken bulunduran koaksiyel hatlardan dikdörtgensel koaksiyel hatlara geçişe dayanmaktadır. Dikdörtgensel koaksiyel iletim hattının kalın merkez iletkeninin daha ince tasarlanabileceği fikriyle beraber şerithatlar 1949 yılında keşfedilmiştir. Fakat şerithatlar, koaksiyel hatlar ile kıyaslandığında birçok avantaja sahip olsalar da devre elemanları ile entegrasyonları kolay olmamıştır. Grieg ve Engelmann [30] tarafından 1952 yılında şerit hattın alttaşlarından birinin kaldırılması ile günümüzde birçok mikrodalga baskı devrelerinin temelini oluşturan mikroşerit hatlar doğmuştur.

Kademeli alçak geçiren filtreler yapmak için iletim hattı oluşturan hemen hemen her ortam kullanılabilmektedir. Değişen iç çaplara sahip bir koaksiyel hat sıklıkla tercih edilmektedir. Kademeli alçak geçiren filtre, bir dizi düşük ve yüksek empedans hattıdır. Tasarımları daha kolaydır ve saplama kullanan benzer bir düşük geçişli filtreden daha az yer kaplamaktadır. Seri indüktörler ve paralel kapasitörlerden oluşmaktadır. Seri indüktörler yüksek empedanslı hatlarla, paralel kapasitörler düşük empedanslı hatlarla değiştirilirse, kademeli bir alçak geçiren filtre elde edilebilmektedir. Kademeli empedans hatlarının filtre yapılarında kullanılmasının avantajı istenmeyen harmonikleri bastırmak için empedansların ayarlanabilir olması, dezavantajı ise bu filtrelerin giriş empedansının hiçbir zaman sıfır veya sonsuz empedansa ulaşamamasından dolayı tam yansıma gösterememesi ve sonuç olarak çok iyi durdurma bandı zayıflamasına sahip olamamasıdır.

Mikroşeritte veya şerit çizgisinde düşük geçiş filtreleri uygulamanın nispeten kolay bir yolu, çok yüksek ve çok düşük karakteristik empedanslı hatların değişen bölümlerini kullanmaktır. Kademeli empedans tasarımı radyo frekansı filtreleri için kullanışlı bir yaklaşımdır. İlk olarak, dört kutuplu olarak görülen bir iletim hattının denklem (4.10)'da gösterildiği şekilde ABCD matrisi hazırlanmaktadır. Matris ile ifade edilen iletim hattı Şekil 4.11'de görülmektedir. Şekilde elektriksel uzunluğu $\beta l$ olan iletim hattının karakteristik empedansı $Z_0$'dır [33].

$$ABCD_{iletim\ hattı} = \begin{bmatrix} cos\ (\beta l) & jZ_0 sin\ (\beta l) \\ j(1/Z_0)\sin\ (\beta l) & cos\ (\beta l) \end{bmatrix} \tag{4.10}$$




Şekil 4.11. İki Kapılı İletim Hattı

İletim hattının elektriksel uzunluğuna göre karakteristik empedans iki şekilde seçilmektedir. [31]

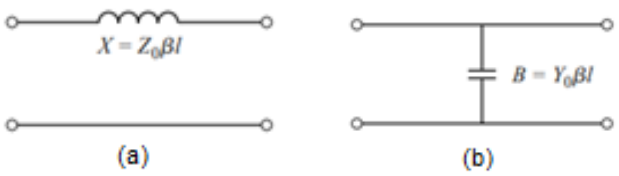
İletim hattının elektriksel uzunluğu kısa (diğer bir deyişle $\beta l$ << 1) ve karakteristik empedansı çok yüksek bir değer seçilerek (diğer bir değişle $Z_0$ ↑↑) denklem (4.11)'deki gibi yazılmaktadır.

$$ABCD_{iletim\ hattı}|_{\beta l \ll 1,\ Z_0 \uparrow\uparrow} \approx \begin{bmatrix} 1 & jZ_0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{4.11}$$

Diğer bir seçim şeklinde ise iletim hattının elektriksel uzunluğu kısa (diğer bir ifadeyle $\beta l$ << 1) ve karakteristik empedansı çok düşük bir değer seçilerek (diğer bir ifadeyle $Z_0$ ↓↓) denklem (4.12)'deki gibi yazılmaktadır.

$$ABCD_{iletim\ hattı}|_{\beta l \ll 1,\ Z_0 \downarrow\downarrow} \approx \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j/Z_0 & 1 \end{bmatrix} \tag{4.12}$$

Denklem (4.11) ve (4.12)'deki iki matris dikkate alındığında, bu iletim hatları sırasıyla bir seri empedans ve bir paralel admitansın iletim matrisi ile karşılaştırdığımızda, yüksek karakteristik empedanslı kısa bir iletim hattını seri indüktör ve düşük karakteristik empedanslı kısa bir iletim hattını paralel kapasitör ile değiştirmek için kullanabiliriz. Eşdeğer devreler Şekil 4.12'de gösterildiği gibi seri indüktör ve paralel kapasitör olarak ifade edilebilmektedir.




Şekil 4.12. İletim hatlarının kısa bölümleri için yaklaşık eşdeğer devreler. a) Küçük $\beta l$ ve büyük $Z_0$ için eşdeğer devre. (b) Küçük $\beta l$ ve küçük $Z_0$ için eşdeğer devre.

İletim hattının uzunluğu $\beta l$ < π/2 ise, seri elemanların pozitif reaktansı (indüktörler), paralel elemanın negatif suseptansı (kapasitörler) vardır. Seri elemanın reaktansı denklem (4.13a) , paralel elemanın suseptansı denklem (4.13b) kullanılarak elde edilmektedir.

$$\frac{X}{2} = Z_0 tan\left(\frac{\beta l}{2}\right) \tag{4.13a}$$

$$B = \frac{1}{Z_0} sin\beta l \tag{4.13b}$$

Şekil 4.12a'daki eşdeğer devre büyük bir karakteristik empedansa sahip kısa bir iletim hattını ($\beta l$ < π/4) temsil etmektedir (bir seri indüktör). Bu seri indüktöre ait reaktans denklem (4.14a) ile suseptans denklem (4.14b) ile ifade edilmektedir.

$$X \cong Z_0 \beta l \tag{4.14a}$$

$$B \cong 0 \tag{4.14b}$$

Şekil 4.12b'deki eşdeğer devre küçük bir karakteristik empedansa sahip kısa bir iletim hattını ($\beta l$ < π/4) temsil etmektedir (bir paralel kapasitör). Bu paralel kapasitöre ait reaktans denklem (4.15a) ile suseptans denklem (4.15b) ile ifade edilmektedir.

$$X \cong 0 \tag{4.15a}$$

$$B \cong Y_0 \beta l \tag{4.15b}$$

Buraya kadar açıklanan hususlar denklem (4.16a) ve denklem (4.16b) şeklinde ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} 1 & jZ_0\beta l \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \leftrightarrow Z_0\beta l = \omega L = X \tag{4.16a}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_0\beta l & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \leftrightarrow Y_0\beta l = \omega C = B \tag{4.16b}$$

Richards'ın dönüşümünün aksine, kademeli empedans yöntemi denklem (4.16a) ve (4.16b)'den anlaşıldığı gibi tek bir frekansa odaklanmamaktadır.

Düşük geçişli bir prototipin seri indüktörleri, yüksek empedanslı hat bölümleri ($Z_0$ = $Z_h$) ile paralel kapasitörler ise, düşük empedanslı hat bölümleri ($Z_0$ = $Z_l$) ile değiştirilebilir. $Z_h$ / $Z_l$ oranı mümkün olduğu kadar büyük olmalıdır, bu nedenle $Z_h$ ve $Z_l$'nin gerçek

değerleri genellikle pratik olarak imal edilebilecek en yüksek ve en düşük karakteristik empedansa ayarlanmaktadır. Bu çalışmada önce $Z_l = 20\,\Omega$ , $Z_h = 120\,\Omega$ olarak daha sonra $Z_l = 20\,\Omega$ , $Z_h = 80\,\Omega$ olarak seçilmiştir. Hatların uzunlukları denklem (4.14) ve denklem (4.15)'ten belirlenebilmektedir. Kesim noktasına yakın en iyi frekans yanıtını alabilmek için bu uzunluklar $\omega = \omega_c$'de değerlendirilmelidir. Buna göre kapasitörün elektriksel uzunluğu denklem (4.17), indüktörün elektriksel uzunluğu ise denklem (4.18) ile hesaplanmaktadır.

$$\beta l = \frac{CZ_l}{Z_0} \tag{4.17}$$

$$\beta l = \frac{LZ_0}{Z_h} \tag{4.18}$$

Denklem (4.17) ve denklem (4.18)'de yer alan L ve C, düşük geçişli prototipin normalleştirilmiş öğe değerlerini ($g_C$ ve $g_L$) temsil etmektedir. Kademeli empedans yöntemi için $Z_h = 120\,\Omega$ ve $Z_l = 20\,\Omega$ seçildiğinde bu empedans değerlerini karşılayan iletim hatlarının elektriksel uzunlukları Tablo 4.3'te gösterildiği şekilde hesaplanmıştır. Devre simetrik olduğu için $C_1 = C_9$ , $L_2 = L_8$, $C_3 = C_7$, $L_4 = L_6$ olarak alınmaktadır.

Tablo 4.3. Hatların Elektriksel Uzunluk Hesabı ($Z_h = 120\,\Omega$, $Z_l = 20\,\Omega$)

| İletim Hattı | Elektriksel Uzunluk Hasabı | Elektriksel Uzunluk |
|---|---|---|
| $C_1 = C_9$ | $\frac{g_1 x\, Z_l}{Z_0} = \frac{1.7504\ x\ 20}{50} x\ \frac{180}{\pi}$ | 40.13° |
| $L_2 = L_8$ | $\frac{g_2 x\, Z_0}{Z_h} = \frac{1.2690\ x\ 50}{120} x\ \frac{180}{\pi}$ | 30.31° |
| $C_3 = C_7$ | $\frac{g_3 x\, Z_l}{Z_0} = \frac{2.6678\ x\ 20}{50} x\ \frac{180}{\pi}$ | 61.17° |
| $L_4 = L_6$ | $\frac{g_4 x\, Z_0}{Z_h} = \frac{1.3673\ x\ 50}{120} x\ \frac{180}{\pi}$ | 32.65° |
| $C_5$ | $\frac{g_5 x\, Z_l}{Z_0} = \frac{2.7239\ x\ 20}{50} x\ \frac{180}{\pi}$ | 62.45° |

Hesaplanan elektriksel uzunluklar ( faz farkı ) , hatlara ait genişlik ve uzunluklar Tablo 4.4'te verilmektedir. Bu değerlere AWR yazılım paketinde yer alan "Line Calculator" kullanılarak ulaşılmıştır.

Tablo 4.4. Hatların Elektriksel ve Fiziksel Uzunlukları ($Z_h = 120\ \Omega, Z_l = 20\ \Omega$)

| i | Elektriksel Uzunluklar | $w_i$ (mm) | $l_i$ (mm) |
|---|---|---|---|
| 1 | 40.13° | 10.68 | 2.82 |
| 2 | 30.31° | 0.37 | 2.40 |
| 3 | 61.17° | 10.68 | 4.31 |
| 4 | 32.65° | 0.37 | 2.59 |
| 5 | 60.45° | 10.68 | 4.26 |
| 6 | 32.65° | 0.37 | 2.59 |
| 7 | 61.17° | 10.68 | 4.31 |
| 8 | 30.31° | 0.37 | 2.40 |
| 9 | 40.13° | 10.68 | 2.82 |

Kademeli empedans yöntemi için aynı işlem $Z_h = 80\ \Omega$ ve $Z_l = 20\ \Omega$ seçilerek tekrar edilmiştir. Bu empedans değerlerini karşılayan iletim hatlarının elektriksel uzunlukları Tablo 4.5'de gösterildiği şekilde hesaplanmıştır.

Tablo 4.5. Hatların Elektriksel Uzunluk Hesabı ($Z_h = 80\ \Omega, Z_l = 20\ \Omega$)

| İletim Hattı | Elektriksel Uzunluk Hasabı | Elektriksel Uzunluk |
|---|---|---|
| $C_1 = C_9$ | $\frac{g_1 x\ Z_l}{Z_0} = \frac{1.7504\ x\ 20}{50} x\ \frac{180}{\pi}$ | 40.13° |
| $L_2 = L_8$ | $\frac{g_2 x\ Z_0}{Z_h} = \frac{1.2690\ x\ 50}{80} x\ \frac{180}{\pi}$ | 45.46° |
| $C_3 = C_7$ | $\frac{g_3 x\ Z_l}{Z_0} = \frac{2.6678\ x\ 20}{50} x\ \frac{180}{\pi}$ | 61.17° |

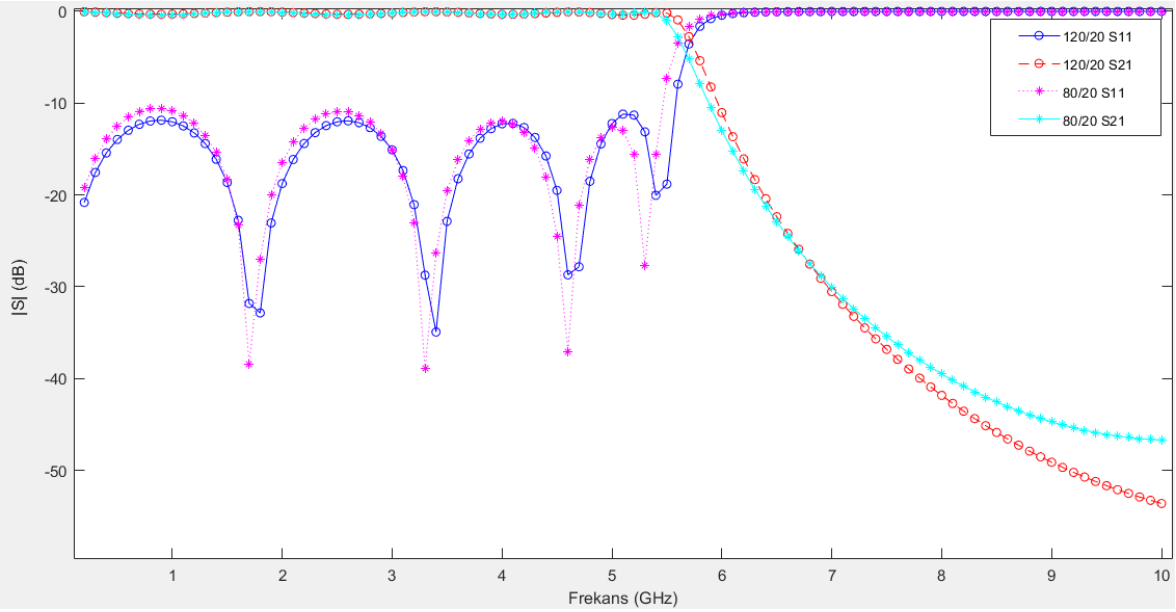
| | | |
|---|---|---|
| $L_4 = L_6$ | $\frac{g_4 x\, Z_0}{Z_h} = \frac{1.3673\ x\ 50}{80} x\ \frac{180}{\pi}$ | 48.98° |
| $C_5$ | $\frac{g_5 x\, Z_l}{Z_0} = \frac{2.7239\ x\ 20}{50} x\ \frac{180}{\pi}$ | 62.45° |

Hesaplanan elektriksel uzunluklarla hatlara ait genişlik ve uzunluklar Tablo 4.6'da verilmektedir. Bu değerler de AWR yazılım paketinde yer alan "Line Calculator" kullanılarak elde edilmiştir.

Tablo 4.6. Hatların Elektriksel ve Fiziksel Uzunlukları ($Z_h = 80\ \Omega$, $Z_l = 20\ \Omega$)

| i | Elektriksel Uzunluklar | $w_i$ (width) | $l_i$ (length) |
|---|---|---|---|
| 1 | 40.13° | 16.64 | 4.01 |
| 2 | 45.46° | 2.31 | 4.79 |
| 3 | 61.17° | 16.64 | 6.12 |
| 4 | 48.98° | 2.31 | 5.17 |
| 5 | 60.45° | 16.64 | 6.24 |
| 6 | 48.98° | 2.31 | 5.17 |
| 7 | 61.17° | 16.64 | 6.12 |
| 8 | 45.46° | 2.31 | 4.79 |
| 9 | 40.13° | 16.64 | 4.01 |

Tablo 4.4 ve 4.6'daki sonuçlara bakarak $Z_h = 80\ \Omega$ iken filtredeki hatların daha uzun tasarlanmasına imkan verildiği görülmektedir. Aynı zamanda Şekil 4.13'deki frekans cevapları empedans seçiminin istenen sonucu bozmadığını göstermektedir. Şekildeki pembe ve mavi renkteki eğriler $Z_h = 120\ \Omega$, $Z_l = 20\ \Omega$ olarak seçildiğindeki $S_{21}$ ve $S_{11}$'in durumunu göstermektedir. Açık gri ve koyu gri renkteki eğriler ise $Z_h = 80\ \Omega$, $Z_l = 20\ \Omega$ iken $S_{21}$ ve $S_{11}$'in durumunu göstermektedir. Birinci durumda ($Z_h = 120\ \Omega$, $Z_l = 20\ \Omega$), $S_{21}$ , 9 GHz'de ikinci durumdan ($Z_h = 80\ \Omega$, $Z_l = 20\ \Omega$) daha iyi sonuç vermiş, $S_{11}$ değerleri iki durumda da birbirine çok yakın çıkmıştır. Bunun sonucunda kademeli empedans yöntemi ile yapılan tasarımda $Z_h = 80\ \Omega$ olarak seçilmiştir. Bu seçim filtrenin üretimi aşamasında kolaylık sağlayacaktır.



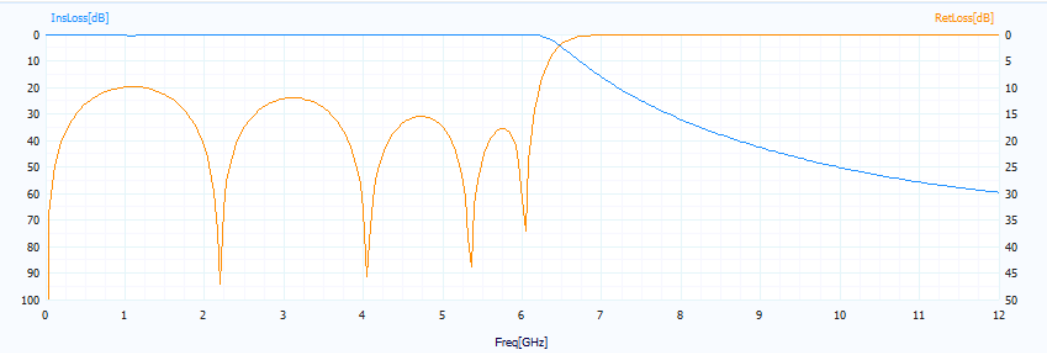

Şekil 4.13. Frekans Cevabı Karşılaştırma ($Z_h = 120\ \Omega$, $Z_l = 20\ \Omega$ & $Z_h = 80\ \Omega$, $Z_l = 20\ \Omega$)

Buna göre AWR yazılım paketinde yer alan "İFilter" ile tasarlanacak olan filtrenin fiziksel olarak görüntüsü Şekil 4.14'te verilmiştir. Üretim yapıldıktan sonra iletim hatlarının devreye basılmış hali Şekil 4.14'teki gibi olmaktadır. En başta ve en sonda bulunan orta kalınlıktaki hatlar 50 $\Omega$'luk hatlardır. En kalın hatlar 20 $\Omega$'luk düşük empedans hatları, en ince hatlar ise 80 $\Omega$'luk yüksek empedans hatlarıdır.



