

**T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**C BANDI TV UYDULARI İÇİN PARALEL KUPLAJLI
MİKROŞERİT BANT GEÇİREN FİLTRE TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Mehmet Arif YILMAZ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Mühendisliği Bilim Dalı

OCAK 2024

**T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**C BANDI TV UYDULARI İÇİN PARALEL KUPLAJLI
MİKROŞERİT BANT GEÇİREN FİLTRE TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Mehmet Arif YILMAZ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Mühendisliği Bilim Dalı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Muhammet Hilmi NİŞANCI

OCAK 2024

Mehmet Arif YILMAZ tarafından hazırlanan “C Bandı TV Uyduları için Paralel Kuplajlı Mikroşerit Bant Geçiren Filtre Tasarımı” adlı tez çalışması 25.01.2024 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektronik Mühendisliği Bilim Dalı’nda Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi

Jüri Başkanı : **Doç. Dr. M. Hilmi NİŞANCI** (Danışman)
Sakarya Üniversitesi

Jüri Üyesi : **Prof. Dr. M. Recep BOZKURT**
Sakarya Üniversitesi

Jüri Üyesi : **Dr. Öğr. Üyesi A. Furkan KAMANLI**
Sakarya Uygulamalı Bilimler Üniv.

ETİK İLKE VE KURALLARA UYGUNLUK BEYANNAMESİ

Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Lisansüstü Eğitim-Öğretim Yönetmeliğine ve Yükseköğretim Kurumları Bilimsel Araştırma ve Yayın Etiği Yönergesine uygun olarak hazırlamış olduğum “C Bandı TV Uyduları için Paralel Kuplajlı Mikroşerit Bant Geçiren Filtre Tasarımı” başlıklı tezin bana ait, özgün bir çalışma olduğunu; çalışmamın tüm aşamalarında yukarıda belirtilen yönetmelik ve yönergeye uygun davrandığımı, tezin içerdiği yenilik ve sonuçları başka bir yerden almadığımı, tezde kullandığım eserleri usulüne göre kaynak olarak gösterdiğimi, bu tezi başka bir bilim kuruluna akademik amaç ve unvan almak amacıyla vermediğimi ve 20.04.2016 tarihli Resmi Gazete’de yayımlanan Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliğinin 9/2 ve 22/2 maddeleri gereğince Sakarya Üniversitesi’nin abonesi olduğu intihal yazılım programı kullanılarak Enstitü tarafından belirlenmiş ölçütlere uygun rapor alındığımı, çalışmamla ilgili yaptığım bu beyana aykırı bir durumun ortaya çıkması halinde doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi beyan ederim.

(25/01/2024)

(imza)

Mehmet Arif YILMAZ

Anne ve babama ithaf ediyorum.

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim boyunca bilgi ve deneyimlerini benimle paylaşarak rehberlik eden, kıymetli vaktini ayırmaktan kaçınmayan ve desteklerini esirgemeyen tez danışmanım Sayın Doç. Dr. Muhammet Hilmi NİŞANCI'ya,

Yüksek lisans tezimde projemi gerçekleőtirmemi sağlayan alttaŐları temin eden ROGERS firmasına,

Yüksek lisans eğitimim boyunca desteklerini esirgemeyen, birlikte çalıŐmaktan onur duyduğum ve deneyimleri ile öğrendiğim TRT İstanbul Verici İşletmelerinden Sorumlu İl Müdür Yardımcısı Sayın Ahmet MADEN'e ve tüm çalışma arkadaşlarıma,

Bu çalışma kapsamında prototip üretimi gerçekleştirilen filtrenin elektriksel testlerinin yapılması amacıyla; Sakarya Üniversitesi Elektromanyetik Uygulama ve Araştırma Merkezi'nin kullanımında kolaylık sağlayan Prof. Dr. Ayhan ÖZDEMİR'e,

Yüksek mühendis olabilmem için beni cesaretlendiren, sevgi ve destekleri ile her zaman yanımda olan annem Aygün YILMAZ, babam Yücel YILMAZ ve sevgili eşim Aydan YILMAZ'a en içten dileklerle teşekkür ederim.

Mehmet Arif YILMAZ

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ETİK İLKE VE KURALLARA UYGUNLUK BEYANNAMESİ	v
TEŞEKKÜR	ix
İÇİNDEKİLER	xi
KISALTMALAR	xiii
SİMGELER	xv
TABLO LİSTESİ	xvii
ŞEKİL LİSTESİ	xix
ÖZET	xxi
SUMMARY	xxiii
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Kapsamı	3
1.2. Tezin Amacı	3
1.3. Literatür İncelemesi	4
2. MİKROŞERİT FİLTRELER	7
2.1. Filtrelerin Sınıflandırılması	7
2.2. Saçılma Parametreleri	8
2.3. Araya Girme Kaybı Yöntemiyle Filtre Tasarımı	10
2.4. Alçak Geçiren Filtre Prototipi	12
2.5. Alçak Geçiren Filtreden Bant Geçiren Filtreye Dönüşüm	15
2.6. Filtrelerde Toplu ve Dağıtılmış Elemanlar	16
2.7. Düzlemsel İletim Hatlarından Mikroşerit Hat Filtresi	17
2.8. Richard Dönüşümleri	18
2.9. Kuroda Özdeşlikleri	19
2.10. Filtre Tasarımında Empedans-Admitans İvertörü	21
2.11. Kuplajlı Hat Filtresinin Tek ve Çift Mod Analizi	23
2.12. Mikroşerit Filtrenin Fiziksel Parametreleri	24
3. PARALEL KUPLAJLI MİKROŞERİT BANT GEÇİREN FİLTRE TASARIMI VE BENZETİMİ	29
3.1. Chebyshev Alçak Geçiren Filtre Prototipi	29
3.2. Bant Geçiren Filtre Prototipine Dönüşüm	31
3.3. Admitans İvertörü ve Tek-Çift Mod Empedans Hesaplanması	32
3.4. Paralel Kuplajlı Mikroşerit Bant Geçiren Filtrenin Fiziksel Parametreleri	34
3.5. Paralel Kuplajlı Mikroşerit Bant Geçiren Filtrenin Benzetimi	41
3.6. Paralel Kuplajlı Mikroşerit Bant Geçiren Filtrenin Üretimi	52
4. SONUÇ VE ÖNERİLER	57
KAYNAKLAR	59
ÖZGEÇMİŞ	61

KISALTMALAR

3D	: 3 Boyut
5G	: 5. Nesil
AWR	: Advanced Wave Research
CST	: Computer Simulation Technology
dB	: Desibel
GHz	: Giga Hertz
MHz	: Mega Hertz
RF	: Radyo Frekans
TV	: Televizyon

SİMGELER

C	: Kapasitör [Farad]
L	: İndüktör [Henry]
S_{21}	: Araya Giriş Kaybı [dB]
S_{11}	: Geri Dönüş Kaybı [dB]
ϵ_r	: Dielektrik Sabiti
h	: Dielektrik Kalınlığı
Z_0	: Kaynak Empedansı
Z_L	: Yük Empedansı
P_{LR}	: Güç Kaybı Oranı
IL	: Araya Giriş Kaybı
$ \Gamma(\omega) $: Yansıma Katsayısı
Δ	: Göreceli Bant Genişliği
X_L	: İndüktör Reaktansı
B_C	: Kapasitör Suseptansı
ω_0	: Merkez Frekansı
ω_C	: Kesim Frekansı
λ	: Dalga Boyu
J	: Admitans İnvvertörü
Z_{0o}	: Tek Mod Empedans Değeri
Z_{0e}	: Çift Mod Empedans Değeri
s	: Kuplaj Hatları Arası Boşluk
w	: Kuplaj Hattı Genişliği
v_p	: Dalga Yayılım Hızı
l	: Kuplaj Hattı Uzunluğu
ϵ_f	: Efektif Dielektrik Sabiti
λ_f	: Efektif Dalga Boyu
f_n	: Normalize Frekans
g	: Normalize Chebyshev Element Değeri
Ω	: Ohm

TABLO LİSTESİ

Sayfa

Tablo 2.1. 0.5 dB dalgalanma seviyesi için Chebyshev alçak geçiren filtre prototipi normalize eleman değerleri. [4]	13
Tablo 2.2. 3 dB dalgalanma seviyesi için Chebyshev alçak geçiren filtre prototipi normalize eleman değerleri. [4]	13
Tablo 3.1. Bant geçiren filtrenin frekans değerleri.....	29
Tablo 3.2. 7. dereceden 0.2 dB dalgalanma seviyesi için Chebyshev alçak geçiren filtre prototip eleman değerleri.....	30
Tablo 3.3. Paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtrenin admitans, tek ve çift mod empedans değerleri.....	34
Tablo 3.4. Kullanılan alttaşlara ait parametreler.....	36
Tablo 3.5. Kuplajlı hatların hesaplanan w/h parametreleri.....	38
Tablo 3.6. 0.25mm dielektrik kalınlığı için analitik yöntemlerle hesaplanan fiziksel parametreler.....	40
Tablo 3.7. 0.76mm dielektrik kalınlığı için analitik yöntemlerle hesaplanan fiziksel parametreler.....	40
Tablo 3.8. 1.52mm dielektrik kalınlığı için analitik yöntemlerle hesaplanan fiziksel parametreler.....	40
Tablo 3.9. Analitik ve benzetim yoluyla elde edilen fiziksel parametrelerin karşılaştırması (0.25mm dielektrik kalınlığa sahip alttaş).....	43
Tablo 3.10. Analitik ve benzetim yoluyla elde edilen fiziksel parametrelerin karşılaştırması (0.76mm dielektrik kalınlığa sahip alttaş).....	43
Tablo 3.11. Analitik ve benzetim yoluyla elde edilen fiziksel parametrelerin karşılaştırması (1.52mm dielektrik kalınlığa sahip alttaş).....	43
Tablo 3.12. İlk benzetim ve optimizasyon sonrası benzetim sonucu elde edilen fiziksel parametrelerin karşılaştırması (0.25mm dielektrik kalınlığa sahip alttaş).47	
Tablo 3.13. İlk benzetim ve optimizasyon sonrası benzetim sonucu elde edilen fiziksel parametrelerin karşılaştırması (0.76mm dielektrik kalınlığa sahip alttaş).47	
Tablo 3.14. İlk benzetim ve optimizasyon sonrası benzetim sonucu elde edilen fiziksel parametrelerin karşılaştırması (1.52mm dielektrik kalınlığa sahip alttaş).47	

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1. Alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran filtre tepkisi.	7
Şekil 2.2. Bessel, Butterworth, Chebyshev, Elliptic filtre frekans tepkileri [17].	8
Şekil 2.3. İki kapılı devrenin saçılma parametreleri.	9
Şekil 2.4. Araya giriş kaybı yöntemiyle filtre tasarımının akış diyagramı.	11
Şekil 2.5. Normalize edilmiş elemanlar ile alçak geçiren filtre prototipi.	12
Şekil 2.6. 0.5 dB dalgalanma seviyesi için normalize empedansa bağlı zayıflatma eğrileri. [4].....	14
Şekil 2.7. 3 dB dalgalanma seviyesi için normalize empedansa bağlı zayıflatma eğrileri. [4].....	14
Şekil 2.8. Alçak geçiren prototipten alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran filtre için eleman dönüşümü. [4].....	15
Şekil 2.9. Toplu elemanlar ve dağıtılmış elemanlarla oluşturulan bant geçiren filtre.	17
Şekil 2.10. Paralel kuplajlı mikroşerit filtre ve fiziksel parametreleri [23].	18
Şekil 2.11. İndüktör ve kapasitör için Richard dönüşümü. [4]	19
Şekil 2.12. Kuroda özdeşlikleri. [4]	20
Şekil 2.13. Açık devre paralel saplama ve kısa devre seri saplama kullanılan kuroda özdeşliği. [4].....	20
Şekil 2.14. Empedans ve admitans invertörüne ilişkin uygulamalar. [4]	22
Şekil 2.15. Kuplajlı hattın eşdeğer devresi. [4].....	22
Şekil 2.16. Paralel kuplajlı hat bölümü. [4]	24
Şekil 2.17. 7. dereceden paralel kuplajlı mikroşerit filtrenin tek ve çift mod empedans değerleri.....	24
Şekil 2.18. Paralel kuplajlı hattın alttaş üzerine seriminin kesiti.....	25
Şekil 2.19. Mikroşerit filtre üzerinde elektrik alanlar.....	26
Şekil 3.1. π tipi kapasitör girişli ve T tipi indüktör girişli alçak geçiren filtre prototipi.....	30
Şekil 3.2. π tipi kapasitör girişli devre prototipinin bant geçiren prototipe dönüşümü.	31
Şekil 3.3. Bant geçiren filtre komponent değerleri.	32
Şekil 3.4. 0.25mm dielektrik kalınlığa sahip alttaş üzerinde 7. dereceden paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtrenin fiziksel parametreleri.	41
Şekil 3.5. 0.76mm dielektrik kalınlığa sahip alttaş üzerinde sahip 7. dereceden paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtrenin fiziksel parametreleri.	42
Şekil 3.6. 1.52 dielektrik kalınlığa sahip alttaş üzerinde 7. dereceden paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtrenin fiziksel parametreleri.....	42
Şekil 3.7. 0.25mm dielektrik kalınlığı ve $17.5\mu\text{m}$ bakır kalınlığına sahip filtrenin S parametreleri.	44

Şekil 3.8. 0.76mm dielektrik kalınlığı ve 35µm bakır kalınlığına sahip filtrenin S parametreleri.....	45
Şekil 3.9. 1.52mm dielektrik kalınlığı ve 17.5µm bakır kalınlığına sahip filtrenin S parametreleri.....	45
Şekil 3.10. Optimizasyon sonrası 0.25mm dielektrik kalınlığı ve 17.5µm bakır kalınlığına sahip filtrenin S parametreleri.....	48
Şekil 3.11. Optimizasyon sonrası 0.76mm dielektrik kalınlığı ve 35µm bakır kalınlığına sahip filtrenin S parametreleri.....	48
Şekil 3.12. Optimizasyon sonrası 1.52mm dielektrik kalınlığı ve 17.5µm bakır kalınlığına sahip filtrenin S parametreleri.....	49
Şekil 3.13. Optimize edilen fiziksel parametreler ile 0.25mm dielektrik kalınlığı ve 17.5µm bakır kalınlığına sahip filtrenin elektrik alan dağılımı.....	50
Şekil 3.14. Optimize edilen fiziksel parametreler 0.25mm dielektrik kalınlığı ve 17.5µm bakır kalınlığına sahip filtrenin manyetik alan dağılımı.....	51
Şekil 3.15. Optimize edilen fiziksel parametreler 0.76mm dielektrik kalınlığı ve 35µm bakır kalınlığına sahip filtrenin elektrik alan dağılımı.....	51
Şekil 3.16. Optimize edilen fiziksel parametreler 0.76mm dielektrik kalınlığı ve 35µm bakır kalınlığına sahip filtrenin manyetik alan dağılımı.....	51
Şekil 3.17. Optimize edilen fiziksel parametreler 1.52mm dielektrik kalınlığı ve 17.5µm bakır kalınlığına sahip filtrenin elektrik alan dağılımı.....	52
Şekil 3.18. Optimize edilen fiziksel parametreler 1.52mm dielektrik kalınlığı ve 17.5µm bakır kalınlığına sahip filtrenin manyetik alan dağılımı.....	52
Şekil 3.19. 7.dereceden Chebyshev mikroşerit bant geçiren filtre kartı.....	53
Şekil 3.20. Saçılma parametrelerinin elde edilmesi için kurulan ölçüm düzeneği. ...	53
Şekil 3.21. Optimize edilen ve üretilen 7. dereceden paralel kuplajlı filtrenin araya giriş kaybı (S21) yönünden karşılaştırması.....	54
Şekil 3.22. Optimize edilen ve üretilen 7. dereceden paralel kuplajlı filtrenin geri dönüş kaybı (S11) yönünden karşılaştırması.....	54
Şekil 3.23. İleri genetik algoritması metodu ve simplex metoduyla elde edilen filtrelerin araya giriş kaybı (S21) yönünden karşılaştırması.....	55