Şekil 4.14. $Z_h = 80\ \Omega$, $Z_l = 20\ \Omega$ iken Tasarlanan Filtre

Şekil 4.15'te kademeli empedans yöntemi ile tasarlanan filtrenin frekans cevabı görülmektedir. Kırmızı renkli eğrinin temsil ettiği $S_{11}$, bir diğer deyişle geri dönüş kaybı istenen değer olan 20 dB olarak elde edilmiştir. Mavi renkli eğrinin temsil ettiği $S_{21}$ , 9 GHz'de hedeflenen zayıflatmayı elde edememiştir.




Şekil 4.15. $Z_h = 80\ \Omega$, $Z_l = 20\ \Omega$ iken Tasarlanan Filtrenin Frekans Cevabı

Hedeflere ulaşmak için koaksiyel iletim hatları kullanılarak filtre tasarımı yapılmıştır.

### 4.4.2. TEM (Transverse Electro Magnetic) Dalga Modu ve Koaksiyel Filtre Tasarımı

Enine elektromanyetik (TEM) mod, elektrik ve manyetik alan çizgilerinin tümünün yayılma yönüne normal (enine) yönlerle sınırlı olduğu bir yayılma modudur. Koaksiyel iletim hatlarında TEM modu baskın moddur ve sinyaller bu modda taşınmaktadır. Uygun koşullar altında, tüm Elektrik Alan çizgileri merkezden dış iletkene doğru ilerlerken, Manyetik Alan çizgileri merkez iletkenin etrafında daireler çizmektedir. Yüksek frekanslarda, daha yüksek dereceli modlar yayılabileceğinden, kabloların boyutları sınırlandırılmalıdır. Bu da güç kapasitesini sınırlamaktadır. Güç kapasitesinin artırılması maksadıyla dış yarıçapı artırmak çözüm olabilmektedir.

Koaksiyel iletim hattı boyunca hem iletkenden hem de yalıtkandan kaynaklanan kayıplar meydana gelmektedir. Bir iletim hattında zayıflatma sabiti, hattın başı ve sonu arasındaki güç farkı olarak tanımlanabilir. Yayılma sabiti denklem (4.19) ile ifade edilmektedir. Burada $\alpha$ zayıflatma sabitini, $\beta$ faz sabitini ifade etmektedir.

$$\gamma = \sqrt{Z\,Y} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \tag{4.19}$$

Koaksiyel iletim hattında yayılmadan kaynaklanan zayıflatma çok azdır [32]. Bu yüzden zayıflatma, iletkenlik ve dielektrik zayıflatmaların toplamıdır. Yalıtkan malzemeden kaynaklanan zayıflatma denklem (4.20) ile iletkenden kaynaklanan zayıflatma ise denklem (4.21) ile hesaplanmaktadır [20].

$$\alpha_d = \frac{k\,tan\delta}{2} \tag{4.20}$$

$$\alpha_c = \frac{R_s}{\mu/\varepsilon} = \frac{\sqrt{\frac{2\pi f \mu_0}{2\sigma}}}{\mu/\varepsilon} \tag{4.21}$$

Burada k, $\beta$'ya eşittir ve $\beta$ dalga sayısı olarak tanımlanmaktadır, $\mu$ manyetik geçirgenlik, $\varepsilon$ elektriksel geçirgenlik, $\sigma$ iletkenlik sabitidir.

TEM dalga modunda dalga sayısı denklem (4.22)'deki gibi ifade edilmektedir.

$$\beta = k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} = \frac{2\pi}{\lambda} \tag{4.22}$$

Burada elde edilen dalga boyuna göre üretilecek çapın sınırına karar verilmektedir. Filtrenin dış çapının dalga boyunun yarısını geçtiği durumlarda TEM dalga modunun yüksek dereceleri ortaya çıkmaktadır. Bu da frekans cevabını etkilemektedir. Daha yüksek dereceli modların yayılmasının önlenmesi koaksiyel kablonun boyutunun sınırlandırılmasıyla çözülebilir. Bu aynı zamanda koaksiyel hattın güç taşıma kapasitesini de etkilemektedir [28].

Tasarıma başlarken ilk olarak karakteristik empedanslar hesaplanır. Denklem (4.22) kapasitör için karakteristik empedansı, denklem (4.23) indüktör için karakteristik empedansı vermektedir.

$$Z_0 = \frac{\beta l}{\omega C} \tag{4.22}$$

$$Z_0 = \frac{\omega L}{\beta l} \tag{4.23}$$

Tablo 4.7'de devre elemanlarının karakteristik empedansları görülmektedir.

Tablo 4.7. Devre Elemanlarının Karakteristik Empedansları

| Eleman | Karakteristik Empedans |
|---|---|
| $C_1 = C_9$ | 20 $\Omega$ |
| $L_2 = L_8$ | 80 $\Omega$ |
| $C_3 = C_7$ | 20 $\Omega$ |
| $L_4 = L_6$ | 80 $\Omega$ |
| $C_5$ | 20 $\Omega$ |

#### 4.4.2.1. Hat Uzunluk Hesabı:

Üretim sürecinde uzunluktan ziyade enine boyutlara daha güçlü kısıtlamalar getirildiği için, iletim hatlarının uzunluklarının seçilen karakteristik empedanslara göre belirlenmesi esas alınmaktadır. Bu husus denklem (4.16a) ve (4.16b)'den anlaşılmaktadır. Denklem (4.16b) kullanılarak karakteristik empedansına karar verilmiş olan kapasitörün bir diğer deyişle düşük empedans hattının uzunluğuna ulaşılmaktadır. Denklem (4.24)'te $C$, prototipteki ilgili hattın g değeri, $Z_0$ karakteristik empedansı ve $\omega_c$ kesim frekansı değerleri cinsinden ifade edilmektedir.

$$\beta l = \frac{\omega C}{Y_h} = \omega C Z_l \quad \xrightarrow{C=\frac{g}{Z_0\omega_c}} \quad \beta l = \omega \; x \; \frac{g}{Z_0\omega_c} x \; Z_l \tag{4.24}$$

Denklem (4.25)'te elektriksel uzunluktaki $\beta$ dalga sayısı, $c$ ışık hızı ve $f$ frekans cinsinden ifade edilmektedir.

$$\beta l = \omega \; x \; \frac{g}{Z_0\omega_c} x \; Z_l \xrightarrow{\beta=\frac{2\pi}{\lambda}, \quad \lambda=\frac{c}{f}} \; l = \frac{c}{2\pi f} x 2\pi f x \; \frac{g}{Z_0\omega_c} x \; Z_l \tag{4.25}$$

$c$ ışık hızı, manyetik geçirgenlik ve elektriksel geçirgenlik kullanılarak denklem (4.26)'daki gibi yazılabilmektedir.

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} x \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{4.26}$$

Denklem (4.27) kullanılarak alçak empedanslı iletim hatlarının uzunlukları hesaplanmaktadır.

$$l = \frac{g}{2\pi} x \frac{Z_l}{Z_0} x \frac{1}{f_c\sqrt{\mu\varepsilon}} x \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{4.27}$$

Denklem (4.16a) kullanılarak karakteristik empedansına karar verilmiş olan indüktörün, diğer bir deyişle yüksek empedans hattının uzunluğuna ulaşılmaktadır. Denklem (4.28)'de $L$, prototipteki ilgili hattın g değeri, $Z_0$ karakteristik empedansı ve $\omega_c$ kesim frekansı değerleri cinsinden ifade edilmektedir.

$$\beta l = \frac{\omega L}{Z_h} \xrightarrow{L=\frac{gZ_0}{\omega_c}} \beta l = \omega \; x \; \frac{gZ_0}{\omega_c} x \; \frac{1}{Z_h} \tag{4.28}$$

Denklem (4.29)'da elektriksel uzunluktaki $\beta$ dalga sayısı, $c$ ışık hızı ve $f$ frekans cinsinden ifade edilmektedir.

$$\beta l = \omega \, x \, \frac{gZ_0}{\omega_c} x \, \frac{1}{Z_h} \xrightarrow{\beta=\frac{2\pi}{\lambda}, \quad \lambda=\frac{c}{f}} l = \frac{\lambda}{2\pi} x \, 2\pi f \, x \frac{gZ_0}{\omega_c} x \, \frac{1}{Z_h} \tag{4.29}$$

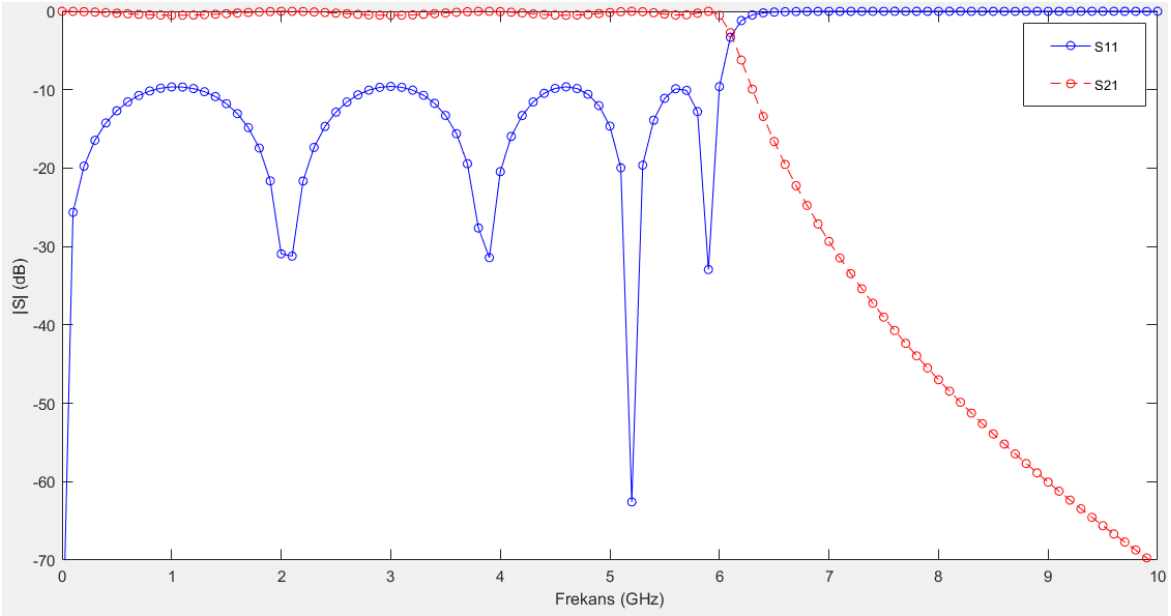
$c$ ışık hızı, manyetik geçirgenlik ve elektriksel geçirgenlik kullanılarak denklem (4.30)'daki gibi yazılabilmektedir.

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} x \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{4.30}$$

Denklem (4.31) kullanılarak yüksek empedanslı iletim hatlarının uzunlukları hesaplanmaktadır.

$$l = \frac{g}{2\pi} x \frac{Z_0}{Z_h} x \frac{1}{f_c \sqrt{\mu\varepsilon}} x \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{4.31}$$

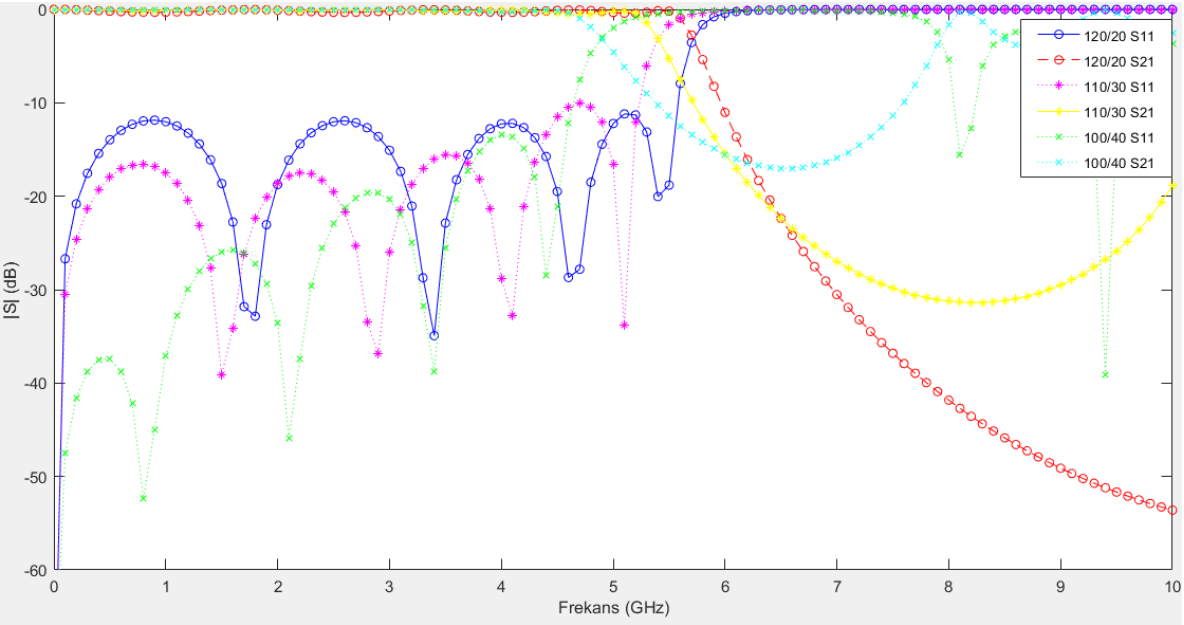
Denklem (4.27) ve (4.31) kullanılarak tasarıma başlanabilmektedir. Bu alt bölümde, istenen gücü ayarlamak için 10 dB dönüş kaybı, 6 GHz kesim frekansı ve $Z_0$ = 50 ohm olan Şekil 4.16'daki dokuzuncu dereceden toplu elemanlarla tasarlanan bir Chebychev toplu eleman filtresinin yanıtı kullanılacaktır.




Şekil 4.16. Chebyshev Filtre Cevabı

İlk olarak, seçilen karakteristik empedanslara bağlı olarak kademeli bir empedans filtresinin davranışı incelenmektedir. Aşırı yüksek ve düşük empedanslar seçilirse, filtrenin beklendiği üzere toplu elemanlı filtre gibi davrandığı gözlenmektedir. Ancak, bu seçim istenmeyen sonuçlara da neden olabilmektedir. Seçilen karakteristik empedans çok yüksekse, gerçek tasarımdaki kayıplar büyük ölçüde artmaktadır. Karakteristik empedans çok düşükse, daha yüksek dereceli modlar sorun olmaya başlamaktadır. Şekil 4.17 $Z_{high}$ ve

$Z_{low}$ karakteristik empedansları farklılaştıkça filtre yanıtının kademeli olarak nasıl değiştiğini göstermektedir.




Şekil 4.17. Farklı $Z_{high}$ ve $Z_{low}$ Değerine Göre Frekans Cevabı

#### 4.4.2.2. Hat Yarıçap Hesabı:

Kademeli empedans, koaksiyel bir iletim hattı görevi gördüğünden, kademeli empedans yöntemi ile Tablo 4.6'daki iletim hattı uzunlukları doğrudan fiziksel parametreler olarak kullanılabilmektedir. Karakteristik empedans, denklem (4.32)'deki gibi empedansın admitansa oranının karekökü ile bulunmaktadır [19].

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \tag{4.32}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\sqrt{R^2+(\omega L)^2}\angle\tan^{-1}\left(\omega L/R\right)}{\sqrt{G^2+(\omega C)^2}\angle\tan^{-1}\left(\omega C/G\right)}} \tag{4.33}$$

$$Z_0 = \sqrt[4]{\frac{R^2+(\omega L)^2}{G^2+(\omega C)^2}}\angle\frac{tan^{-1}\left(\omega L/R\right)-tan^{-1}\left(\omega C/G\right)}{2} \tag{4.34}$$

İletim hattının az kayıplı olduğu durumda ($\omega L \gg R$ ve $\omega C \gg G$ ), denklem (4.33) ve denklem (4.34) revize edilerek karakteristik empedans denklem (4.35) ve denklem (4.36) ile de tanımlanabilir.

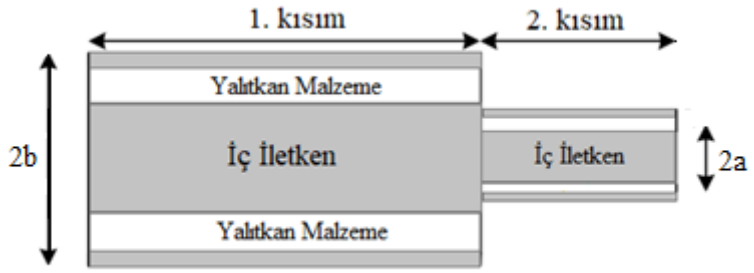
$$Z_0 = \sqrt[4]{\frac{(\omega L)^2}{(\omega C)^2}} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{\frac{\mu_r \mu_0}{2\pi}\ln\left({}^{b}/_{a}\right)}{\frac{2\pi\varepsilon_r\varepsilon_0}{\ln\left({}^{b}/_{a}\right)}}} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}}\ln\left({}^{b}/_{a}\right) \quad (4.35)$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} ln\left({}^{b}/_{a}\right) \quad (4.36)$$

Ayrıca, karakteristik empedans, denklem (4.36) kullanılarak doğrudan fiziksel bir boyuta çevrilebilmektedir. Burada b dış, a iç yarıçaptır.

Birçok kaynakta [5,9,13,19,31] koaksiyel kablolar için karakteristik empedansın hesaplanması için denklem (4.36) kullanılmaktadır. Bu kullanımlarda iletim hattının az kayıplı olduğu değerlendirilmekte ve bu nedenle de $\omega L \gg R$ ve $\omega C \gg G$ varsayımı yapılmaktadır [19].

Denklem 4.36 bir yarıçap ilişkisi sağladığından, bu problem için ilk bakışta sonsuz sayıda çözüm olduğu değerlendirilebilir. Ancak güç kullanımı ve daha yüksek sıralı modlar hakkında daha önce bahsedilen hususlar dışında, başka bir nokta daha bulunmaktadır. Dar ve geniş bölümlerin yarıçap seçiminin güç aktarımını engellememesi gerekmektedir. Bu durum Şekil 4.18'de gösterilmektedir. Bu amaçla, aynı dış yarıçap (b = 10mm) korunur ve sadece iç yarıçap değiştirilir.




Şekil 4.18. Koaksiyel Hat Yapısı

Denklem (4.36) kullanılarak her hat için iç iletkenin yarıçap uzunluğuna ulaşılabilmektedir. Denklemde de görüldüğü gibi seçilmiş olan karakteristik empedanslar ve koaksiyel hat içindeki yalıtkan malzemenin dielektrik katsayısının yarıçap üzerinde etkisi bulunmaktadır. Üretim aşamasında zorluk yaratacak küçük yarıçap uzunlukları için dielektrik sabiti daha küçük olan bir malzemenin seçilmesi çözüm olabilmektedir. Denklem (4.36)'dan anlaşılacağı gibi sabit bir $Z_0$ karakteristik empedansında dielektrik sabiti azaldıkça iç iletken yarıçapı olan a artmaktadır.

Koaksiyel hat içindeki yalıtkan malzeme, dielektrik sabiti 2.1 olan PTFE olarak seçildiğinde hatlar içindeki iç iletken yarıçapları Tablo 4.8'de görüldüğü gibi 6.21 mm ve 1.45 mm olarak hesaplanmıştır.