C BANDI TV UYDULARI İÇİN PARALEL KUPLAJLI MİKROŞERİT BANT GEÇİREN FİLTRE TASARIMI

ÖZET

Bu çalışmada, 5G karasal haberleşme sistemleri ve radyo altimetre cihazlarının çalışma frekanslarının arasında kalan ve yan bantlardan elektromanyetik girişime açık halde olan C band TV uyduları için 4.0-4.2 GHz bant aralığında çalışan paralel kuplajlı bant geçiren filtre tasarlandı. Filtrenin çalışma frekansı mikrodalga bandında olduğundan tasarımlarda toplu elemanlar yöntemi kullanıldı ve bant geçiren filtre karakteristiği için indüktör ve kapasitör devresi, düzlemsel mikroşerit hatlar kullanılarak gerçekleştirildi. Uygulamanın frekans spektrumunda yoğunluk olduğundan kesime hızlı gidebilen, iletim bandında 0.2 dB dalgalanma seviyesine sahip Chebyshev alçak geçiren filtre prototipinin eleman değerleri kullanıldı. Alçak geçiren filtre prototipinden bant geçiren filtre prototipine geçerken, indüktör olan eleman seri indüktör ve kapasitör ile değiştirilirken, kapasitör olan eleman paralel indüktör ve kapasitör ile değiştirildi. Admitans invertörü sabitleri hesaplanarak, tek ve çift mod empedans değerleri elde edildi. Filtre tasarım aşamaları teorik olarak irdelendikten sonra, analitik yöntemler kullanarak paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtrenin fiziksel parametreleri hesaplandı. Benzetimler, AWR (Applied Wave Research) Design Environment ve CST (Computer Simulation Technology) Studio Suite 3D programları ile yapıldı. Tasarım, benzetim ve optimizasyonlarda üç farklı altaş göz önüne alındı. $\epsilon_r = 3.48$ dielektrik sabitine sahip RO4835 modeli için sırasıyla, dielektrik kalınlığı $h = 1.52$ mm, 0.76 mm, 0,25 mm ve iletken kalınlığı $t = 17.5$ μm , 35 μm , 17.5 μm olan altaşlar kullanıldı. Çalışmanın devamında AWR Design Environment kullanarak fiziksel parametreler tekrar elde edildi. Benzetim sonucu, analitik yöntemlerle hesaplanan değerlere göre geri dönüş kaybı (S_{11}) ve araya girme kaybı (S_{21}) performansının daha iyi olduğu gözlemlenerek bu değerler kullanıldı. Üç boyutlu tasarıma imkân sağlayan CST Studio Suite 3D kullanarak paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtrenin elektrik alan ve manyetik alan dağılımları elde edildi ve köşe kuplajlı çalışma şekli ortaya konuldu. Araya girme kaybının minimum, geri dönüş kaybının ise maksimum olduğu, kesim frekanslarında keskin geçişe sahip olan optimum tasarımların prototip üretimleri LPKF ProtoMat S63 cihazı kullanarak gerçekleştirildi. Çalışma kapsamında son olarak mikroşerit bant geçiren filtrenin nümerik analizler sonucu elde edilen geri dönüş kaybı (S_{11}) ve araya girme kaybı (S_{21}) ölçümlerle doğrulandı.

DESIGN OF PARALLEL COUPLED MICROSTRIP BANDPASS FILTER FOR C BAND TV SATELLITES

SUMMARY

The rapidly advancing technology in today's world has led to various transformations in the field of communication, fundamentally changing the ways in which people interact with each other. Throughout history, humanity has developed various methods to meet its communication needs; however, with the emergence of new technologies in recent years, communication has gained an unprecedented level of immediacy, interactivity, and a global dimension.

Electronic communication represents a comprehensive field that has penetrated our lives rapidly with evolving technology, transforming our communication landscape. This field, which started with fundamental inventions such as the telegraph and telephone to adapt to humanity's communication needs, has evolved significantly over time with wireless communication, high-speed internet, and digital technologies. The rapid evolution in communication technologies has transformed both wired and wireless communication systems, shaping the current connectivity standards. While wired communication enables data transfer through physical cables, wireless communication utilizes electromagnetic waves to facilitate communication. These two methods offer different advantages and applications. Wired communication ensures high-speed communication with reliability and supports broadband data transfer. On the other hand, wireless communication plays a crucial role in expanding connectivity points for devices, emphasizing mobility and flexibility.

One of the early applications of electromagnetic waves in communication was Samuel Morse's telegraph system, developed in the mid-1830s. It facilitated communication using combinations of dots and dashes through electric signals. With the invention of Alexander Graham Bell's telephone, sound could be converted into electric signals, enabling transmission over long distances. Guglielmo Marconi utilized radio waves for wireless communication, achieving the first transatlantic radio communication across the Atlantic Ocean in 1901. This paved the way for the widespread adoption of radio communication. Subsequently, television was developed as a communication device transmitting images and sounds through electromagnetic waves. During the same period, microwave communication systems strengthened communication infrastructure by enabling high-frequency data transmission over long distances. Artificial satellites sent into space by humanity enhanced global communication through electromagnetic waves. Satellite communication involves sending radio waves into space and then retrieving them on Earth using receivers.

To address the limited frequency spectrum and ensure that systems operate optimally in their allocated frequencies without creating electromagnetic interference from adjacent bands, filters, including microwave filters, are developed. Microwave filters are designed to select or transmit signals within a specific frequency range. They enhance signal quality in a system by filtering out unwanted frequencies, transmitting only the desired frequencies, and thus minimizing signal loss for efficient

transmission. These filters, designed for efficient signal transmission with minimal power loss, contribute to enhancing energy efficiency in transmission lines and systems.

Microstrip filters represent a type of radio frequency (RF) filter technology used to filter, transmit, or isolate signals in high-frequency microwave applications. These filters consist of transmission lines placed on a thin, long, and typically metal substrate known as microstrip lines. Microstrip filters can be manufactured using integrated circuit technology, enabling smaller sizes and integrated designs. They are typically effective at GHz levels, making them advantageous for high-frequency applications such as wireless communication, radar systems, and microwave applications. Changes in the usage rights within the current frequency spectrum lead to different filter requirements. The design of microstrip filters can be done flexibly to meet the requirements of specific applications, allowing for the creation of custom frequency responses or optimized filter designs for certain frequency bands.

The C-band represents a frequency band used for receiving television signals from satellites in the range of 3.7-4.2 GHz. The association of this band with television broadcasts is often linked to the use of large antennas and high-powered transmitters. The C-band covers a frequency range of 4 to 8 gigahertz (GHz). The broad frequency range of the C-band allows for the powerful and stable transmission of television broadcasts over long distances. The extensive frequency range of the C band permits stronger signal transmission even in adverse weather conditions. Due to its use with large antennas, it provides low atmospheric losses and better transmission characteristics. C-band TV satellites are preferred for television broadcasts covering extensive geographical areas, making them suitable for regional and national broadcasts.

Satellite operators using the 3.7-4.2 GHz frequency band for downloading TV broadcasts are required, according to the decision of the United States Federal Communications Commission, to limit their operating range to the 4.0–4.2 GHz range. Existing 5G operators will operate their systems by leaving a 20 MHz security band starting from 3.98 GHz in the remaining 3.7–4.0 GHz band. Following this decision, aviation systems operating in the 4.2-4.4 GHz frequency band, especially radio altimeters, have emphasized that the deployment of the new 5G system may cause interference and critically impact their operation.

In this study, a parallel coupled bandpass filter operating in the 4.0-4.2 GHz frequency range, vulnerable to electromagnetic interference from adjacent bands, has been designed for C-band TV satellites. Since microwave frequency filter design is to be performed, an inductor-capacitor circuit providing the bandpass characteristic designed with lumped elements method was implemented using microstrip lines from planar transmission lines. Due to the frequency spectrum density in the application, the element values of a Chebyshev low-pass filter prototype with a cutoff frequency decreasing rapidly and a 0.2 dB ripple level in the passband was utilized. During the transition from the low-pass filter prototype to the bandpass filter prototype, the element that is an inductor is replaced with a series inductor and capacitor, and the element that is a capacitor is replaced with a parallel inductor and capacitor. Admittance inverter constants were calculated, obtaining even and odd mode impedance values. After a theoretical examination of the filter design stages, the physical parameters of the parallel-coupled microstrip bandpass filter were calculated using analytical methods. Simulations were performed using AWR (Applied Wave

Research) Design Environment and CST (Computer Simulation Technology) Studio Suite 3D programs. The design, simulation, and optimization were conducted on three different substrate materials. Substrates with RO4835 model having a dielectric constant $\epsilon_r = 3.48$, respectively, with dielectric thickness (h) = 1.52 mm, 0.76 mm, 0.25 mm, and conductor thickness = 17.5 μm , 35 μm , 17.5 μm were used. Subsequently, physical parameters were re-obtained using AWR Design Environment, and the values were chosen based on observed superior scattering parameters return loss (S_{11}) and insertion loss (S_{21}) performance according to analytical methods. Using CST Studio Suite 3D, which enables three-dimensional design, electric field and magnetic field distributions of the parallel-coupled microstrip bandpass filter were obtained, and the corner-coupled operating mode was revealed. An optimal design with minimum insertion loss, maximum return loss, and sharp transition at cutoff frequencies was produced using the LPKF ProtoMat S63 device. The scattering parameters, return loss (S_{11}), and insertion loss (S_{21}) of the produced parallel-coupled microstrip bandpass filters were measured using a network analyzer.

1. GİRİŞ

Günümüzde hızla ilerleyen teknoloji, iletişim alanında çeşitli dönüşümlere neden olmuş ve insanların birbirleriyle etkileşim kurma biçimlerini kökten değiştirmiştir. İnsanlık, tarih boyunca iletişim ihtiyacını karşılamak için çeşitli yöntemler geliştirmiştir; ancak, son yıllarda ortaya çıkan yeni teknolojilerle birlikte iletişim, daha önce hiç olmadığı kadar anlık, etkileşimli ve küresel bir boyut kazanmıştır.

Elektronik haberleşme, günümüzde hızla değişen teknolojiyle birlikte yaşamımıza nüfuz eden ve iletişim dünyamızı dönüştüren kapsamlı bir alanı ifade eder. İnsanlığın iletişim ihtiyaçlarına uyum sağlamak adına başlangıcını telgraf ve telefon gibi temel buluşlarla yapmış olan bu alan, zaman içinde kablosuz iletişim, yüksek hızlı internet ve dijital teknolojilerle büyük bir evrim geçirmiştir. İletişim teknolojilerindeki hızlı evrim, kablolu ve kablosuz haberleşme sistemlerini dönüştürerek, günümüzdeki bağlantı standartlarını şekillendirmiştir. Kablolu haberleşme, fiziksel kablolar aracılığıyla veri transferini sağlarken, kablosuz haberleşme ise elektromanyetik dalgalar kullanarak iletişimi mümkün kılar. Bu iki yöntem, farklı avantajlar ve kullanım alanları sunar. Kablolu iletişim, güvenilirliği ve geniş bantlı veri transferini destekleyerek yüksek hızlarda iletişim sağlar. Öte yandan, kablosuz iletişim, mobilite ve esneklik açısından önemli bir rol oynayarak cihazların bağlantı noktalarını genişletir.

Elektromanyetik dalgaların iletişimdeki ilk uygulamalarından biri, Samuel Morse'un 1830'ların ortalarında geliştirdiği telgraf sistemidir. Elektrik sinyalleri aracılığıyla nokta ve çizgi kombinasyonlarıyla iletişim sağlamıştır. Alexander Graham Bell'in telefonu icadıyla birlikte ise sesin elektrik sinyallerine dönüştürülerek uzak mesafelere aktarılabilmesi mümkün hale gelmiştir [4]. Guglielmo Marconi, radyo dalgalarını kullanarak kablosuz iletişim sağlamış ve 1901 yılında Atlantik Okyanusu'nu geçen ilk transatlantik radyo iletişimini gerçekleştirmiştir [2]. Bu, radyo iletişiminin yaygınlaşmasına öncülük etmiştir. Ardından televizyon, görüntü ve sesin elektromanyetik dalgalar aracılığıyla iletimini mümkün kılan bir iletişim aracı olarak geliştirilmiştir. Aynı dönemde, mikrodalga iletişim sistemleri, uzun mesafelerde

yüksek frekansta veri iletimini sağlayarak haberleşme altyapısını güçlendirmiştir. İnsanlığın uzaya gönderdiği yapay uydular, elektromanyetik dalgalar aracılığıyla dünya genelinde iletişimi güçlendirmiştir. Uydu haberleşmesi, radyo dalgalarının uzaya gönderilmesi ve ardından alıcılar aracılığıyla yeryüzüne indirilmesi şeklinde bir iletişim biçimini tanımlar.

C bandı, 3-7-4.2 GHz aralığında televizyon uydularının indirilmesinde kullanılan bir frekans bandını temsil eder. Bu bandın özellikle televizyon yayınları için kullanılması, genellikle büyük çaplı antenler ve yüksek güçlü vericilerle ilişkilidir. C bandı, 4 ila 8 gigahertz (GHz) frekans aralığını kapsar. Bu geniş frekans aralığı, televizyon yayınlarının uzak mesafelere daha güçlü ve istikrarlı bir şekilde iletilmesini sağlar. C bandının geniş frekans aralığı, yağışlı hava koşullarında bile daha güçlü bir sinyal iletimine izin verir [3]. Büyük çaplı antenlerle kullanıldığından, düşük atmosferik kayıplar ve daha iyi iletim özellikleri sunar. C bandı TV uyduları, geniş kapsama alanına sahip olduğu için özellikle geniş coğrafi bölgeleri kapsayan televizyon yayınları için tercih edilmiştir. Bu nedenle, genellikle bölgesel ve ulusal yayınlar için kullanılır.

Frekans spektrumunun kısıtlı olması ve sistemlerin kendilerine tahsis edilen frekansta optimum şartlarda çalışması amacıyla, elektromanyetik enterferans oluşturabilecek yan bantlardan girişimi engellemek üzere filtreler geliştirilir. Bunlardan olan mikrodalga filtreler, belirli bir frekans aralığındaki sinyalleri seçmek veya geçirmek için tasarlanmıştır. Bu, istenmeyen frekansları filtreleyerek ve sadece belirli frekansları ileterek sistemde istenen sinyal kalitesini sağlar. Sinyal gücünü minimum kayıpla iletmek için tasarlanan bu filtreler, iletim hatlarında ve sistemlerde enerji verimliliğini artırır.