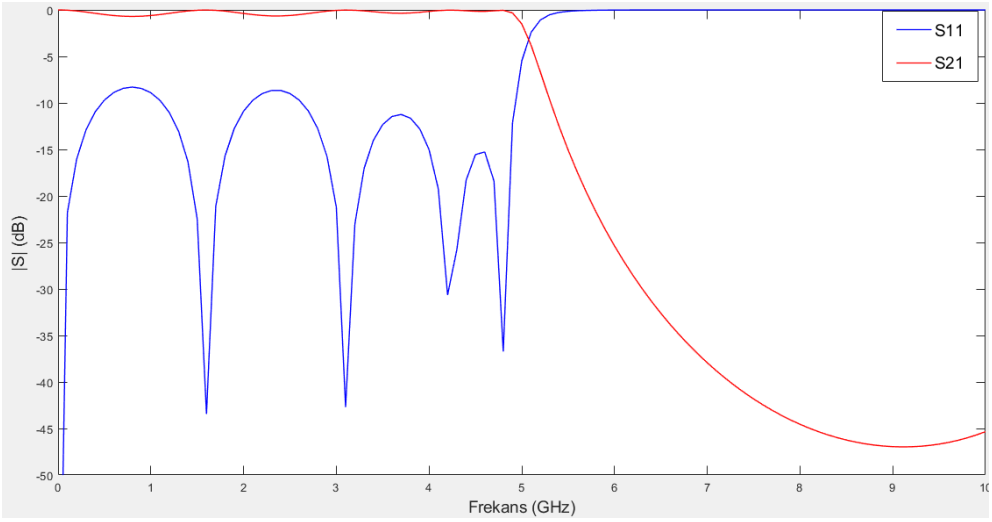
Tablo 4.8. İletim Hatları İç İletken Yarıçapları

| | | |
|---|---|---|
| Kapasitör için | $\frac{60}{\sqrt{2.1}} \text{ x } \ln\left(\frac{10}{\text{a}}\right) = 20$ | $\text{a} = 6.21 \text{ mm}$ |
| İndüktör için | $\frac{60}{\sqrt{2.1}} \text{ x } \ln\left(\frac{10}{\text{a}}\right) = 80$ | $\text{a} = 1.45 \text{ mm}$ |

Hesaplamalar sonucunda bulunan hatların fiziksel ölçüleri Tablo 4.9'da verilmektedir. Bu ölçüler kullanılarak AWR yazılım paketi ile benzetimler yapılmıştır. Şekil 4.19 ile gösterilen benzetim sonuçları incelendiğinde kesim frekansının 6 GHz'de olmadığı görülmektedir. Geri dönüş kaybının ise bazı frekanslarda 10 dB'den daha yüksek olduğu görülmektedir.

Tablo 4.9. İletim Hattı Ölçüleri ($Z_h = 80\ \Omega\ Z_l = 20\ \Omega, \varepsilon_r = 2.1$)

| Hatlar | $l_1$ | $l_2$ | $l_3$ | $l_4$ | $l_5$ | $l_6$ | $l_7$ | $l_8$ | $l_9$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Uzunluk (mm) | 3.87 | 4.38 | 5.90 | 4.72 | 6.03 | 4.72 | 5.90 | 4.38 | 3.87 |
| Yarıçap (mm) | 6.21 | 1.45 | 6.21 | 1.45 | 6.21 | 1.45 | 6.21 | 1.45 | 6.21 |

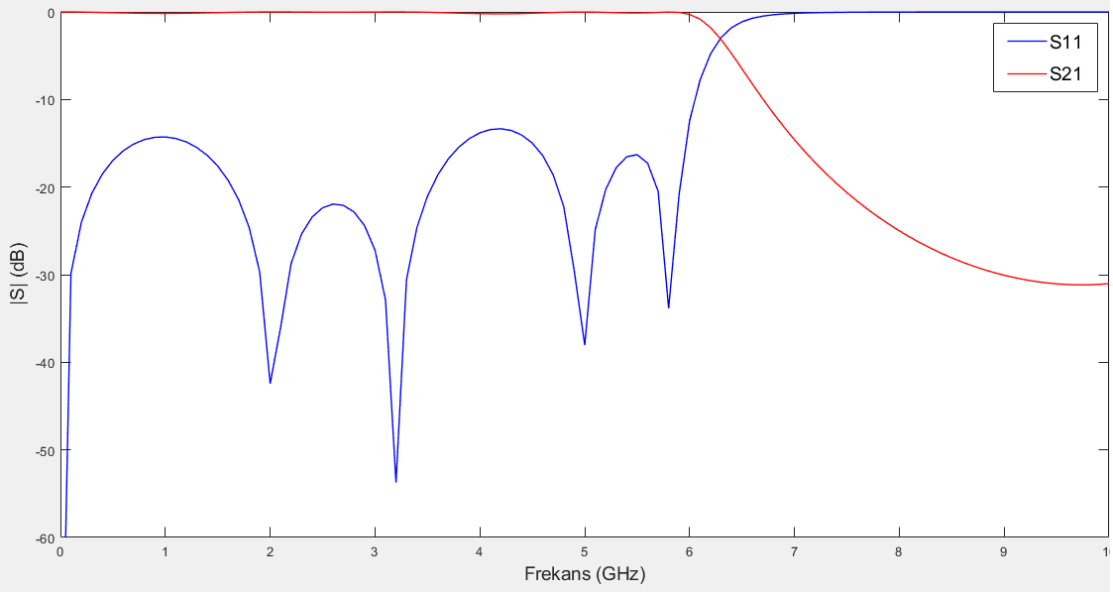



Şekil 4.19. Frekans Cevabı ($Z_h = 80\ \Omega\ \ Z_l = 20\ \Omega,\ \varepsilon_r = 2.1$)

Farklı değerler denerek ince ayarlar ( fine tuning ) yapıldıktan sonra hedefe en yakın sonucu elde ederek 12.4 mm dış yarıçapa sahip bir koaksiyel hat içine Tablo 4.10'da değerleri verilen hatların yerleştirilmesi uygun görülmüştür. Şekil 4.20'de ince ayarlardan sonra elde edilen fekans cevabı görülmektedir. Geri dönüş kaybının ($S_{11}$) ince ayardan sonra düştüğü, filtrenin durdurma bandındaki zayıflatmasının ise azaldığı görülmektedir.

Tablo 4.10. İnce Ayarlardan Sonra İletim Hattı Ölçüleri ($Z_h = 80\ \Omega\ Z_l = 20\ \Omega$, $\varepsilon_r = 2.1$)

| Hatlar | $l_1$ | $l_2$ | $l_3$ | $l_4$ | $l_5$ | $l_6$ | $l_7$ | $l_8$ | $l_9$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Uzunluk (mm) | 3.27 | 4.62 | 4.82 | 4.44 | 6.20 | 4.44 | 4.82 | 4.62 | 3.27 |
| Yarıçap (mm) | 6.21 | 1.85 | 6.21 | 1.85 | 6.21 | 1.85 | 6.21 | 1.85 | 6.21 |




Şekil 4.20. İnce Ayarlardan Sonra Frekans Cevabı ($Z_h = 80\ \Omega\ \ Z_l = 20\ \Omega$, $\varepsilon_r = 2.1$)

İletken koaksiyel hatlar arasındaki boşluk hava (dielektrik sabiti 1) olarak seçildiğinde ise hatların iç iletken yarıçapları Tablo 4.11'de görüldüğü gibi 7.16 mm ve 2.61 mm olarak hesaplanmıştır. İçi PTFE ile doldurulan hatlara göre daha büyük çaplı hatların kullanılabileceği görülmüştür.

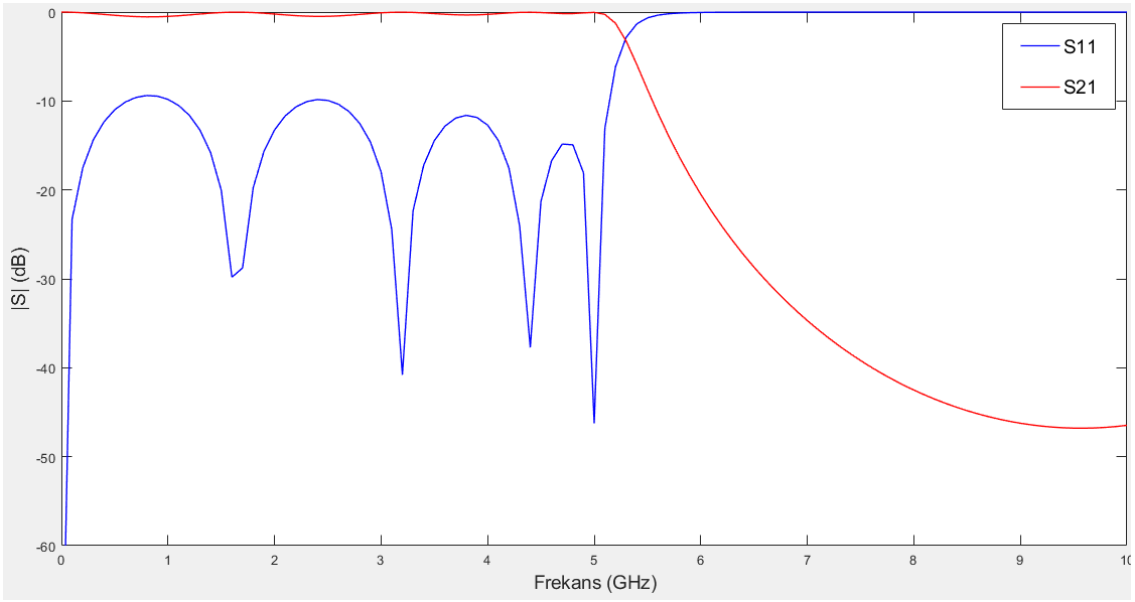
Tablo 4.11. İletim Hatları İç İletken Yarıçapları

| | | |
|---|---|---|
| Kapasitör için | $\frac{60}{\sqrt{1}} \text{ x } \ln\left(\frac{10}{a}\right) = 20$ | $a = 7.16$ mm |
| İndüktör için | $\frac{60}{\sqrt{1}} \text{ x } \ln\left(\frac{10}{a}\right) = 80$ | $a = 2.63$ mm |

Hesaplamalar sonucunda elde edilen hatların fiziksel ölçüleri Tablo 4.12'de yer almaktadır. Bu ölçüler kullanılarak AWR'de benzetim yapılmıştır. Simülasyon sonucu Şekil 4.21'de görülmektedir. Şekil 4.21 incelendiğinde kesim frekansının 6 GHz'de olmadığı görülmektedir Geri dönüş kaybının ise 0-2 GHz aralığında 10 dB'den bir miktar daha yukarıda olduğu görülmektedir.

Tablo 4.12. İletim Hattı Ölçüleri ($Z_h = 80\ \Omega\ Z_l = 20\ \Omega, \varepsilon_r = 1$)

| Hatlar | $l_1$ | $l_2$ | $l_3$ | $l_4$ | $l_5$ | $l_6$ | $l_7$ | $l_8$ | $l_9$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Uzunluk (mm) | 5.60 | 6.35 | 8.54 | 6.84 | 8.72 | 6.84 | 8.54 | 6.35 | 5.60 |
| Yarıçap (mm) | 7.16 | 2.63 | 7.16 | 2.63 | 7.16 | 2.63 | 7.16 | 2.63 | 7.16 |



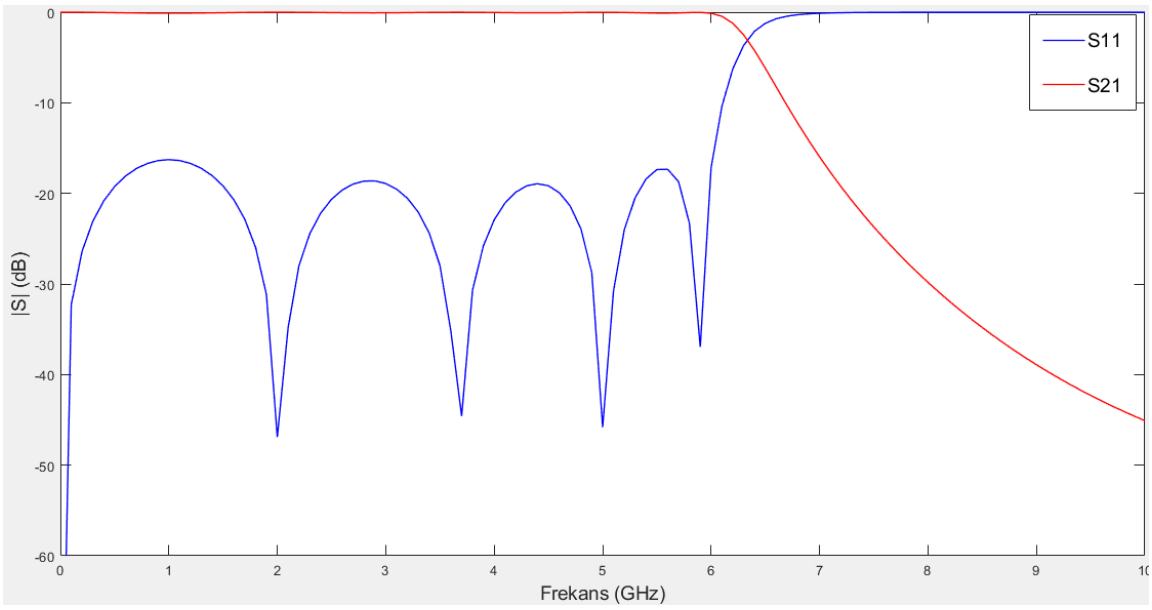

Şekil 4.21 Frekans Cevabı ($Z_h = 80\ \Omega\ \ Z_l = 20\ \Omega,\ \varepsilon_r = 1$)

Çok kısa ve ince hatların üretimi zor olduğundan düşük dielektrik sabitine sahip malzeme kullanılarak yapılacak üretiminin daha kolay olacağı görülmektedir. Dielektrik sabiti düşük malzemenin geri dönüş kaybını da azalttığı benzetim sonuçlarında görülmektedir. İnce ayar öncesinde teflon kullanılarak yapılan tasarımda geri dönüş kaybı 8 dB iken, hava kullanıldığında kayıp 10.5 dB olarak ölçülmüştür.

İnce ayarlar yapıldıktan sonra hedefe en yakın sonucu elde edebildiğimiz için 10.6 mm dış yarıçapa sahip bir koaksiyel hat içine Tablo 4.13'te ölçüleri verilen hatların yerleştirilmesi uygun görülmüştür. Şekil 4.22'de verilen ince ayarlar sonrası sonuçlara bakıldığında kesim frekansı 6 GHz'de olan, geri dönüş kaybı 20 dB'ye yaklaşmış ve 9 GHz'de önceki simülasyon sonuçlarına kıyasla daha iyi zayıflatma sağlayan bir filtre tasarlandığı görülmektedir.

Tablo 4.13. İnce Ayarlardan Sonra İletim Hattı Ölçüleri ($Z_h = 80\ \Omega\ Z_l = 20\ \Omega, \varepsilon_r = 1$)

| Hatlar | $l_1$ | $l_2$ | $l_3$ | $l_4$ | $l_5$ | $l_6$ | $l_7$ | $l_8$ | $l_9$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Uzunluk (mm) | 3.33 | 5.00 | 5.72 | 5.40 | 6.08 | 5.40 | 5.72 | 5.00 | 3.33 |
| Yarıçap (mm) | 7.26 | 1.79 | 7.26 | 1.79 | 7.26 | 1.79 | 7.26 | 1.79 | 7.26 |



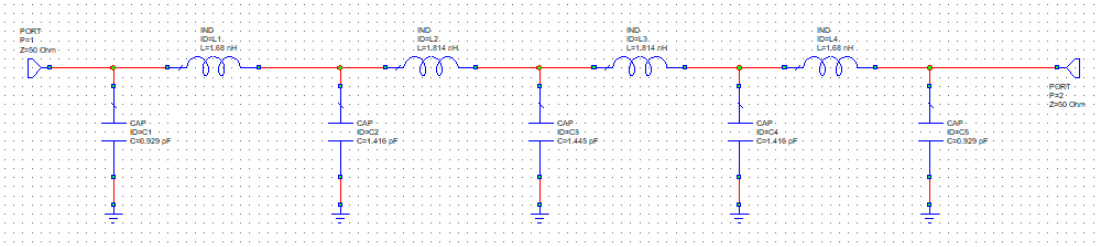

Şekil 4.22. İnce Ayarlardan Sonra Frekans Cevabı ($Z_h = 80\ \Omega\ \ Z_l = 20\ \Omega,\ \varepsilon_r = 1$)

# 5. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

## 5.1. Koaksiyel Filtre Tasarımına İlişkin Simulasyon ve Analiz Çalışmaları

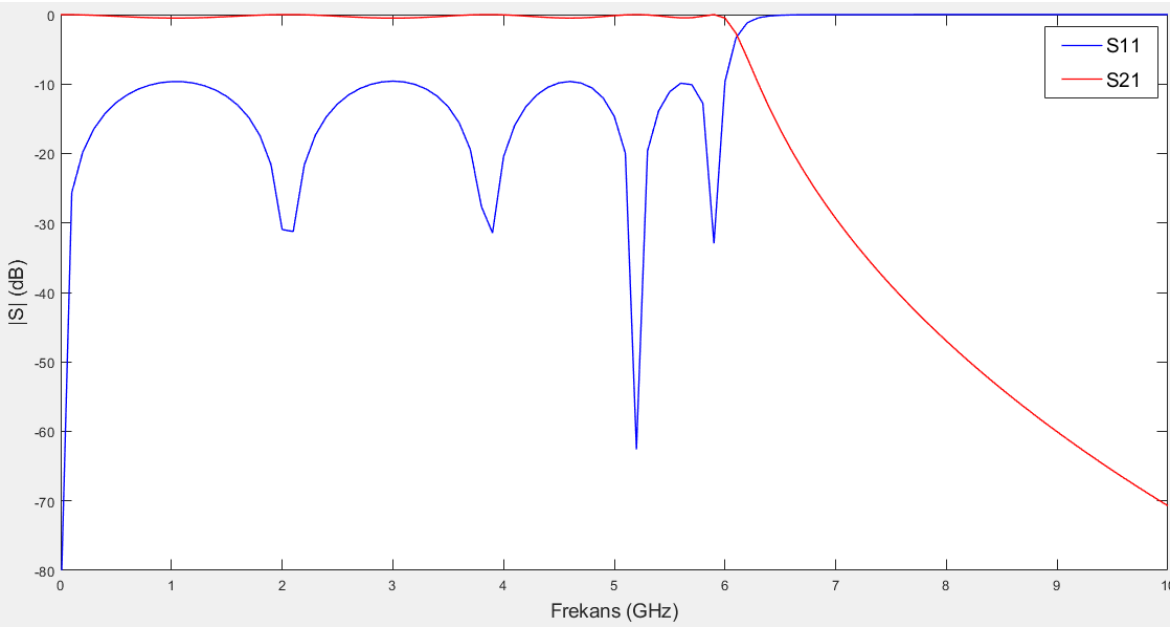
### 5.1.1. Toplu Elemanlarla Tasarım

Önceki bölümlerde belirtildiği gibi Tablo 4.1'den alınan g değerleri ile AWR programı kullanılarak Şekil 5.1'deki alçak geçiren filtrenin prototipi tasarlanmıştır.