Mikroşerit filtreler, yüksek frekansta çalışan mikrodalga uygulamalarında sinyalleri filtrelemek, geçirmek veya belirli frekans aralıklarını izole etmek amacıyla kullanılan bir tür RF filtre teknolojisidir [4]. Bu filtreler, mikroşerit çizgileri olarak adlandırılan ince, uzun ve genellikle metal bir alttaş üzerine yerleştirilmiş iletim hatlarından oluşur. Mikroşerit filtreler, entegre devre teknolojisi ile üretilebilir. Bu, daha küçük boyutlarda ve entegre tasarımlarda çalışmalarına olanak tanır. Genellikle GHz seviyelerinde, etkin bir şekilde çalışabilirler. Bu özellik, kablosuz iletişim, radar sistemleri ve mikrodalga uygulamaları gibi yüksek frekanslı uygulamalarda önemli bir avantaj sağlar. Mevcut frekans spektrumundaki kullanım hakkı değişiklikleri, farklı filtre ihtiyaçlarını

doğurur. Mikroşerit filtrelerin tasarımı, uygulamanın gereksinimlerine uyacak şekilde esnek bir şekilde yapılabilir. Bu, özel frekans tepkileri veya belirli frekans bantları için optimize edilmiş filtre tasarımlarının yapılabilmesini sağlar.

1.1. Tezin Kapsamı

Tez çalışmasında ilk olarak bilimsel ön hazırlık amacıyla Bölüm 2’de filtreler incelenmiş olup, filtrelerin sınıflandırılması ve filtre tepki şekillerinden bahsedildi. Ardından iki kapılı devreler için saçılma parametreleri hakkında bilgiler verilerek, filtrenin tasarım yöntemi üzerinde durulmuş araya giriş kaybı yönteminin bilimsel altyapısı ortaya kondu. Tasarlanacak filtrenin çalışma frekansı sebebiyle hangi yöntemle üretilmesi gerektiği toplu ve dağıtılmış elemanlar yöntemi irdelenerek belirlendi. Ardından filtre tasarımında başlangıç adımı olan alçak geçiren filtre prototipi ele alındı, filtreden beklenen frekans cevabına göre filtre tepki şekli belirlendi. Ayrıca bu aşamada filtrenin kaç adet reaktif elemandan oluşacağı belirlendi dolayısıyla filtre derecesi çıkarıldı. Bu derece aynı zamanda kuplajlı hat sayısını dolayısıyla tasarlanacak filtrenin fiziksel boyutlarını belirledi. Düzlemsel iletim hatlarından olan mikroşerit filtre yapısıyla üretilmesi kararlaştırılan filtre için, elde edilen indüktör, kapasitör komponent parametrelerinin rezonatör yapılarına dönüştürülmesi için Richard dönüşümü, Kuroda özdeşlikleri, admitans ve empedans invertörünün elde edilmesi, tek ve çift mod empedans değerlerinin hesaplanması için teorik bilgiler ve denklemler verilmiştir. Buradan sonra fiziksel parametrelerin elde edilmesi için gereken adımlar açıklandı [4].

Bölüm 3’te, elde edilen fiziksel parametreler bilgisayar destekli tasarım programları vasıtasıyla doğruladı, benzetim çalışmaları gerçekleştirildi ve optimizasyon işlemleri yapıldı. Farklı dielektrik ve bakır kalınlığındaki alttaşlar için yapılan benzetimler birbiriyle karşılaştırıldı, amaçlanan bant geçiren filtre hedefine yani minimum araya girme kaybı ve maksimum zayıflama sağlayan en yakın değerlerin elde edildiği alttaş üzerinde filtre gerçekleştirildi ve vektör network analizör ile ölçümleri yapıldı.

Bölüm 4’te çalışma kapsamında elde edilen sonuçlar yorumlandı ve öneriler verildi.

1.2. Tezin Amacı

Bu çalışma kapsamında; mevcut 5G alt bant karasal haberleşme sistemlerinde oluşan frekans bandı ihtiyacı dolayısıyla çalışma alanını genişleten GSM operatörlerinin, C

bandı TV sistemlerinin çalışma bandına girmesi nedeniyle yeni bir bant geçiren filtre tasarımı amaçlandı. 3.7-4.2 GHz frekans bandını TV yayınları indirme amacıyla kullanan uydu operatörleri, Amerika Birleşik Devletleri Federal İletişim Komisyonu kararı gereğince çalışma aralığını 4.0–4.2 GHz aralığına çekmek zorundadır. Mevcut 5G operatörleri, kalan 3.7–4.0 GHz bandında 3.98 GHz'den itibaren 20 MHz güvenlik bandı bırakarak sistemlerini çalıştıracaktır [5]. Bu karar sonrası 4.2-4.4 GHz frekans bandında çalışan hava aracı sistemleri ve özellikle radyo altimetrelere, 5G operatörlerinin yeni sistemi devreye alma işleminin sistemlerinde enterferansa sebep olup çalışmasını kritik derecede etkileyeceğini belirtmiştir [5].

Açıklanan sebepler dolayısıyla, C band TV sistemleri için 4.0-4.2 GHz frekans bandında 200 MHz bant genişliğinde filtre tasarlanacaktır. Filtrenin tasarım amacı uydu operatörlerinin yayınlarını yeni tahsis edilen frekans bandına taşımasından sonra, sistem sinyallerinin alınganlığını ortadan kaldırmak, yan bantlarda çalışan sistemlere girişimi engellemektir.

1.3. Literatür İncelemesi

Hedeflenen filtrenin tasarımı için literatürde aynı yada yakın frekans bandında benzer üretim tekniğini kullanan çalışmalar incelendi.

Paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtreler, radar, uydu ve kablosuz iletişim sistemleri gibi birçok mikrodalga ve RF sisteminde belirli bir dalga boyunu iletmek için yaygın olarak kullanılmaktadır [6]. Mikroşerit bant geçiren filtreler, düzlemsel yapısı, hafif doğası ve kolay üretilebilirliği nedeniyle genel sistem performansını artırarak daha düşük maliyetlere yol açtığı bilinmektedir [7].

Yapılan bir çalışmada [8], C şeklinde bir saplama rezonatör kullanarak üç farklı bantı aynı anda ileten bir filtre önerilmektedir. Uygun saplama uzunluklarını seçerek düşük araya giriş kaybı, yüksek geri dönüş kaybı ve iletim bandından durdurma bandına hızlı bir geçiş elde edilebilir. Bu filtre, GSM, 3G ve WiMAX bantları için ayarlanabilir. Geliştirilen bir bant geçiren filtrede, paralel kuplajlı tek bir bölümden ve iki saplamadan oluşmaktadır [9]. Saplamaları kuplaj hatlarının sonuna yerleştirerek iki iletim sıfırı elde edilir ve saplama genişliklerini değiştirerek bant ayarı yapılabildiği görülmüştür. Mikrodalga filtrelerinde dağıtılmış eleman modelini kullanırken grup gecikmesini gözardı edilemez; ancak bu çalışmada düz bir grup gecikmesi olduğu da gösterilmektedir. Başka bir çalışmada, mikroşerit filtre tasarım yöntemlerinden biri

olan periyodik olmayan bozuk mikroşerit yapısı kullanılarak çok yüksek geniş bantlı bir bant durduran filtresi tasarlanmıştır [10]. 4.0 GHz ile 8.0 GHz arasında bir bant genişliğinin tüm bandında çalışması beklenen ve filtrede yapısal ve ağırlık azaltma sağlayan bir T şekli tasarım yaklaşımı kullanılmıştır.