Şekil 5.1. AWR'de Toplu Elemanlarla Tasarım (n=9)

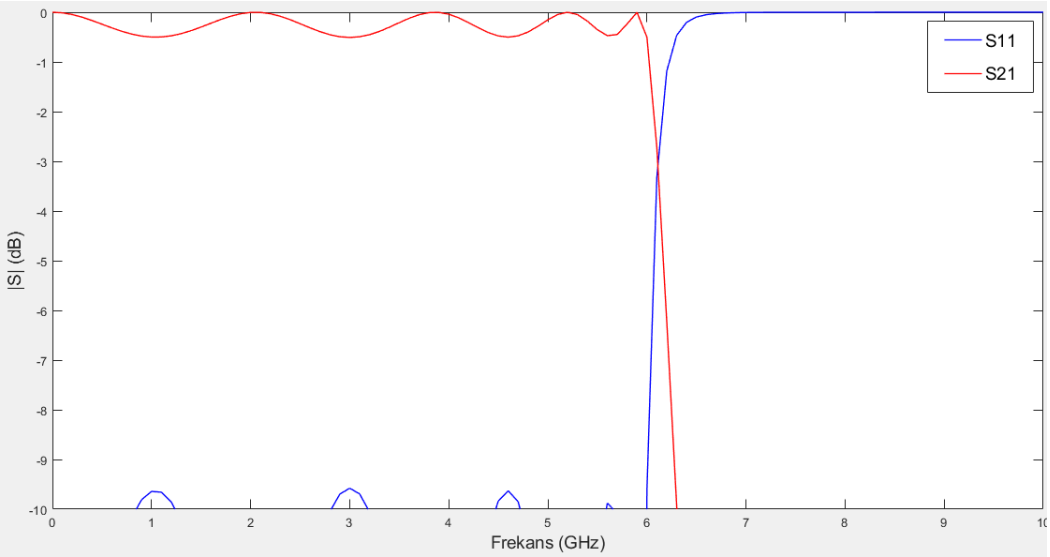
Bu filtre için, S21 (araya girme kaybı – insertion loss) ve S11 (geri yansıma kaybı – return loss) parametreleri incelenmiştir. Şekil 5.2'de görüldüğü gibi araya girme kaybı 9 GHz'de 60 dB olarak elde edilmiştir.




Şekil 5.2. AWR'de Toplu Elemanlarla Tasarım Çıktısı (n=9)

Kesim frekansından düşük frekanslarda $S_{21}$ değeri olması gerektiği gibi 0 dB dolaylarında gözlenmektedir. Ancak 0.5 dB dalgalanmaya sahip Chebyshev filtre ile tasarım yapıldığı için Şekil 5.3'te görüldüğü gibi dalgalanma gözlenmiştir. $S_{11}$ değerinin -20 dB altında olması beklenirken -10 dB dolaylarında gözlenmektedir. Bu sonuç sinyalin 1

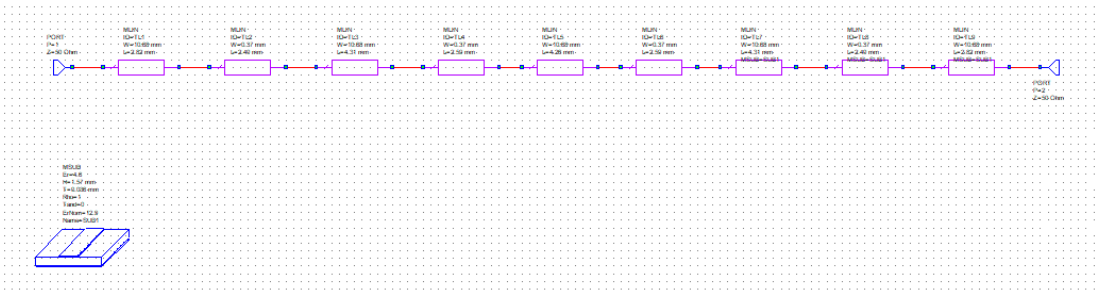
numaralı kapıya geri yansıdığını göstermekte, diğer bir deyişle sinyalin kayıp olarak geri döndüğü anlaşılmaktadır. Sonuç olarak, 6 GHz kesim frekansına sahip bir filtrenin toplu elemanlar ile tasarlanmaya uygun olmaması nedeniyle görüleceği gibi Şekil 5.2'deki sonuçlar beklentiye cevap vermemektedir.



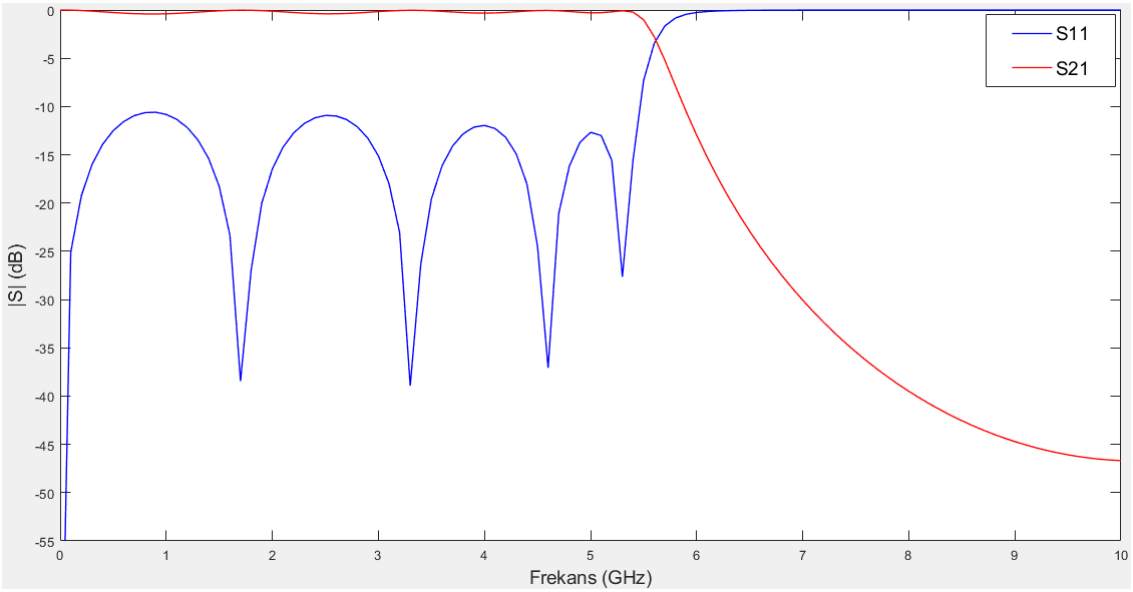

Şekil 5.3. AWR'de Toplu Elemanlarla Tasarım Çıktısı (n=9)

### 5.1.2. Kademeli Empedans Filtre Tasarımı

6 GHz kesim frekansına sahip 0.5 dB dalgalanması olan alçak geçiren mikroşerit filtre üretmek için 1.58 mm kalınlığında ve dielektrik sabiti ($\varepsilon_r$) 2.1 olan PTFE yalıtkan malzeme olarak seçilmiş ve 0.035 mm kalınlığında bakır iletim hattı olarak kullanılmıştır. Simülasyon neticesinde S parametreleri Şekil 5.5'te verilmiştir. Simülasyon sonucu beklenildiği gibi kesim frekansından küçük frekanslarda iletimin gerçekleştiği ve kesim frekansından daha büyük frekansların sönümlendiği alçak geçiren filtre özelliği göstermektedir. $S_{11}$ değerinin ise 20 dB altında olması beklenirken 10 dB dolaylarında gözlemlenmiştir.



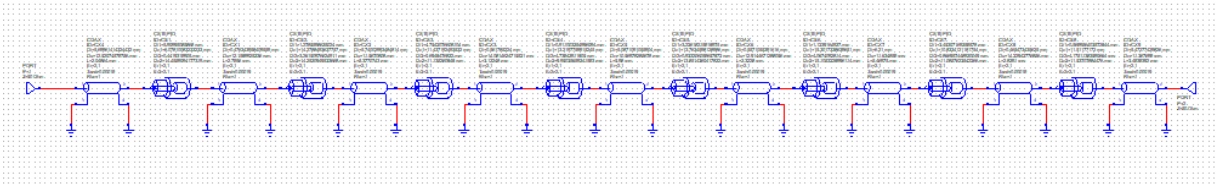
Şekil 5.4. AWR'de Mikroşerit Eşlenik ile Tasarım (n=9)



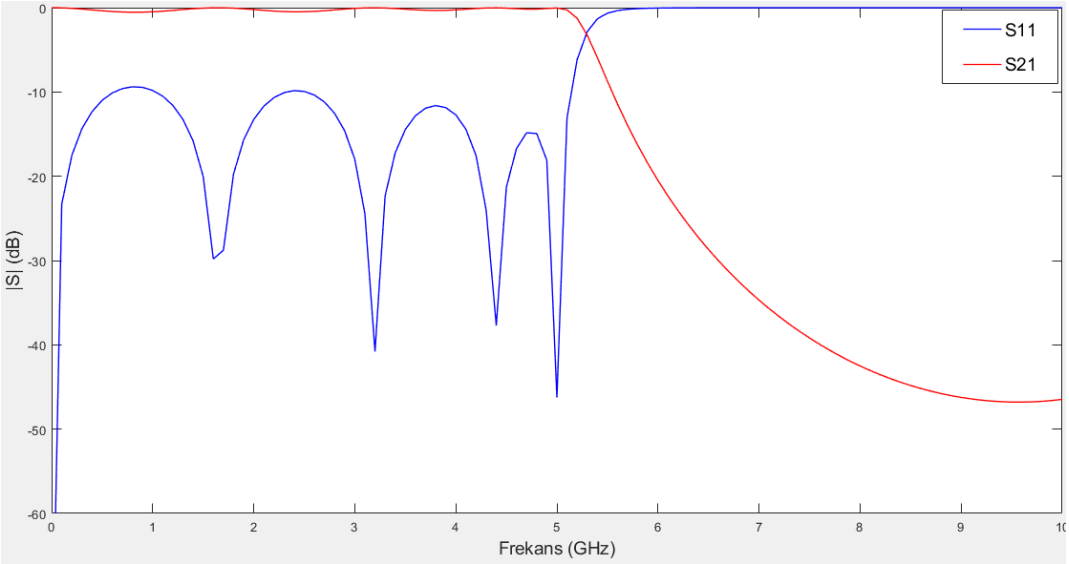

Şekil 5.5. AWR'de Mikroşerit Tasarım Çıktısı (n=9)

### 5.1.3. Koaksiyel İletim Hattı ile Filtre Tasarımı

AWR yazılım paketi kullanılarak Şekil 5.6'da görülen Koaksiyel Filtre tasarımı yapılmıştır. Filtreye ilişkin S parametreleri Şekil 5.7'de verilmiştir. Şekil 5.7'de görüldüğü gibi 6 GHz'de istenen kesim frekansı 5.1 GHz dolaylarında bulunmuştur. Ayrıca, iletimin gerçekleştiği frekanslarda Chebyshev filtreden kaynaklanan 0.5 dB'lik dalgalanma gözlemlenmiştir. 9 GHz'de 50 dB civarında istenen bastırma 45 dB olarak bulunmuştur. Geri dönüş kaybının ise 10 dB'den daha yukarda çıktığı anlaşılmaktadır. Bu sonucun, kalınlaşıp incelen hatlardan aktarılan güçlerden kaynaklı olabileceği düşünülmektedir.



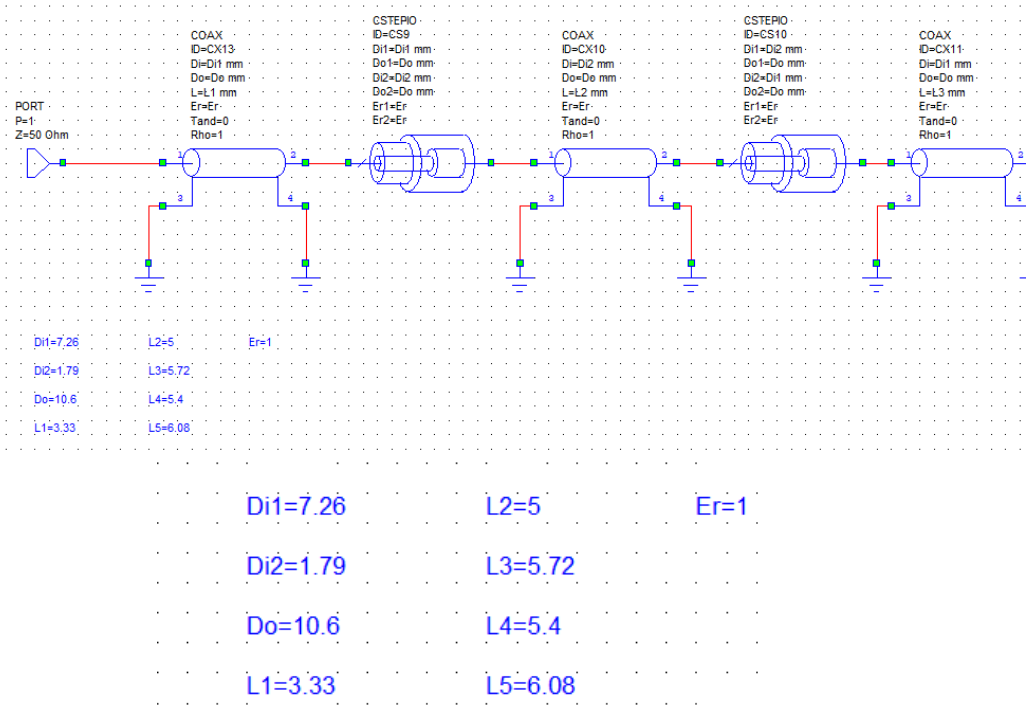
Şekil 5.6. AWR'de Koaksiyel Filtre Tasarımı (n=9, Optimizasyondan Önce)



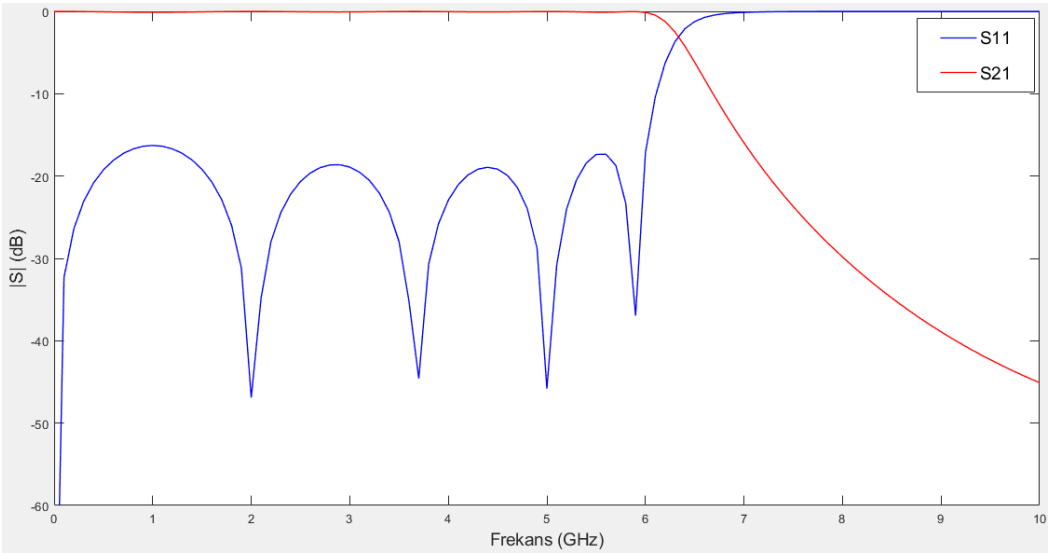

Şekil 5.7. AWR'de Koaksiyel Filtre Tasarım Çıktısı (n=9, Optimizasyondan Önce)

Şekil 5.7'da görülen grafik isterleri karşılamadığı için ince ayarlar yapılmasına ihtiyaç duyulmuştur. İnce ayarlar ile $S_{11}$(geri dönüş kaybı)'in kesim frekansına kadar 20 dB'in altında olması, $S_{21}$'in 9 GHz'de istenen zayıflatmayı sağlaması; sırasıyla $S_{21}$'in iletim bölgesinde, $S_{11}$'in kesim frekansının üzerinde 0 dB dolaylarında olması hedeflenmiştir. Bu esaslar dikkate alınarak yapılan ince ayarlardan sonra elde edilen hat ölçüleri Şekil 5.8'de verilen tasarımda görülmektedir. İletim hatları için "COAX" birimi, iletim hatlarının birleştiği kısım için "CSTEPIO" birimi ( Şekil 5.8 ) kullanılmıştır. İletim hatlarının gürültüden etkilenmemesi için iletken olan bir uçları toprağa bağlanmıştır. Bu tasarım sonucunda elde edilen frekans cevabı ise Şekil 5.9'da verilmiştir.

Hatlar arasında hava kullandıktan sonra ince ayarlarla elde edilen tasarımda geri dönüş kaybının 20 dB'ye yakın olduğu ve 9 GHz'de sinyali 40 dB zayıflattığı gözlenmiştir.



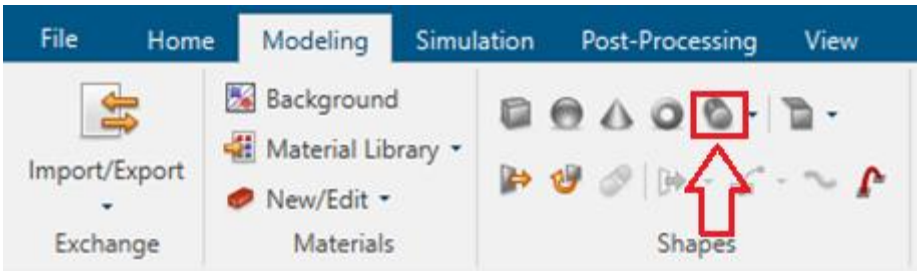

Şekil 5.8. AWR'de Koaksiyel Filtre Tasarımı (n=9, İnce Ayarlardan Sonra)



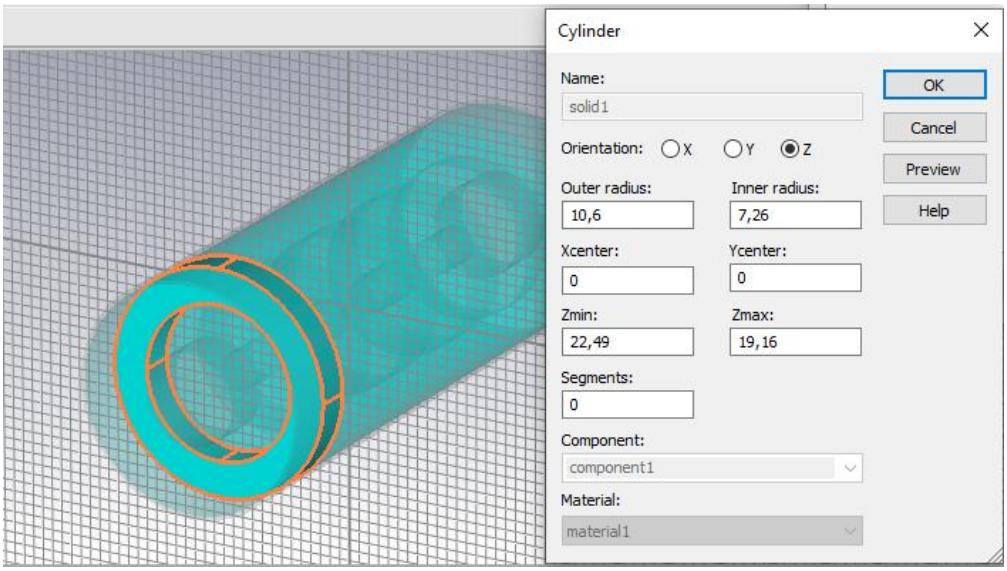

Şekil 5.9. AWR'de Koaksiyel Filtre Tasarım Çıktısı (n=9, İnce Ayarlardan Sonra)

## 5.2. CST'de Gerçekleme Çalışmaları

AWR'de yapılan tasarımlardan hedefe en uygun olanı CST'ye taşınmıştır. CST'de hatlar Şekil 5.10'de gösterilen silindir modeli ile çizilmektedir. Şekil 5.11'de görüldüğü gibi hatların uzunluk ve çapları parametrik olarak girilmekte ve kullanılan malzemenin cinsi seçilebilmektedir.

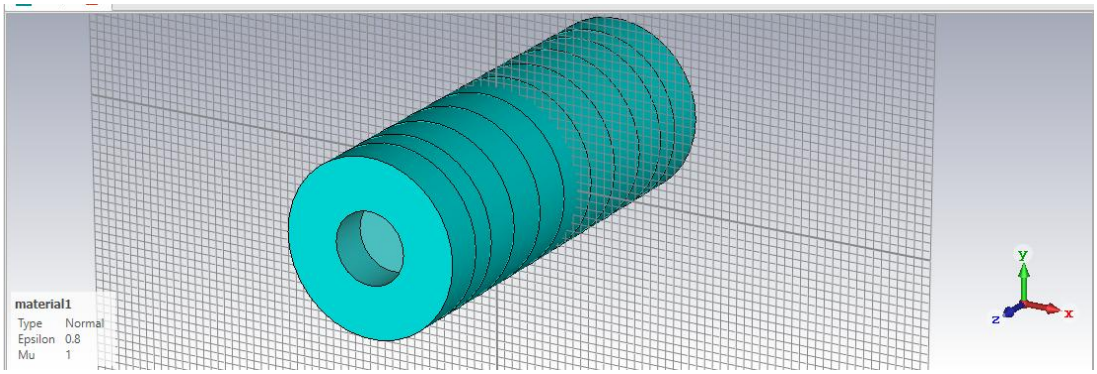



Şekil 5.10. CST Model Şekilleri




Şekil 5.11. Silindir Modeli İçin Parametre Girişi

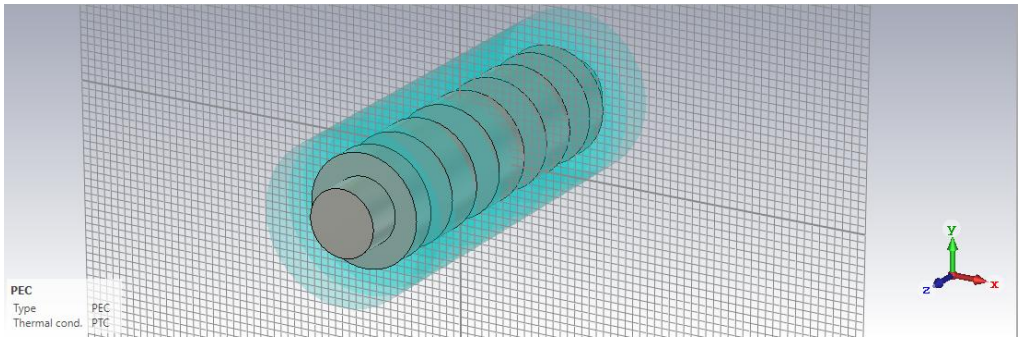
İlk aşamada iletkenler arasındaki yalıtkan malzeme Şekil 5.12'teki gibi oluşturulmaktadır.




Şekil 5.12. Yalıtkan Malzemenin Tam Görüntüsü

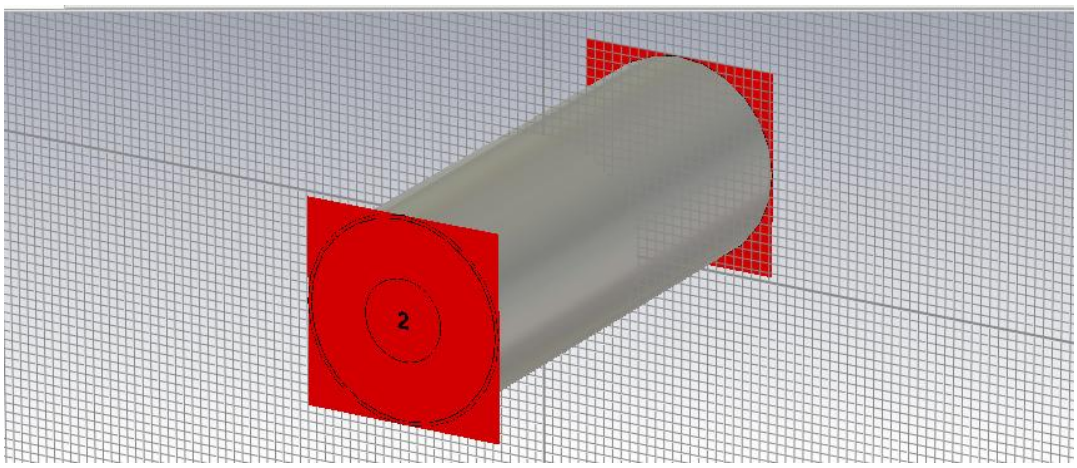
Yalıtkan malzemenin içinde bulunan iletken hat (Perfect Electric Conductor-PEC) boşluklara yerleştirilmektedir. Bunun için yalıtkan malzemede olduğu gibi silindir modeli

kullanılarak merkezden iç iletken yarıçapına kadar olan kısımlar iletken ile doldurulmaktadır. İç iletken Şekil 5.13'te gösterilmektedir.



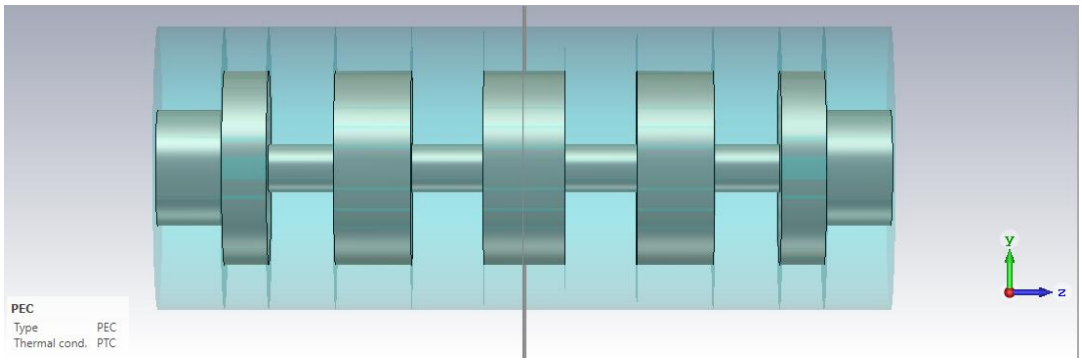

Şekil 5.13. İç İletkenin Tam Görüntüsü

Yalıtkan malzeme içindeki boşluklar iletken ile doldurulduktan sonra dış iletken de yerleştirilerek Şekil 5.14'te görüldüğü gibi kapılar eklenmektedir.

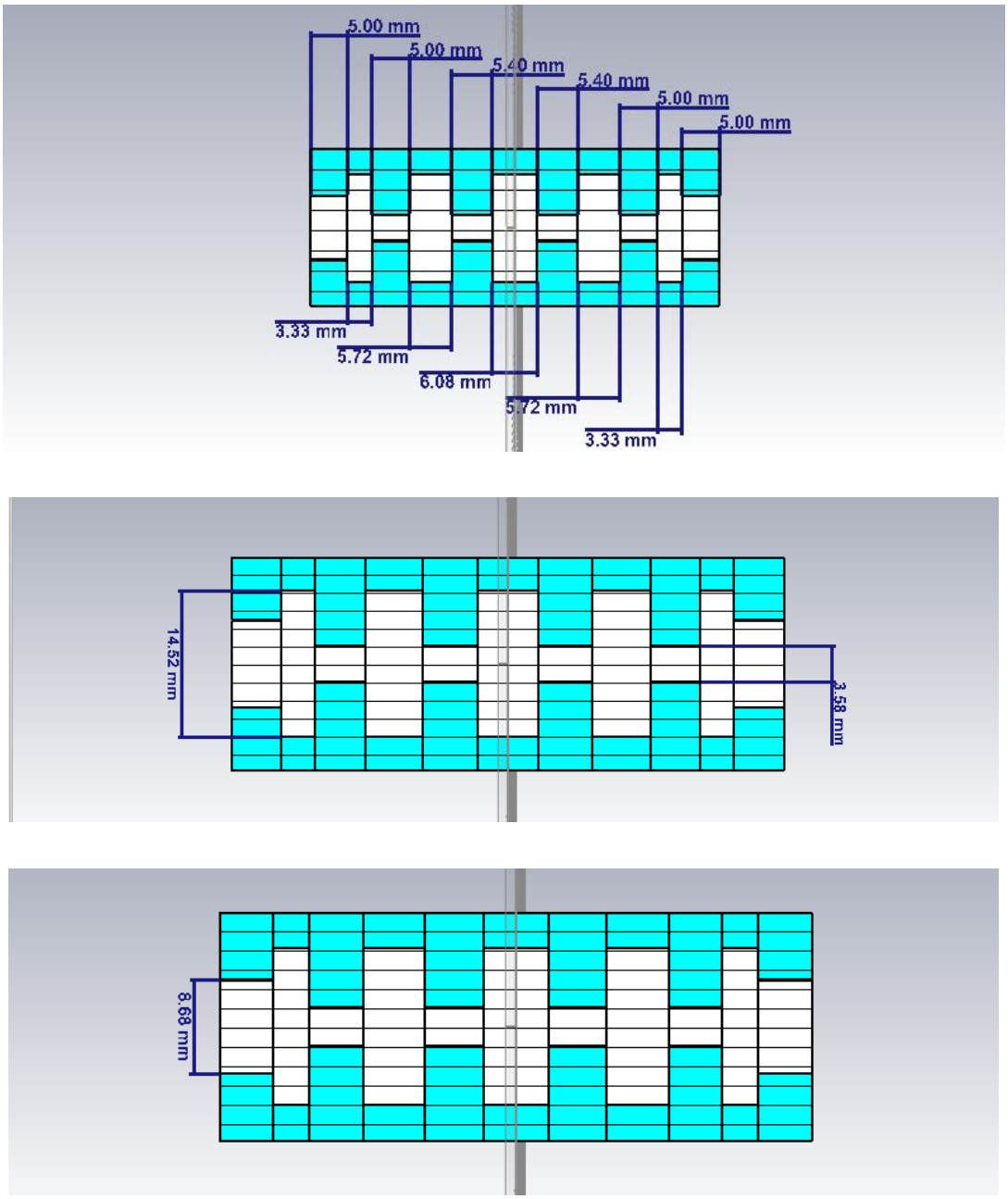



Şekil 5.14. Filtrenin Dışarıdan Görünümü

Tasarlanan filtrenin yandan görünümü Şekil 5.15'te, hatlara ait ölçüler Şekil 5.16'da yer almaktadır.

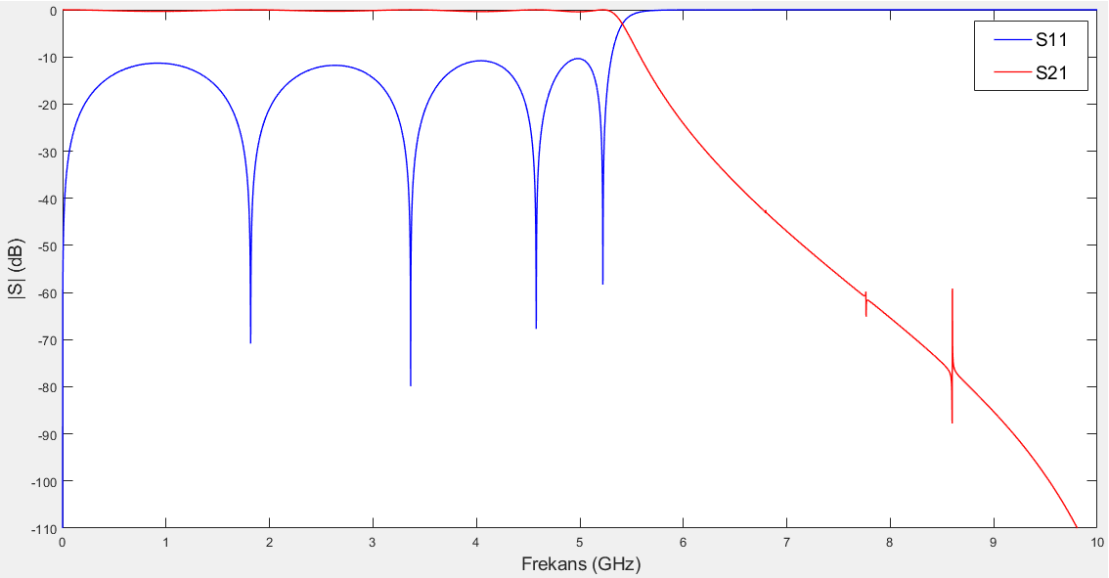


Şekil 5.15. Filtrenin Yandan Görünümü



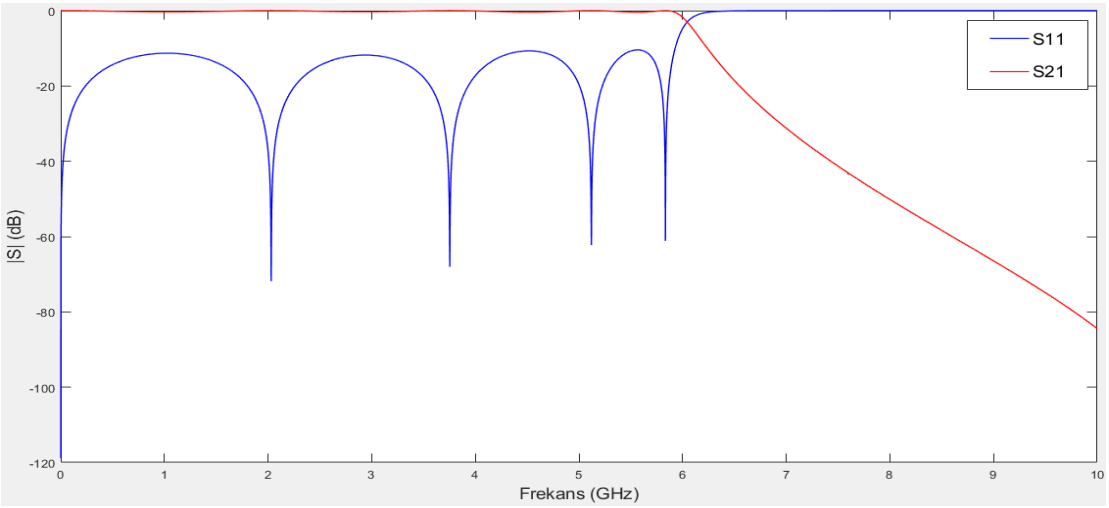

Şekil 5.16. CST'de Koaksiyel Filtre Yapısı (n=9, $\varepsilon_r = 1$)

AWR'de istenen sonuçlara en yakın olarak elde edilen hatları CST'ye taşıdığımız zaman Şekil 5.17'deki sonuçlar elde edilmiştir. Bu tasarımda dielektrik sabiti 1 (hava) olarak alınmıştır. İç iletkenin havada asılı olarak kalması pratikte mümkün değildir. Teorik hesaplamalarda iletkenler arasında hava olduğu durumlarda hedefe en yakın sonuca ulaşılmasına rağmen, istenen sonuç elde edilememiştir. Kesim frekansı 6 GHz'de istenirken 5.4 GHz'den sonra zayıflatma oluşmaktadır.



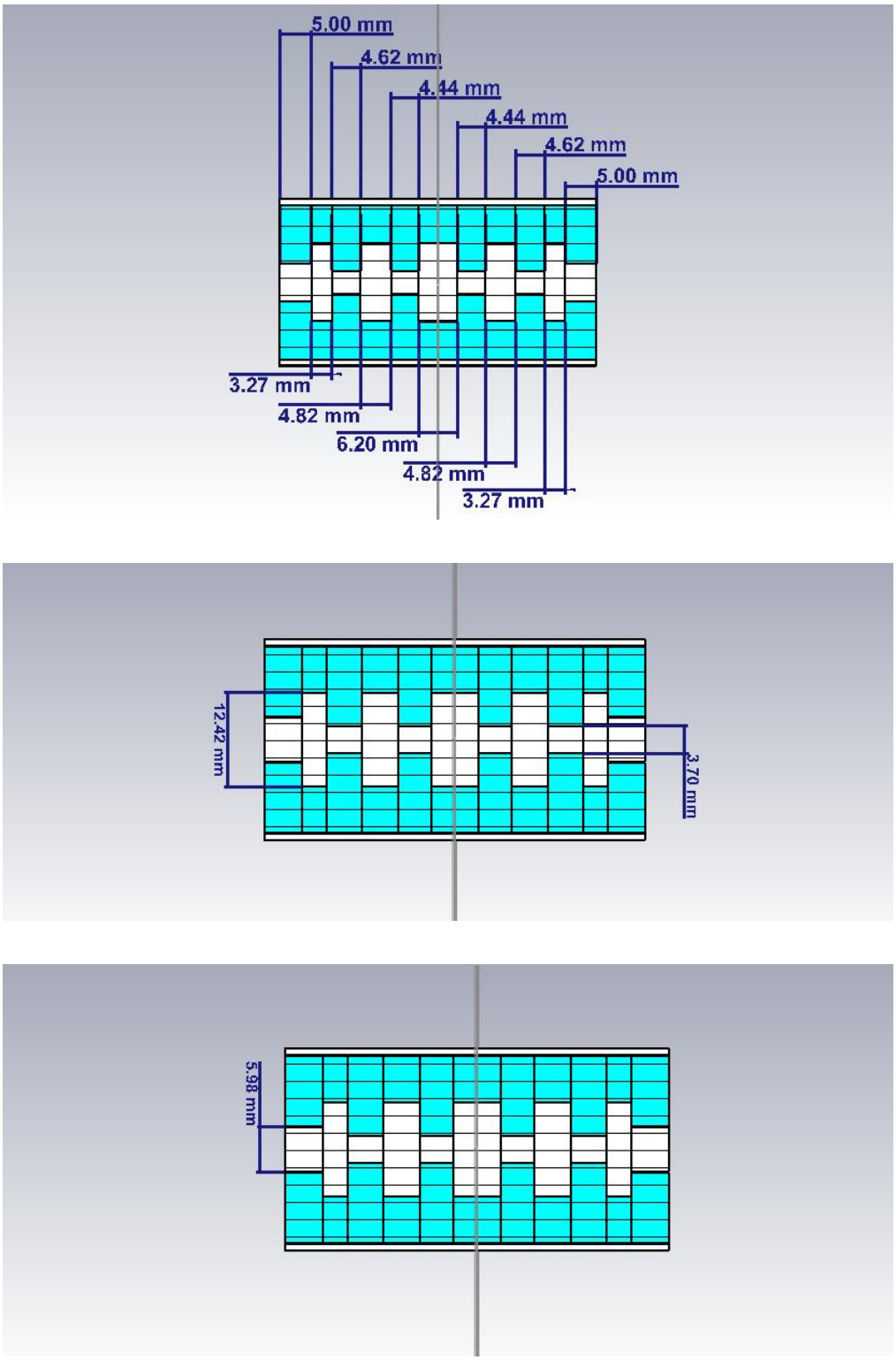

Şekil 5.17. CST'de Frekans Cevabı (n=9, $\varepsilon_r = 1$)

Dielektrik sabiti 0.8'e çekildiği zaman kesim frekansı 6 GHz olan ve 9 GHz'de sinyali 65 dB azaltan filtre cevabına ulaşılmıştır. Fakat geri dönüş kaybına bakıldığı zaman 20 dB'nin üzerinde kayıp olduğu gözlenmiştir.