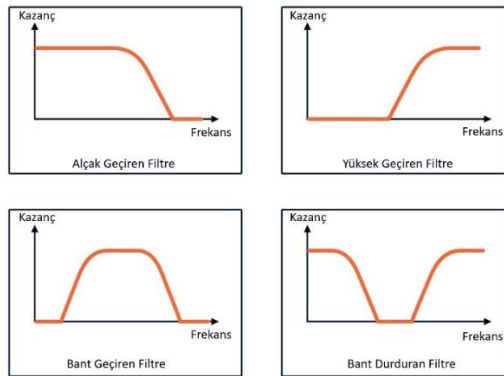
Yakın frekans bandı nedeniyle incelenen 5G uygulamalarında; 3.5 GHz merkez frekanslı mikroşerit yapısının boyutunu azaltmak için kuplaj hattını bükme ve bir koruma katmanı ekleme işlemleri önerilmektedir. Bu çalışma ayrıca bir kalkan katmanının eklenmesinin radyasyon kaybını azalttığını göstermektedir [11]. Araya giriş kaybını azaltmak amacıyla yapılan çalışmada [12], 28 GHz'de 5G üst bant merkez frekansı için tasarlanan paralel kuplajlı filtreye dikey geçiş yapısı dahil edilmiş ve minimum araya giriş kaybı 1.5dB olarak elde edilmiştir. 2.5 GHz ile 2.6 GHz ve 3.5 GHz ile 3.7 GHz bantları için mikroşerit bant geçiren filtre tasarımında 4 kutuplu bir tasarım önerilmiş ve üst kesim noktasında üç geçiş sıfırı elde edilerek ve filtre seçiciliğinin arttığı gösterilmiştir [13]. Mikroşerit filtre tasarımında kullanılan altaşları değiştirerek optimum sistem performansını araştıran bir çalışmada [14]; 5G bandının 15 GHz merkez frekansı uygulamaları için benzetim denemeleri yapılmıştır.

2. MİKROŞERİT FİLTRELER

2.1. Filtrelerin Sınıflandırılması

Elektronik filtrelerin frekans tepkisine ve çalışma prensibine göre sınıflandırma yapılır. Bu sınıflandırmalar, filtrelerin temel özelliklerini anlamak ve belirli uygulamalara yönelik en uygun filtre tipini seçmek için yardımcı olmaktadır. Frekans aralığına göre, dört ana filtre türü vardır; alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran filtreler. Özellikle filtre tasarımı ve uygulamaları üzerine yapılan çalışmalarda, bu sınıflandırmaların yanı sıra filtre tasarım metotları, performans analizi ve optimizasyon stratejileri gibi konulara da odaklanılmaktadır [4]. Bir ideal filterde, geçiş bantlarından geçen sinyaller zayıflatılmaz ve kazanç sağlanır. Ancak, böyle bir ideal tip filterde, durdurma bandındaki sinyaller tamamen bastırılır.

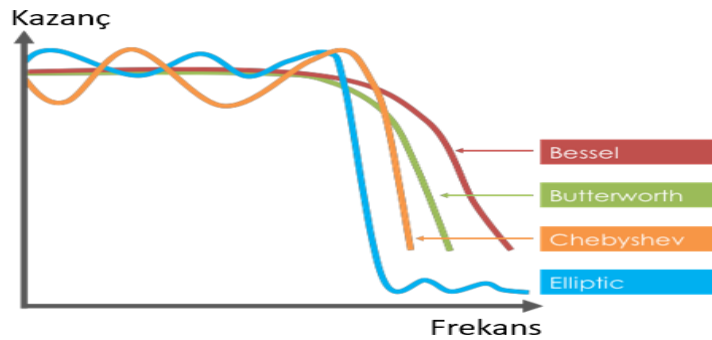
Alçak geçiren filtreler, sıfırdan başlayarak kesim frekansına kadar olan tüm frekansları geçiririrken bu frekanstan sonraki tüm sinyalleri bastırır. Tam tersi yüksek geçiren filtreler, kesme frekansından sonsuzluğa kadar olan tüm frekansları geçiririrken bu frekanstan önceki tüm sinyalleri bastırır. Bant geçiren filtre, belirli iki frekans aralığı arasındaki sinyalleri geçirir ve bu aralık dışındaki tüm sinyalleri zayıflatır. Bant durduran filtre ise, belirli iki frekans aralığındaki tüm sinyalleri zayıflatır ve bu aralık dışındaki tüm sinyalleri geçirir [15]. Bahsedilen filtre karakteristiklerine ait grafiksel gösterim Şekil 2.1’de verildi.



Şekil 2.1. Alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran filtre tepkisi.

Filtreler ayrıca filtre tepki şekillerine göre de sınıflandırılabilir. Tasarımlarda öne çıkan tepki şekilleri Chebyshev (Equal Ripple) filtresi, Butterworth (Maximally Flat) filtresi, Bessel filtresi ve Eliptik filtredir [16].

Chebyshev filtreleri eş dalgalı filtreler olarak da adlandırılır. İki tür Chebyshev filtresi mevcuttur. Birinci tür Chebyshev filtresinin frekans cevabı iletim bandında dalgalanmalar içerir buna karşın iletim bandından durdurma bandına dik bir geçişe sahiptir ve durdurma bandında dalgalanma yoktur. Bunun zıttı olarak çalışan ikinci tür Chebyshev filtresi ise, iletim bandında maksimum düzlükte olup yine iletim bandından durdurma bandına dik bir geçişe sahiptir fakat bu sefer durdurma bandında dalgalanmalar mevcuttur [16]. Butterworth filtresine maksimum düz filtre de denir. Frekans cevabı iletim bandında maksimum düzdür ve burada dalgalanma yoktur, iletim bandından durdurma bandına dik bir geçiş sağlayabilir fakat Chebyshev filtresi kadar keskin değildir [16]. Bessel filtreleri maksimum düz zaman gecikmesi filtreleri olarak da bilinir. Frekans cevabı iletim bandından durdurma bandına oldukça yumuşak şekildedir. İletim bandında düz bir faz gecikmesine sahiptir. Eliptik filtrelerin frekans cevabı bahsedilen filtreler arasında iletim bandından durdurma bandına en hızlı gidendir. Buna karşın iletim ve durdurma bandında dalgalanma seviyesi yüksektir ve doğrusal olmayan bir faz cevabı vardır [4, 15]. Şekil 2.2.'de tepki şekillerinden bahsedilen filtrelere ait grafiksel gösterim sunuldu.



Şekil 2.2. Bessel, Butterworth, Chebyshev, Elliptic filtre frekans tepkileri [17].

2.2. Saçılma Parametreleri

Saçılma parametreleri olarak bilinen S-parametreleri, yüksek frekans ve mikrodalga uygulamalarında elektronik devre ve cihazların davranışını karakterize etmede önemli bir rol oynar. Bu parametreler, sinyal iletimi, yansıma ve genel performans hakkında değerli bilgiler sunar. Karmaşık sayılardan oluşan bir matrisi içeren S-parametreleri,

bir cihazın belirli frekans bandında giriş sinyali ile nasıl etkileşime girdiğini kapsamlı bir şekilde gösterir [18].

İki kapılı sistemler için giden ve yansıyan güç dalgaları ile saçılma matrisi arasındaki ilişki

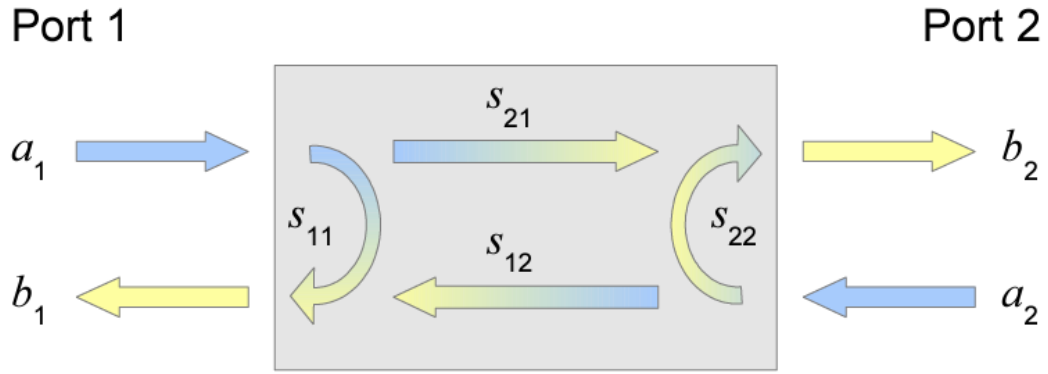
$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

denklemleri ile verilir. Buradan;

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.2)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.3)$$

ifadeleri elde edilir.