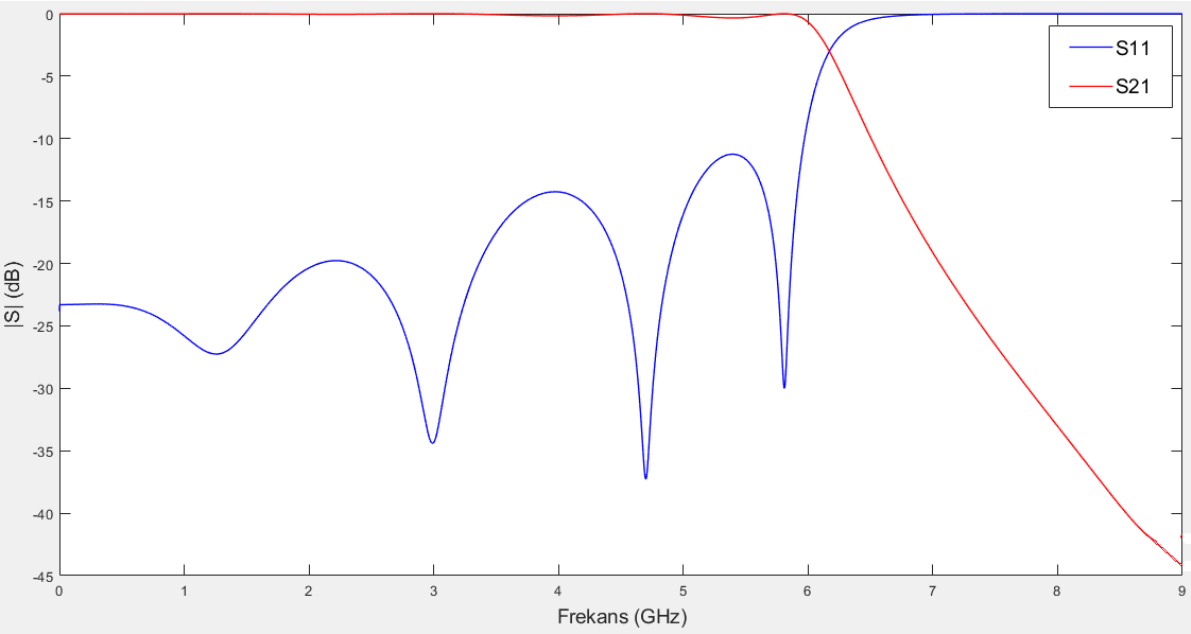



Şekil 5.18. CST'de Frekans Cevabı (n=9, $\varepsilon_r = 0.8$)

Koaksiyel hatlar arasındaki malzeme PTFE olarak seçildiğinde elde edilen hat uzunlukları kullanılarak CST'de tasarım tekrar edilmiştir. Şekil 5.19'da hatlara ait ölçüler yer almaktadır. Şekil 5.20'de PTFE kullanıldığında ulaşılan frekans cevabı gösterilmektedir.

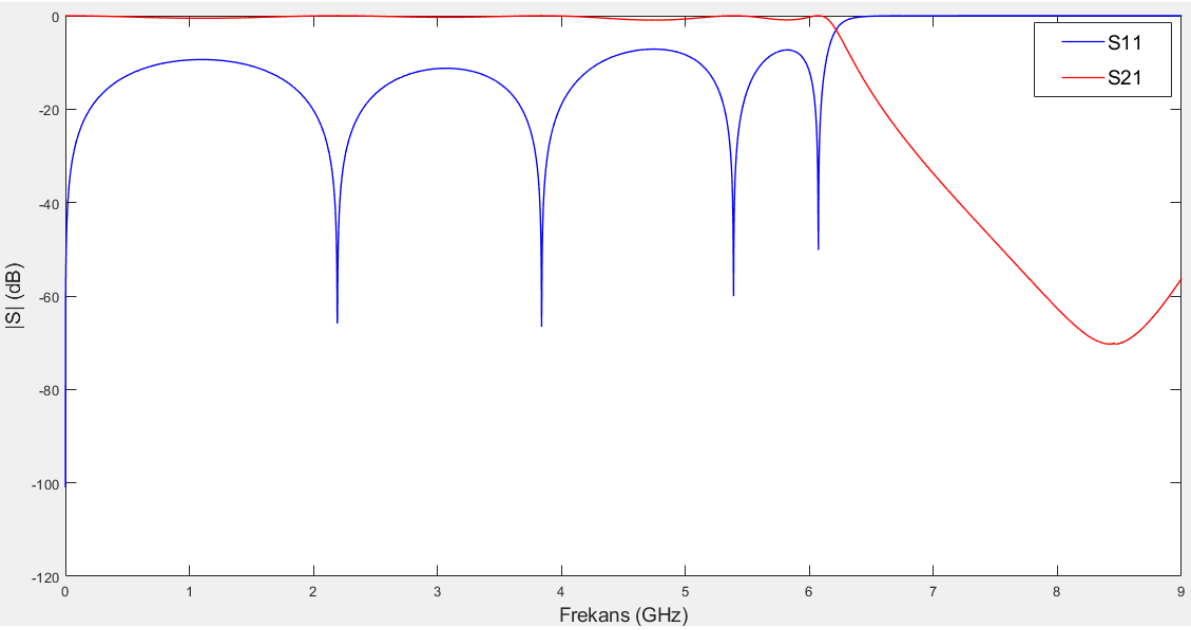



Şekil 5.19. CST'de Koaksiyel Filtre Yapısı (n=9, $\varepsilon_r = 2.1$)




Şekil 5.20. CST'de Frekans Cevabı (n=9, $\varepsilon_r = 2.1$)

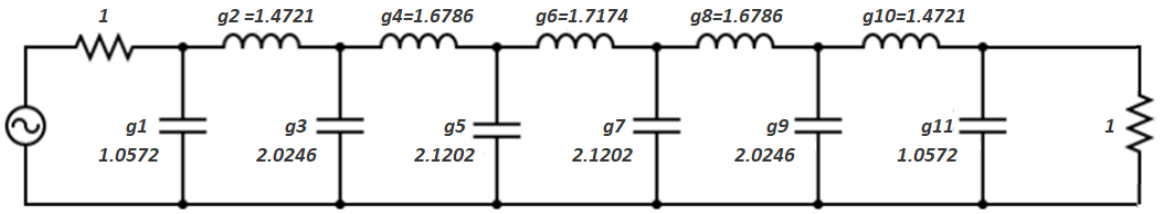
CST'de kullanılan malzemenin dielektrik sabiti 1.35 (BPA Plastik) olarak girildiğinde Şekil 5.21'deki sonuca ulaşılmıştır. Burada kesim frekansının yükseldiği görülmüştür.



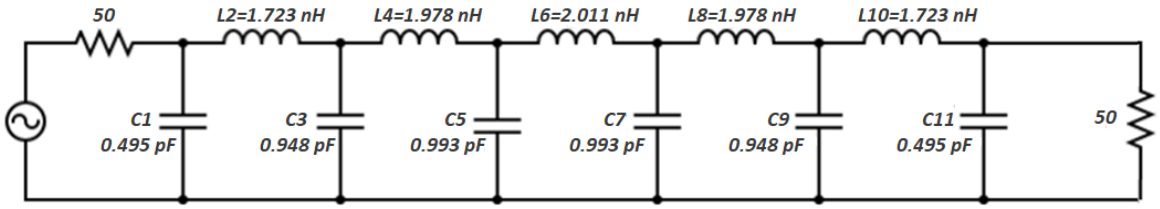

Şekil 5.21. CST'de Frekans Cevabı (n=9, $\varepsilon_r = 1.35$)

Simülasyon sonuçlarında görülen yüksek geri dönüş kaybını düşürebilmek için 0.5 dB ripple veren alçak geçiren filtre prototipini kullanmak yerine 0.05 dB ripple veren Şekil

5.22'deki 11. dereceli alçak geçiren filtre prototipi kullanılmıştır. 11. dereceye geçmekteki amaç, ripple azaldığı için azalan zayıflatmayı telafi etmektir. Çünkü, filtre derecesi arttıkça durdurma bandında daha keskin zayıflatma görülmektedir. Bu şekilde hem dalgalanma miktarı azaltılarak geri dönüş kaybı düşürülmüş, hem de azalan dalgalanma miktarının durdurma bandındaki etkisini telafi etmek için filtre derecesi artırılarak istenen zayıflatma yeniden elde edilmiştir. Filtrenin toplu elemanlarla tasarımı Bölüm 4.4.2'de anlatıldığı gibi yapılmaktadır. Toplu elemanlarla tasarlanan alçak geçiren filtre Şekil 5.23'te gösterilmektedir.

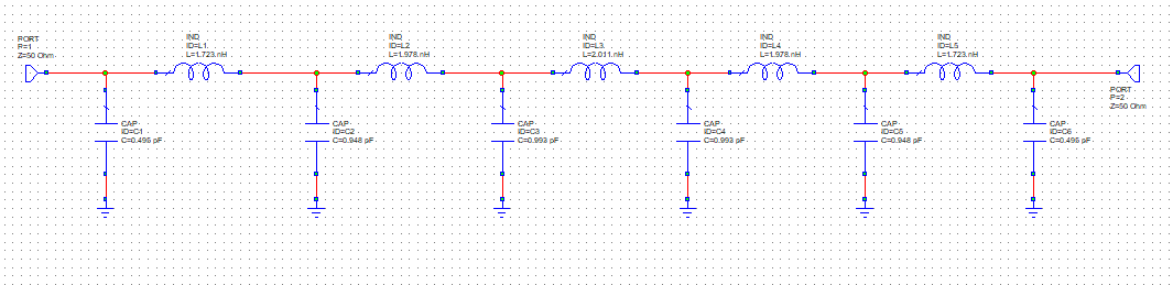



Şekil 5.22. Alçak Geçiren Filtre Prototipi (n=11)



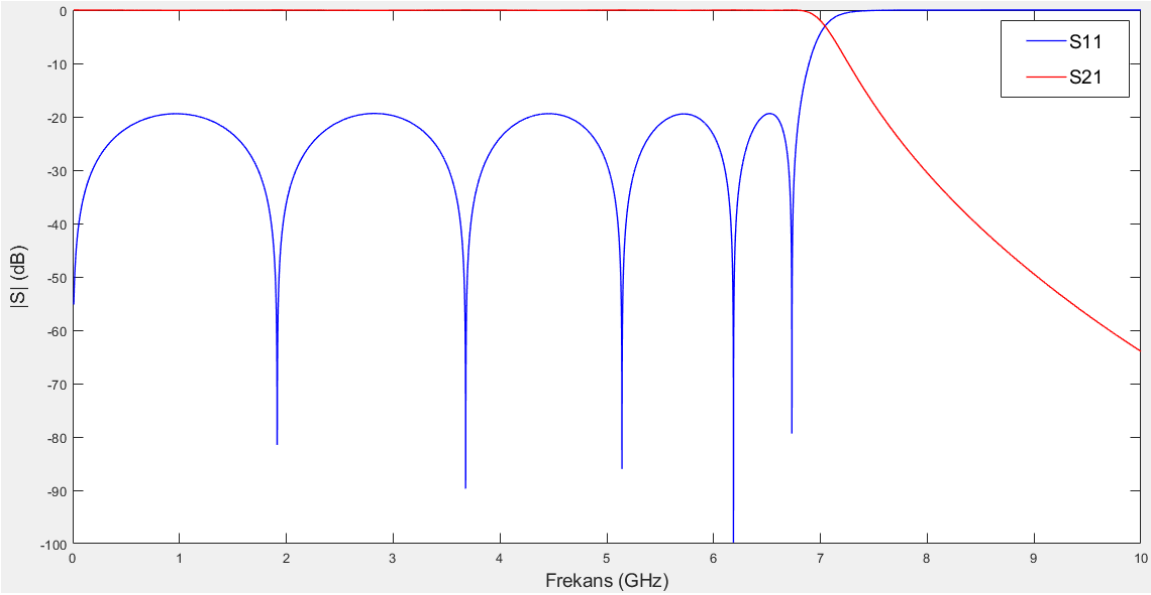

Şekil 5.23. Alçak Geçiren Filtre Tasarımı (n=11)

Tasarlanan filtre AWR'de Şekil 5.24'te görüldüğü gibi çizilmiştir.



Şekil 5.24. AWR'de Toplu Elemanlarla Tasarım (n=11)

11.dereceden toplu elemanlarla tasarlanan alçak geçiren filtreye ait filtre cevabı Şekil 5.25'te yer almaktadır.




Şekil 5.25. AWR'de Toplu Eleman Tasarım Çıktısı (n=11)

Frekans cevabına bakıldığında kesim frekansı 6 GHz'den daha büyüktür. Geri dönüş kaybı 20 dB'dir ve 9 GHz'de 50 dB zayıflatma gözlenmiştir.

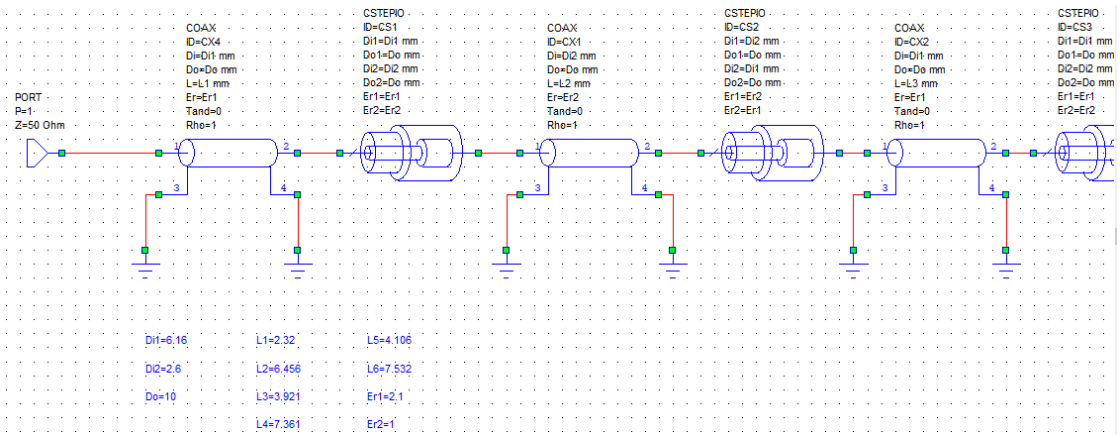
Hesaplamalarda daha kısa bulunan yüksek empedans hatlarının uzunluklarını uzatabilmek için iç ve dış iletkenlerin arası PTFE yerine hava ile doldurulmuştur.

Bölüm 4.4.4'te gösterildiği şekilde hesaplamalar yapıldıktan sonra elde edilen hat uzunluk ve yarıçaplarına göre AWR'de koaksiyel hatlar kullanılarak Şekil 5.26'daki gibi tasarım yapılmıştır. Hatların ölçüleri Tablo 5.1'de verilmiştir.

Tablo 5.1. İnce Ayarlardan Önce İletim Hattı Ölçüleri

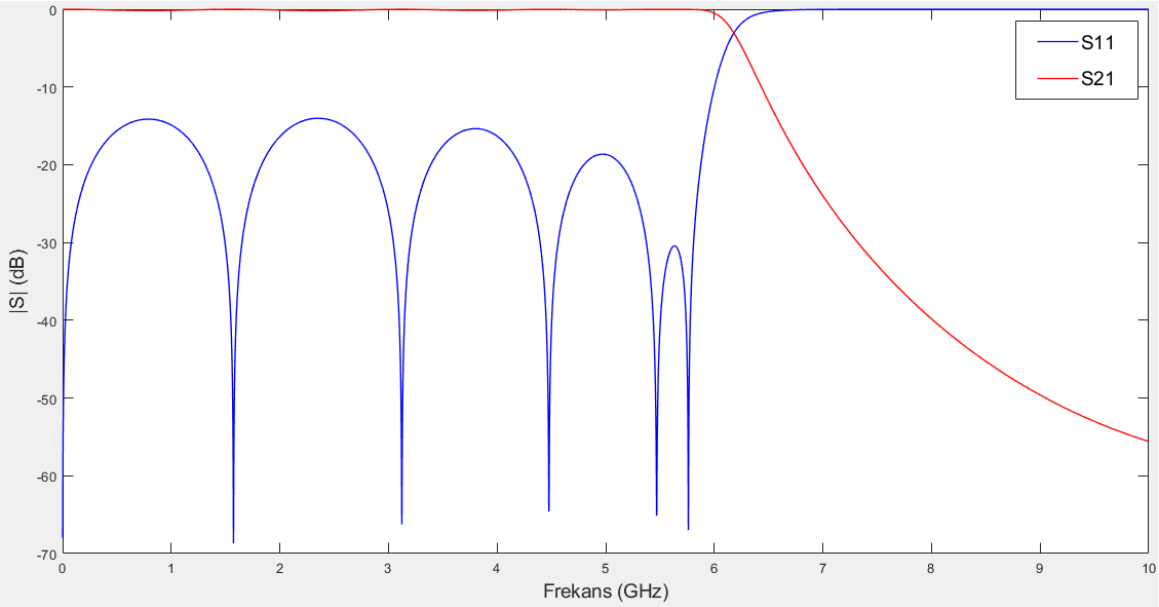
(n=11, $Z_h = 80\ \Omega$ $Z_l = 20\ \Omega$)

| Hatlar | $l_1$ | $l_2$ | $l_3$ | $l_4$ | $l_5$ | $l_6$ | $l_7$ | $l_8$ | $l_9$ | $l_{10}$ | $l_{11}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Uzunluk (mm) | 2.321 | 6.456 | 3.921 | 7.361 | 4.654 | 7.532 | 4.654 | 7.361 | 3.921 | 6.456 | 2.321 |
| Yarıçap (mm) | 6.16 | 2.6 | 6.16 | 2.6 | 6.16 | 2.6 | 6.16 | 2.6 | 6.16 | 2.6 | 6.16 |



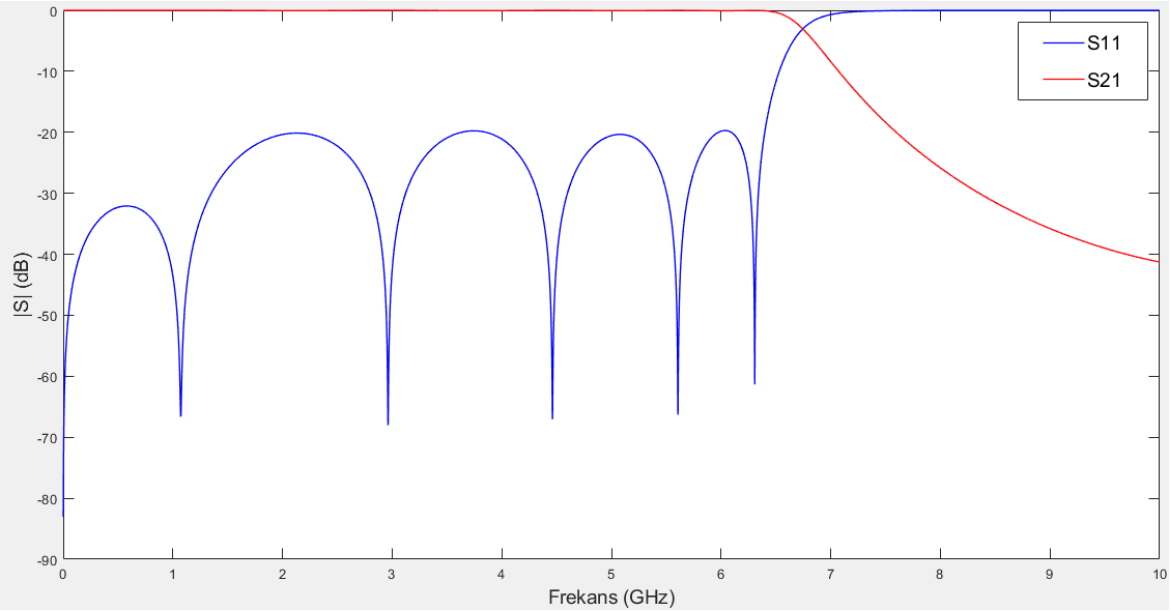

Şekil 5.26. AWR'de Koaksiyel Filtre Tasarımı (n=11)

Tasarımın sonunda Şekil 5.27'deki frekans cevabına bakıldığında kesim frekansı 6 GHz, geri dönüş kaybı 14 dB civarında elde edilmiştir. Filtre sinyali 9 GHz'de 50 dB bastırmaktadır.




Şekil 5.27. AWR'de Koaksiyel Filtre Tasarım Çıktısı (n=11, İnce Ayarlardan Önce)

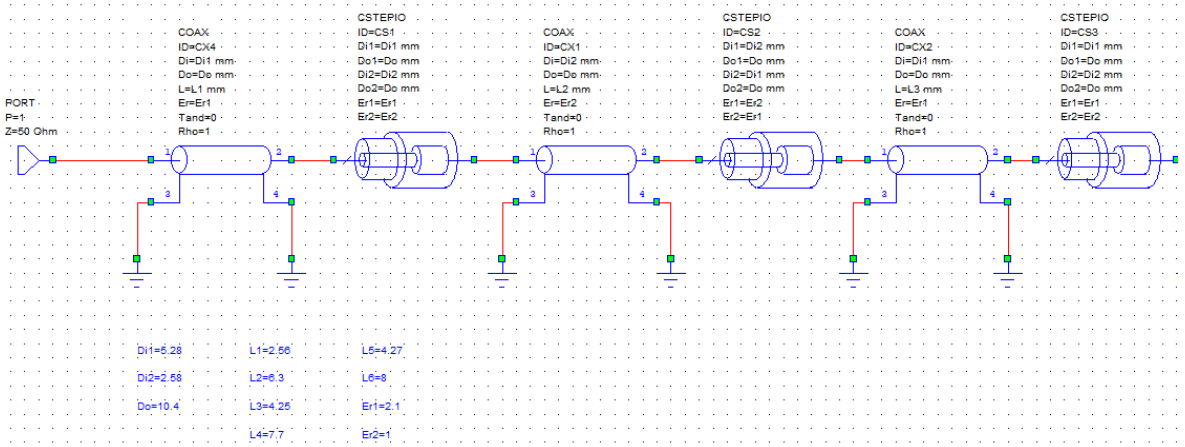
20 dB'den daha düşük hedeflenen geri dönüş kaybına ulaşılamadığı için ince ayarlar yapılmıştır. İnce ayarlar sonunda elde edilen sonuç Şekil 5.28'de görülmektedir. Frekans cevabına bakıldığında geri dönüş kaybının 20 dB'ye düşürüldüğü görülmektedir. Hatların ölçüleri Tablo 5.2'de verilmiştir.




Şekil 5.28. AWR'de Koaksiyel Filtre Tasarım Çıktısı (n=11, İnce Ayarlardan Sonra)

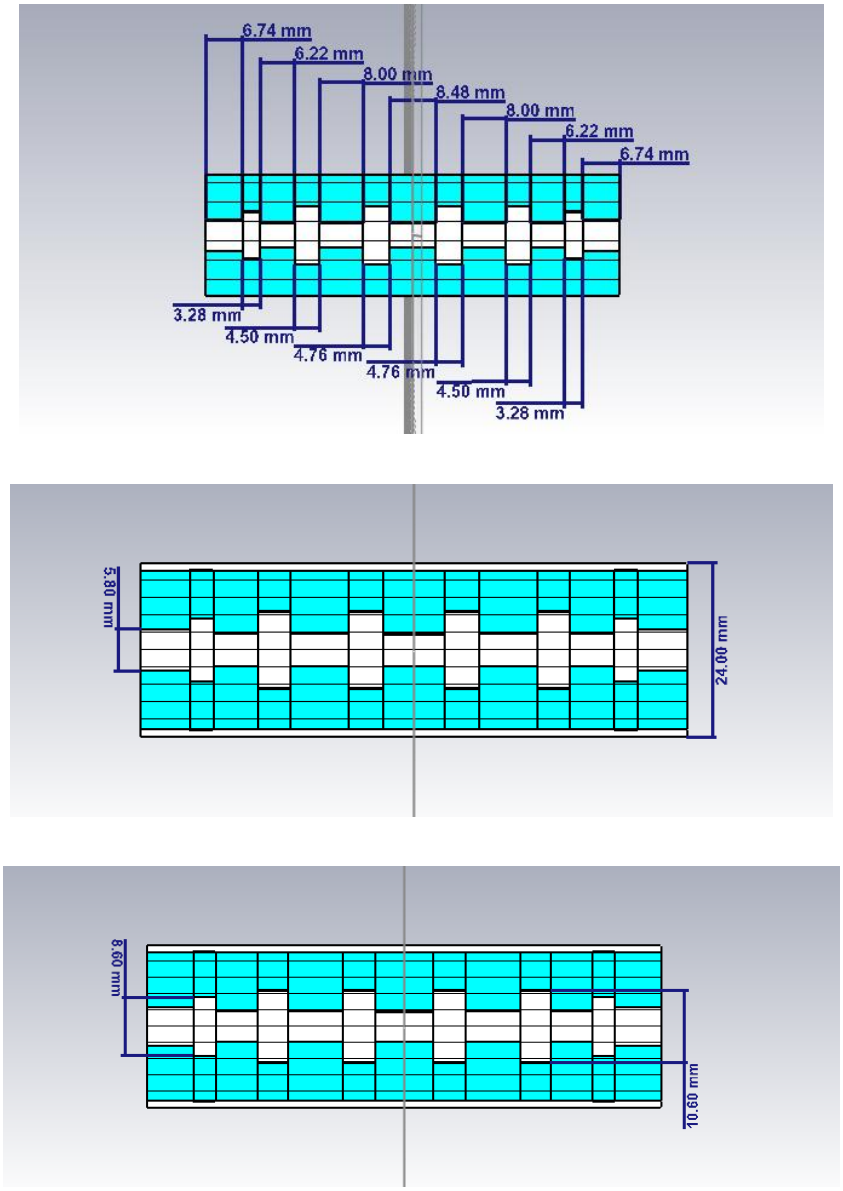
Tablo 5.2. İnce Ayarlardan Sonra İletim Hattı Ölçüleri (n=11, $Z_h = 80\,\Omega$ $Z_l = 20\,\Omega$)

| Hatlar | $l_1$ | $l_2$ | $l_3$ | $l_4$ | $l_5$ | $l_6$ | $l_7$ | $l_8$ | $l_9$ | $l_{10}$ | $l_{11}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Uzunluk (mm) | 2.56 | 6.3 | 4.25 | 7.7 | 4.27 | 8 | 4.27 | 7.7 | 4.25 | 6.3 | 2.56 |
| Yarıçap (mm) | 5.28 | 2.58 | 5.28 | 2.58 | 5.28 | 2.58 | 5.28 | 2.58 | 5.28 | 2.58 | 5.28 |




Şekil 5.29. AWR'de Koaksiyel Filtre Tasarımı (n=11, İnce Ayarlardan Sonra)

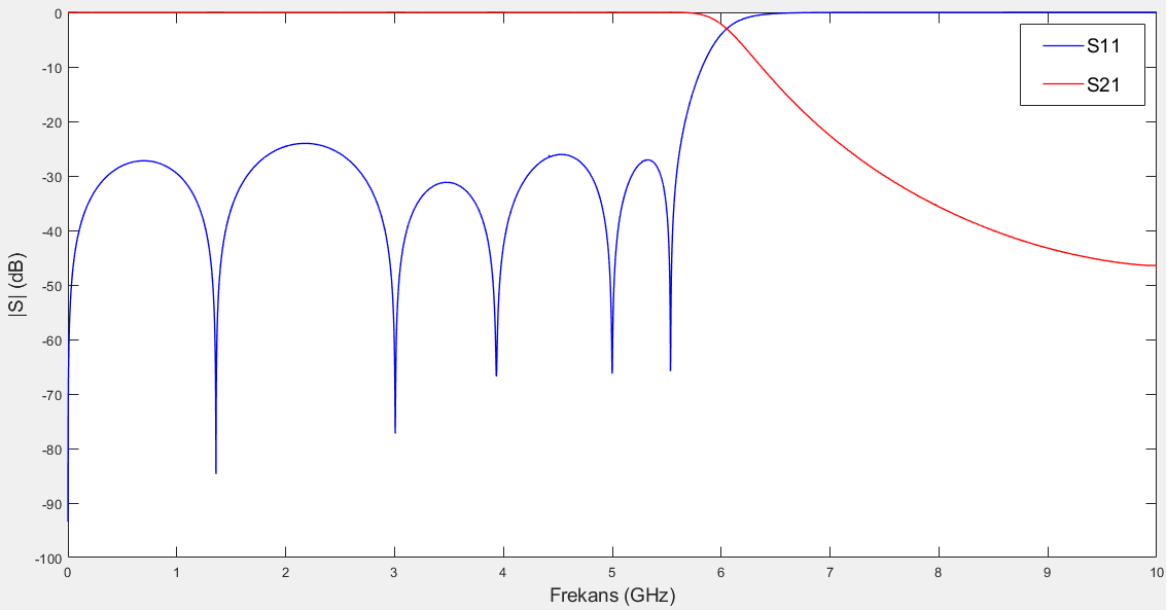
İnce ayarlardan sonra tasarım CST'ye geçtiğinde frekanslarda kayma olacağından dolayı kesim frekansı 6.4 GHz'de tutulmuştur. Durdurma bandındaki azaltmanın hedefin altında olmasına izin verilmiştir. Daha sonra tasarım CST'ye geçirilmiş ve istenen sonuçlara ulaşabilmek için burada da ölçüler üzerinde bir takım değişiklikler yapılmıştır.




Şekil 5.30. Koaksiyel Filtre Yapısı

( Düşük empedans hatlarında $\varepsilon_r = 2.1$, Yüksek empedans hatlarında $\varepsilon_r = 1$)

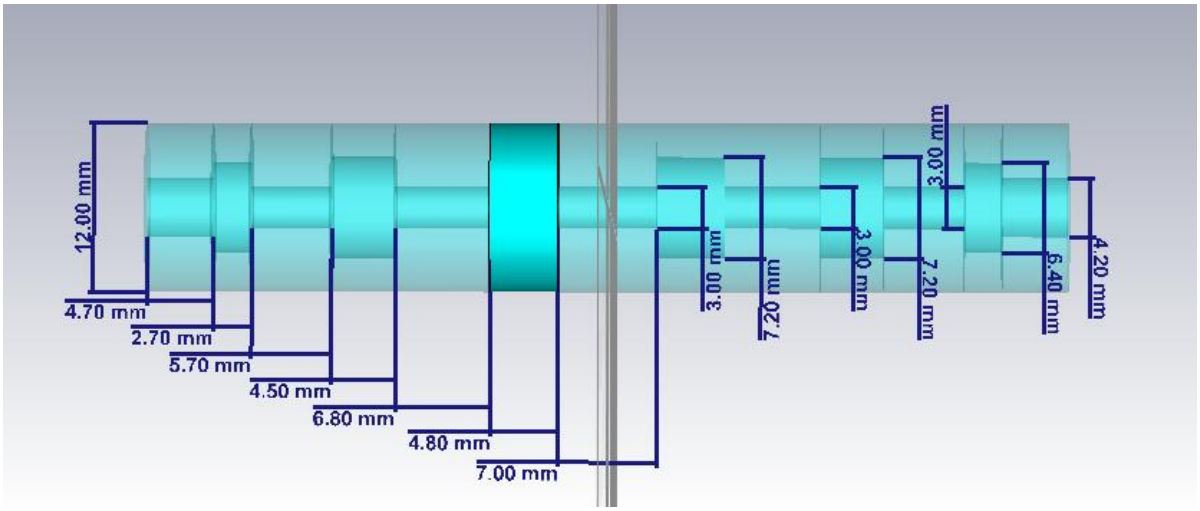
CST'ye taşınan tasarımın frekans cevabı Şekil 5.31'de görülmektedir.




Şekil 5.31. CST'de Frekans Cevabı (n=11)

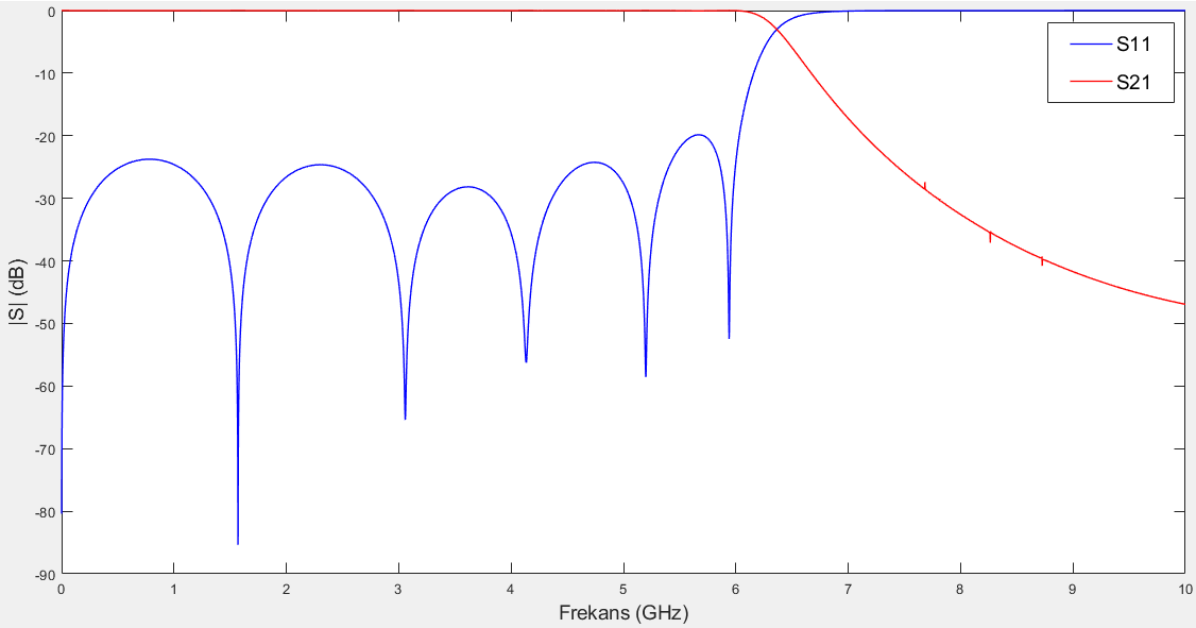
Netice olarak, geri dönüş kaybı hedeflendiği gibi 20 dB'den düşük, 25 dB civarındadır. 9 GHz'de sinyal 45 dB bastırılmaktadır. Kesim frekansının 6 GHz olması istenirken, sinyal 5.8 GHz'de kesime gitmiştir.

Dış yarıçapı 24 mm olarak tasarlanan koaksiyel hatların TEM dalganın yüksek modlarını tetikleyeceği için tasarım hat çaplarını azaltacak şekilde tekrar yapılmıştır




Şekil 5.32. Koaksiyel Filtre Yapısı

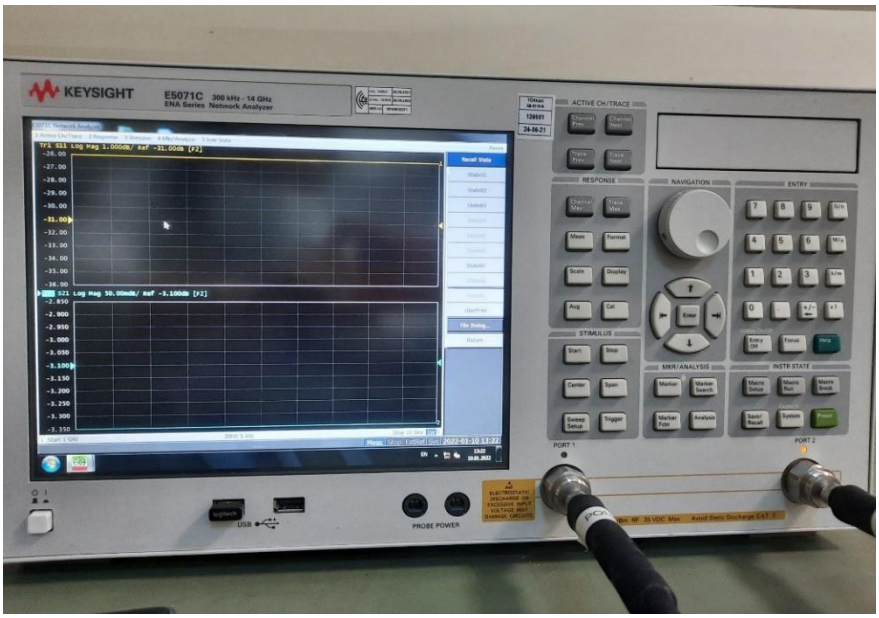
Bu tasarım için, dış yarıçap 6 mm olarak belirlenerek yüksek empedans ve düşük empedans hatlarına ait iç yarıçap ölçüleri hesaplanmıştır. Aynı yöntemler kullanılarak uzunlukları da hesaplanan iletim hatlarının tasarımı yapılarak benzetimler gerçekleştirilmiştir. Tasarım sonucunda ulaşılan frekans cevabı Şekil 5.33'te görülmektedir.




Şekil 5.33. CST'de Frekans Cevabı (n=11)

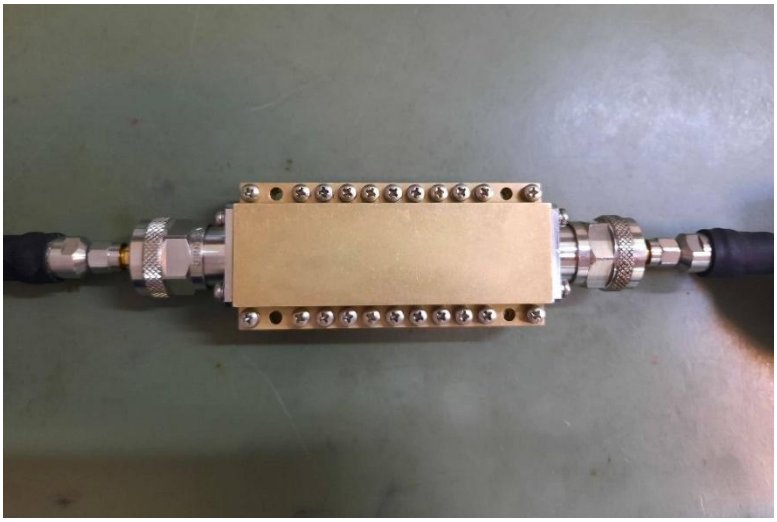
## 5.3. Filtre Üretimi ve Ölçümler

Tasarımı yapılan filtre üretildikten sonra ölçümleri Şekil 5.34'te görülen Network Analizör ile yapılmıştır. Network Analizör, filtrenin saçılma parametrelerini ölçerek filtrenin karakteristiğini ve oluşan kayıpları göstermektedir.