Şekil 2.3. İki kapılı devrenin saçılma parametreleri.

Şekil 2.3'te yer alan S-parametre matrisi S_{11} , S_{21} , S_{12} ve S_{22} 'yi içerir; giriş ve çıkış bağlantı noktalarındaki yansıma ve iletim katsayılarını temsil eder. S_{11} , 1. kapıdan giren ve 1. kapıdan dönen gücü temsil eder ve geri dönüş kaybı olarak adlandırılır. S_{22} , 2. kapıdan giren ve 2. kapıdan dönen gücü temsil eder ve geri dönüş kaybı olarak adlandırılır. S_{21} , 1. kapıdan giren ve 2. kapıdan çıkan gücü temsil eder ve araya girme kaybı olarak adlandırılır, S_{12} , 2. kapıdan giren ve 1. kapıdan çıkan gücü temsil eder ve araya girme kaybı olarak adlandırılır. Sistem karakteristik empedansı çıkış empedansına eşit olduğundan ($Z_0 = Z_L$), maksimum güç transferi kuramına göre a_2 'nin sıfır olması durumunda b_2 'den çıkış olmayacaktır. Benzer durum sistem empedansı giriş empedansına eşit olduğunda da geçerlidir. Bu durumda parametreler için sırasıyla aşağıdaki denklemler verilebilir [4].

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad \text{ve} \quad S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \quad (2.4)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} = \frac{V_1^-}{V_2^+} \quad \text{ve} \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{V_2^-}{V_2^+} \quad (2.5)$$

S-parametrelerinin analizi, mikrodalga devrelerinin tasarımını optimize etmede önemli bir rol oynar, istenen sinyal bütünlüğünü sağlar ve kayıpları en aza indirir. Vektör network analizörü kullanarak deneysel olarak S-parametreleri ölçülür. Elde edilen sonuçlar sayesinde; devre içindeki empedans uyumsuzlukları ve potansiyel sinyal bozulmaları tespit edilebilir, empedans eşleme ağları gibi ayarlamalar yapılarak performans artırılabilir.

Radyo frekansı (RF) ve mikrodalga mühendisliği bağlamında S-parametre analizi, antenler, amplifikatörler ve filtreler gibi bileşenleri tasarlarken vazgeçilmezdir.

2.3. Araya Girme Kaybı Yöntemiyle Filtre Tasarımı

Filtre tasarımında başarmak istenen; iletim bandında sıfır araya giriş kaybı ve doğrusal faz tepkisi, durdurma bandında maksimum zayıflama elde etmektir. Filtre tasarımı için reaktif elemanlarla periyodik olarak yüklenmiş bir iletim hattı veya dalga kılavuzu, yavaş dalga bileşenlerine ve ilerleyen dalga yükselteç tasarımına uygulanarak aynı zamanda görüntü parametresi yöntemi için temel oluşturur [4].

Görüntü parametresi yöntemi ile filtre tasarımı görece daha kolay olmasına karşın istenen frekans bandında sabit frekans tepkisi belirlemeye olanak tanımamaktadır. Bu tasarımı kaskat bağlı iki kapılı filtre kısımlarından oluşturmaya çalışırken çok sayıda iterasyon gerekmektedir.

Araya giriş kaybı yöntemiyle filtre tasarımında empedans ve frekans normalize edilerek bir alçak geçiren filtre prototipi ortaya konulur. İstenen uygulama alanına yönelik tasarımlar için, frekans aralığı ve empedans dönüşümleri kullanılır. Bahsedilen yöntemlerin kullanılması durumunda pasif elemanlar olan indüktör ve kapasitörlü devreler ortaya çıkmaktadır. Mikrodalga sistemler için oluşan sistemlerin iletim hatlarıyla gerçekleştirilmesi gerekmektedir. Richard dönüşümü ve Kuroda özdeşlikleri bu geçişi sağlamaya yardımcı olur [4].

İdealde istenen filtre karakteristikleri gerçekte olmadığından araya giriş kaybı yöntemi ile filtre tasarımı yaparken uygulamaya özel olarak bazı isteklerden ödün

verilmektedir. Bu yöntem sistematik bir şekilde istenen frekans tepkisini oluşturabilmek için iletim ve durdurma bandının genlik ve faz özellikleri üzerinde denetime imkan verir [16]. Filtre tepki şekillerinden uygun olan, burada sistemin gereksinimlerini optimum düzeyde yakalamak üzere seçilir.

Araya giriş kaybı ile filtre tasarımında filtre tepkisi güç kaybı oranı P_{LR} ile verilir:

$$P_{LR} = \frac{\text{Kaynağın kullanılabilir gücü}}{\text{Yüke iletilen güç}} = \frac{P_{gelen}}{P_{yük}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} \quad (2.6)$$

Bu durumun yük ve kaynak empedansının uyumlu olması durumunda $|S_{12}|^2$ 'nin tersi olduğu bilinmelidir. dB cinsinden araya giriş kaybı (insertion loss, IL)

$$IL = 10 \log P_{LR} \quad (2.7)$$

denklemleri ile hesaplanır.

$|\Gamma(\omega)|^2$ 'nin ω 'nın çift bir fonksiyonu olduğu bilindiğine göre, bu fonksiyon ω^2 cinsinden bir polinom olarak yazılırsa

$$|\Gamma(\omega)|^2 = \frac{M(\omega)^2}{M(\omega)^2 + N(\omega)^2} \quad (2.8)$$

elde edilir. Burada M ve N ω^2 'nin polinomlarıdır ve bunu 2.6'da yerine koyarsak

$$P_{LR} = 1 + \frac{M(\omega)^2}{N(\omega)^2} \quad (2.9)$$

denklemlere ulaşılır. Tasarlanacak filtrenin üretilebilir olması için güç kaybı oranının 2.9'da verilen denklemdeki biçimde olması gerekmektedir. Güç kaybını belirtmek aynı zamanda yansıma katsayısı $|\Gamma(\omega)|$ 'nin genliğini de kısıtlamaktadır.

Bu aşamadan sonra güç kaybı oranı için filtre tepki şekilleri özelinde denklemler türetilebilir ve hedeflenen tasarım gerçekleştirilebilir. Şekil 2.4'te araya giriş kaybı yöntemiyle filtre tasarım sürecinin akış diyagramı gösterilmektedir.



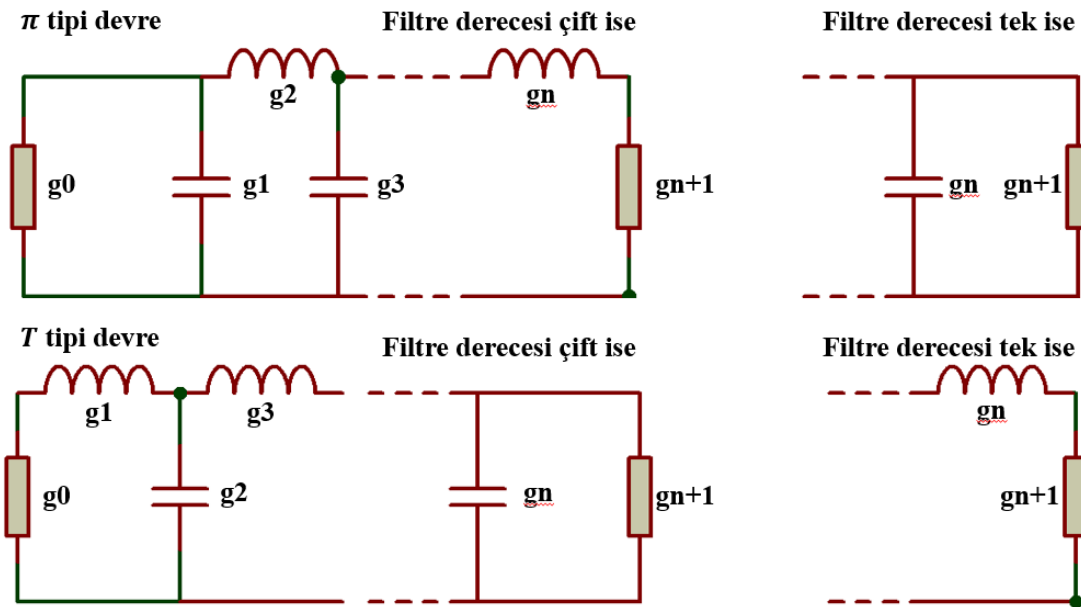
Şekil 2.4. Araya giriş kaybı yöntemiyle filtre tasarımının akış diyagramı.