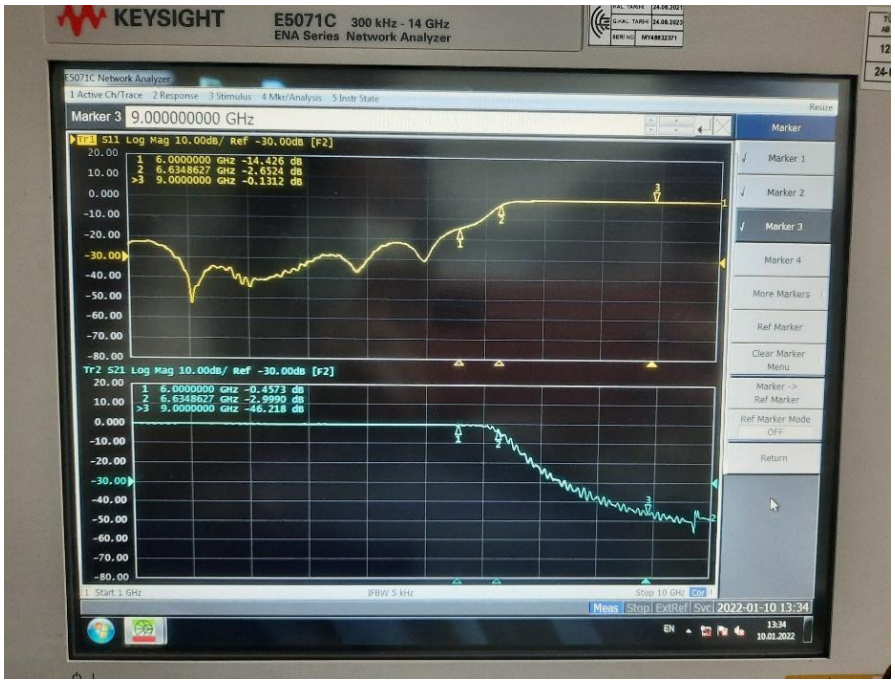

Şekil 5.34. Network Analizör

Filtre Şekil 5.35'te görüldüğü gibi Network Analizöre bağlanmış ve ölçümler yapılmıştır.



Şekil 5.35. Network Analizöre Bağlanan Filtre

Network Analizöre bağlanan filtrenin S parametreleri Şekil 5.36'da görülmektedir. Sarı renkli eğri $S_{11}$'i, mavi renkli eğri $S_{21}$'i temsil etmektedir. Mavi renkli eğri üzerindeki 2 numaralı işaretleyici filtrenin kesim frekansını göstermektedir. Buna göre filtrenin kesim frekansı 6,5 GHz olarak görülmektedir. Mavi renkli eğri üzerindeki 3 numaralı işaretleyici 9 GHz'deki zayıflatma miktarını göstermekte olup, zayıflatma 46 dB olarak bulunmuştur. Sarı renkli eğriye bakıldığında geri dönüş kaybının 20 dB'nin altında olduğu gözlenmiştir.

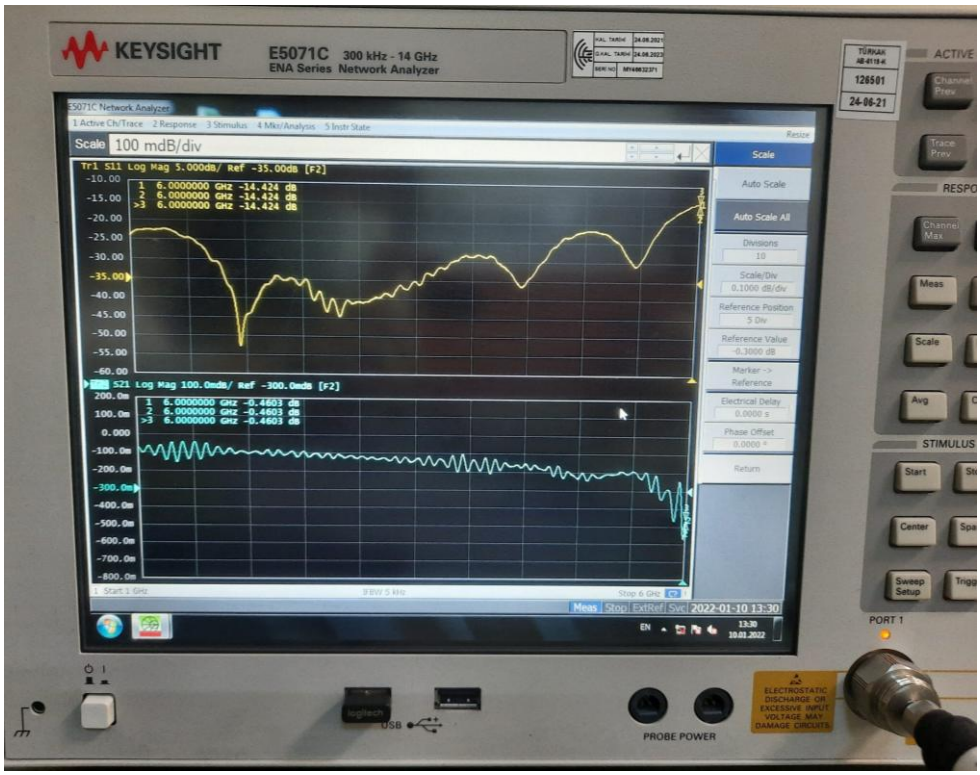



Şekil 5.36. Network Analizör ile S Parametreleri

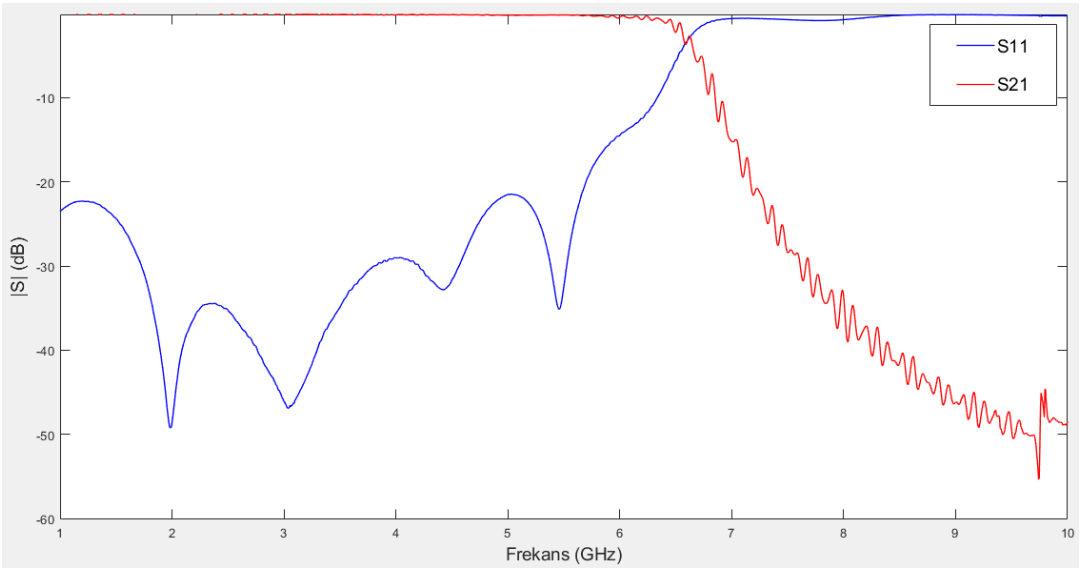
Geçirme bandında araya girme kaybı Şekil 5.37'de mavi eğriyle görülmektedir. Buna göre 0.2 dB araya girme kaybı olduğu anlaşılmaktadır. Bu netice benzer filtreler ile mukayese edildiğinde iyi bir değerdir. Şekil 5.38'de S parametrelerinin üretimden sonraki sonuçlarının AWR'daki çizimi görülmektedir. Üretim sonuçları ile tasarım değerleri birbirine çok yakındır. Sonuçlar Tablo 5.3'te karşılaştırılmıştır.

Tablo 5.3. Benzetim Sonuçları & Üretim Sonuçları Mukayese

| Sonuçlar | Kesim Frekansı | Araya Girme Kaybı | Geri Dönüş Kaybı | Bant Genişliği | 9 GHz'deki zayıflatma |
|---|---|---|---|---|---|
| Benzetim Sonuçları | 6.2 GHz | 0.1 dB | 20 dB | 6.2 GHz | 40 dB |
| Üretim Sonuçları | 6.5 GHz | 0.2 dB | 23 dB | 6.5 GHz | 46 dB |




Şekil 5.37. Network Analizör ile S Parametreleri




Şekil 5.38. Üretim Sonrası S-Parametreleri

# 6. SONUÇ ve DEĞERLENDİRME

Haberleşmede filtreler istenmeyen sinyalleri, gürültüleri ve harmonikleri bastırmada önemlidir. Filtreler yapım elemanına göre aktif ve pasif filtreler olarak sınıflandırılabilir. Aktif filtreler transistör, opamp gibi aktif elemanlardan oluşurken; pasif filtreler sadece kapasitör ve indüktörlerden oluşmaktadır. Çalışma türlerine göre alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran filtreler mevcuttur. Bu tez çalışmasında; bir alçak geçiren filtre tasarlanmış ve bu filtrenin koaksiyel iletim hattı kullanılarak 6 GHz geçiş bandında 20 dB geri dönüş kaybına sahip ve 9 GHz'de 50 dB'lik keskin bastırma sağlaması hedeflenmiştir.

Bu amaçla, belirtilen tasarım kıstaslarını sağlayabilecek; toplu elemanlarla, kademeli empedans yöntemi kullanarak karta basılı hatlarla ve temel hedef olan koaksiyel hatlar ile olmak üzere üç ayrı filtre tasarımı yapılmıştır. Koaksiyel iletim hattı hem yüksek güçlerde ve geniş bantta çalışmayı sağlamakta, hem de sinyalin içerde kalmasını sağladığı için diğer türlere göre düşük kayıp imkânı vermektedir.

Toplu elemanlarla 0.05 dB dalgalanması olan 11. dereceden bir Chebyshev filtre tasarımı yapılmıştır. Toplu elemanlarla yapılan bu tasarım, düşük ve yüksek empedans seçimi yapılarak kademeli empedans hatlarına dönüştürülmüştür. Oluşturulan kademeli empedans hatlarından koaksiyel iletim hatlarına geçiş yapılmıştır.

Koaksiyel hatlarla tasarımda en önemli nokta merkez iletken ile zırh (shild) arasındaki yalıtkan malzemenin elektriksel özellikleridir. Yalıtkan malzemenin dielektrik sabiti artarken, kullanılan iletim hatlarının uzunlukları azalmakta ve bu da üretimi zorlaştırmaktadır. Dielektrik sabiti yüksek malzeme, filtrenin geçiş bandında daha yüksek geri dönüş kaybına neden olmaktadır. Bu yüzden koaksiyel iletim hatlarıyla tasarım yaparken düşük empedans hatlarında iletkenlerin arası yalıtkanlık sabiti 2.1 olan teflon ile doldurulurken, yüksek empedans hatlarındaki boşluklar hava ile doldurulmuştur. Bu sayede teflon doldurulduğu durumda kullanılan iletim hatlarından daha uzun iletim hattı kullanma imkânı yaratılmıştır. Bu da üretimde kolaylık sağlamaktadır.

Tasarımların AWR ve CST yazılım paketleri kullanılarak benzetim çalışmaları yapılmıştır. Benzetimler sonucunda kesim frekansı 6 GHz olan, 20 dB'den daha az geri dönüş kaybına sahip ve 9 GHz sinyali 45 dB civarında bastıran Chebyshev filtre tasarımı nihai hale getirilmiştir.

Tasarımı nihai hale getirilen filtre üretilmiştir. Üretilen filtre RFTR A.Ş. tesislerinde kalibre edilmiş RF ölçüm cihazları ile test edilmiş ve ölçümler yapılmıştır. Yapılan ölçümler neticesinde üretilen filtrenin 6 GHz'den daha iyi bir kesim frekansına sahip olduğu, geri dönüş kaybının 23 dB ve araya girme kaybının 0.2 dB olarak elde edildiği, durdurma bandında 9 GHz'de sinyalin 46 dB zayıflatıldığı anlaşılmaktadır. Üretim sonuçları ile benzetim sonuçlarının yakın olduğu gözlenmiştir.

Tablo 6.1. Yapılan Diğer Çalışmalar İle Mukayese

| Çalışmalar | Çalışma Frekansı | Araya Girme Kaybı | Geri Dönüş Kaybı | Bant Genişliği |
|---|---|---|---|---|
| Tez Çalışması | 6.5 GHz | 0.2 dB | 23 dB | 6.5 GHz |
| Hongfei Liu (HPF) [3] | 890 MHz | 0.16 dB | 20 dB | - |
| Joaquín Vague (LPF) [11] | 5.5 GHz | 0.02 dB | 25 dB | 5.5 GHz |
| Hakim Aouidad (BPF) [34] | 435 MHz-1.63 GHz | 0.4 dB | 25 dB | 1.2 GHz |

Bu tez kapsamında üretilen filtre ile literatürde yer alan diğer çalışmalar ile yapılan mukayeseler Tablo 6.1'de verilmektedir. Yapılan mukayesede bu tez çalışmasında elde edilen sonuçların diğer çalışmalara nazaran daha geniş bant genişliği ve daha yüksek çalışma frekansına sahip olduğu görülmektedir. Araya girme kaybı ve Geri dönüş kaybı açısından da diğer çalışmalarda elde edilen sonuçlara çok yakın sonuçlar elde edildiği gözlenmektedir. Diğer yandan söz konusu iyi sonuçların yanısıra çok ince hatlar ve toleranslar ile çalışılmasına rağmen üretim açısından da bir sorunla karşılaşılmamıştır.

Müteakip çalışma olarak benzer özelliklere sahip bir filtrenin aktif elemanlar ile tasarlanıp, mukayese edilmesi önerilmektedir.

# KAYNAKLAR LİSTESİ


[1] Richards, P. I., (1948) Resistor Transmission-Line Circuits, Proc. of the IRE, 36: 217-220.

[2] Mason W., P., ve Sykes R., A., (1937). The use of coaxial and balanced transmission lines in filters and wide band transformers for high radio frequencies, Bell Syst. Tech. J., 16: 275-302.

[3] Hongfei Liu, Sander Weinreb, Ultra-low-loss high-pass filter with air-core short-circuit coaxial cable, International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2017, 9(9), 1817–1820.

[4] Rousslan Goulouev, Colin McLaren, Marta Padilla Pardo, New coaxial low-pass filters with ultra-wide and spurious free stopband, International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 3 April 2022

[5] Benedicto J, Rius E, Favennec J-F, Pacaud D, Carpentier L, Puech J. A Compact L-Band Bandpass Filter Based on SIR Coaxial Resonators With High Multipactor Threshold. International Journal of Microwave and Wireless Technologies 1-12, 2021

[6] Zhang Q, Zhao X, Yuan C, Zhang J. Analysis And Design of TEM TE11 Coaxial Waveguide Bend Mode Converters. International Journal of Microwave and Wireless Technologies 12, 198-204, 2020

[7] Joerg Schoebel, Carsten Monka, Jan Fahlbusch, Direct-Coupled Resonator Filters Based on Foreshortened Coaxial Transmission Line Resonators, March 12–14, 2018, Freiburg, Germany.

[8] Akihiro Kushino, Soichi Kasai, Development of Semi-Rigid Superconducting Coaxial Cables as Low-Pass Filters, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol. 27, No. 4, June 2017

[9] Abhilasha Agarwal, Shaji.V.Sebastian, Barjinder Singh Saini, Design & Realization of X-Band Wide-Bandwidth Coaxial Cavity Resonator Band-Pass Filter for Spacecraft Checkout Applications, 6th International Conference for Convergence in Technology (I2CT) Pune, India. Apr 02-04, 2021

[10] Leticia Martinez , Angel Belenguer, Vicente E. Boria, Alejandro L. Borja, Compact Folded Bandpass Filter in Empty Substrate Integrated Coaxial Line at S-Band, IEEE Microwave And Wireless Components Letters, Vol. 29, No. 5, May 2019

[11] Joaquín Vague, Marco Guglielmi, Vicente E. Boria, Sergio Anza, Carlos Vicente, Coaxial Waveguide Filters for Multipactor Characterization of Dielectrics used in Space Applications, IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes (IMWS-AMP 2017), 20-22 September 2017, Pavia, Italy

[12] Xi Tian, Yuzhu Wang, Tianyiyi He, A Rectangular Coaxial Line Low-Pass Filter With Simple Structure, 2015 16th International Conference on Electronic Packaging Technology, 2015 IEEE

[13] Cheab Sovuthy, Wong Peng Wen, Stepped Impedance Dual Mode Coaxial Filter, 2013 IEEE International RF and Microwave Conference (RFM2013), December 09-11, 2013, Penang, Malaysia

[14] Dharmendra K. Upadhyay, Shalabh Kumar Mishra, Realization of Fractional Order Microwave Low Pass Filter, International Journal of Microwave And Optical Technology, Vol.10, No.4, July 2015

[15] Z. Zakaria , M. S. Jawad, N. Omar, A. R. Othman, V. R. Gannapathy, A Low-Loss Coaxial Cavity Microwave Bandpass Filter with Post-Manufacturing Tuning Capabilities, International Journal of Engineering and Technology (IJET), Vol 5 No 5 Oct-Nov 2013

[16] W. Alan Davis, Peter J. Khan, Coaxial Bandpass Filter Design, IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques, Vol. MIT-19, No. 4, April 1971

[17] Jilna T. Joy, Sumi M., Harikrishanan A. I., Low pass filters with stepped impedance resonators and DGS structures, International Conference on Inventive Communication and Computational Technologies, 2017 IEEE

[18] Trevor Snow, Juseop Lee, William J. Chappell, Tunable High Quality-Factor Absorptive Bandstop Filter Design, 2012 IEEE

[19] Çağrı Yeleser, 400-1300 MHz Bandı Mikrodalga Devre Analizörü Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Elektrik Elektronik Mühendisliği, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon, Türkiye, 2015

[20] Balanis, C.A., "Wave Propagation and Polarization," in Advanced Engineering Electromagnetics, 2nd Edition, John Wiley, 1989

[21] JiaShen G.Hong, M.J.Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications", John Wiley &Sons Inc., 2001

[22] C. Bowick, "Filter Design," in RF Circuit Design, USA: Howard W. Sams & Company, Inc., 1982

[23] Harry Y-F. Lam, "Properties and Realization of Lossless Driving-Point Functions" in Analog And Digital Filters: Design And Realization, 1979

[24] Davis, W. A. Agarwal, K. 2001. Radio Frequency Circuit Design. John Wiley & Sons Inc, 322, Texas.

[25] Ebru Arslan, Mikroşerit Alçak Geçiren Filtre Tasarımı ve Analizi, Yüksek Lisans Tezi, Fizik Mühendisliği, Ankara Üniversitesi, Ankara, Türkiye, 2020

[26] G. L. Matthaei, Leo Young, E. M. T. Jones, Design of Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures, vol 1

[27] Binboga Siddik Yarman, Computer Aided Darlington Synthesis of An All Purpose Immittance Function, IU-JEEE Vol. 16(1), (2016), 2027-2037

[28] David M. Pozar, "Microwave Filters," in Microwave Engineering, 3rd Ed., John Wiley & Sons Inc., New York, 2005.

[29] Rolf Schaumann, Mac E. Van Valkenburg, Design of Analog Filters, Oxford University Press, 2003.

[30] Grieg, Engelmann, Microstrip-A New Transmission Technique for the Kilomegacycle Range, 1952

[31] Ana Morán López, Filter Design in Coaxial Cavities, Department of Electonics and Communication, Universidad Autónoma de Madrid, Julio 2015

[32] Baydaa Hadi Saoudi, Analysis and Study the Performance of Coaxial Cable Passed On Different Dielectrics, International Journal of Applied Engineering Research ISSN 0973-4562 Volume 13, Number 3 (2018) pp. 1664-1669

[33] R. Levy, T.E. Rozzi, “Precise design of coaxial low-pass filters”, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 16, no. 3, pp. 142- 147, Mar. 1968.

[34] Hakim Aouidad, Eric Rius, Jean-Francois Favennec, Alexandre Manchec, Yann Clavet, UHF second order bandpass filters based on miniature two-section SIR coaxial resonators, International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2016, 8(8), 1187–1196.