2.4. Alçak Geçiren Filtre Prototipi

Alçak geçiren prototip, filtre tasarımının bir başlangıç noktası olarak kullanılabilir. Bu prototipte, normalize empedans ve frekans tanımlanır. İstenen frekans aralığını elde etmek için dönüşüm ve empedans ayarlamaları gereklidir.

Alçak geçiren prototipte yaygın olarak kullanılan frekans cevapları Butterworth, Chebyshev ve Bessel filtreleridir. Alçak geçiren filtre prototipinin elemanları, kaynak tarafında g_0 'dan başlayarak numaralandırılır ve yük tarafında g_{n+1} 'e kadar devam eder. Elemanlar, π ağı ve T ağı topolojilerine bağlı olarak değiştirilebilir. π ağı veya T ağı topolojisi kullanılsa da, her ikisi de performans açısından birbirinden farklı değildir. Ancak, dağıtılmış rezonatör türlerinin seçimi, daha sonra filtre tasarımında kullanılacak olan faktörleri etkiler [4, 19].

Üretilen filtrenin derecesine karar verildikten sonra, alçak geçiren filtre prototip devresi seçilir. Burada girişin seri indüktör veya paralel kapasitör olması tercihi tasarımcının kararıdır. Gerçeklenebilecek filtreler tek dereceli olduğu göz önünde bulundurulursa girişi seri indüktör seçilen bir prototip devrenin yükten önceki son elemanı seri indüktör, girişi paralel kapasitör seçilen bir prototip devrenin yükten önceki son elemanı paralel kapasitör olacaktır (Şekil 2.5).



Şekil 2.5. Normalize edilmiş elemanlar ile alçak geçiren filtre prototipi.

2.4.1. Normalize edilmiş chebyshev alçak geçiren filtre prototipi

Literatürde Chebyshev ve Butterworth filtre cevabı ile tasarlanan filtreler için normalize edilmiş bileşen değerleri tabloları bulunmaktadır. Chebyshev filtre cevabı tercihe göre geçiş ve durdurma bandında dalgalanmaya sahip olduğundan, belirli dalgalanma seviyelerine göre bileşen değerleri değişmektedir. Bu tablolarda, $\omega'=1$ rad/san ve giriş (g_0), çıkış (g_{n+1}) bileşenlerinde, maksimum güç aktarım kuramı gereğince 50Ω empedans değeri sağlanmakta olup, bunun normalize edilmiş değeri "1" kullanılır. Chebyshev yaklaşımıyla tasarlanacak filtre için iletim bandında 0.5 dB ve 3 dB dalgalanma seviyesini sağlayan normalize bileşen değerleri Tablo 2.1 ve Tablo 2.2'de verildi.

Tablo 2.1. 0.5 dB dalgalanma seviyesi için Chebyshev alçak geçiren filtre prototipi normalize eleman değerleri. [4]

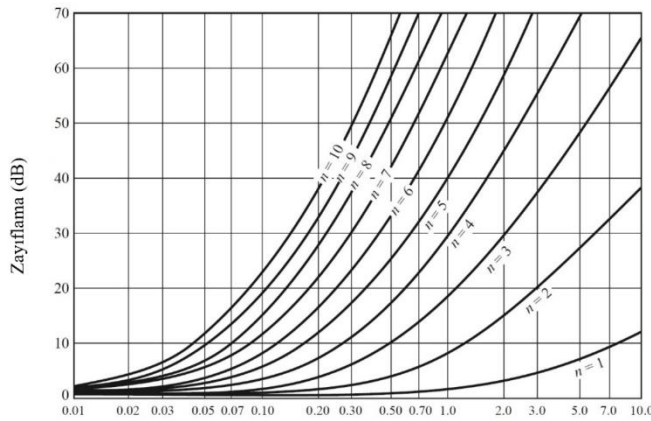
N	0.5 dB Dalgalanma										
	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	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	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

Tablo 2.2. 3 dB dalgalanma seviyesi için Chebyshev alçak geçiren filtre prototipi normalize eleman değerleri. [4]

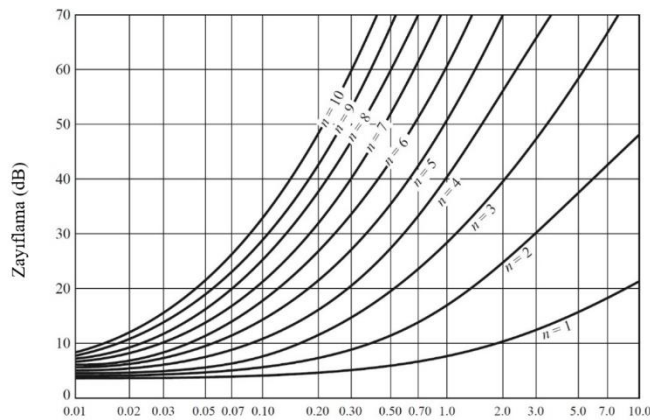
N	3 dB Dalgalanma										
	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	1.9953	1.0000									
2	3.1013	0.5339	5.8095								
3	3.3487	0.7117	3.3487	1.0000							
4	3.4389	0.7483	4.3471	0.5920	5.8095						
5	3.4817	0.7618	4.5381	0.7618	3.4817	1.0000					
6	3.5045	0.7685	4.6061	0.7929	4.4641	0.6033	5.8095				
7	3.5182	0.7723	4.6386	0.8039	4.6386	0.7723	3.5182	1.0000			
8	3.5277	0.7745	4.6575	0.8089	4.6990	0.8018	4.4990	0.6073	5.8095		
9	3.5340	0.7760	4.6692	0.8118	4.7272	0.8118	4.6692	0.7760	3.5340	1.0000	
10	3.5384	0.7771	4.6768	0.8136	4.7425	0.8164	4.7260	0.8051	4.5142	0.6091	5.8095

Filtre tasarımında özel bir uygulama olmadığı sürece iletim ve durdurma bandı geçişinde keskin bir davranış istenir. Bu durumu sağlamak, filtre tasarım yaklaşımlarından hangisi kullanılırsa kullanılsın dereceyi artırmakla mümkün olmaktadır. Bu süreç tasarımı zorlaştırır ve maliyeti artırmaktadır. Bununla birlikte tasarlanan filtreye özgü, belirli bir frekansta istenen bastırma oranı biliniyorsa; literatürde özel dalgalanma seviyeleri için normalize edilmiş frekansa bağlı zayıflatma grafiği bulunmaktadır ve tasarımlarda bu grafiklerden yararlanır [15, 19]. İstenen zayıflatma değerine bağlı olarak tespit edilen derece eğrisi filtre tasarımının derecesini belirlemektedir, çift değer tespitinde bir üst tek sayı baz alınmaktadır.

Chebyshev yaklaşımıyla tasarlanacak filtre için iletim bandında 0.5 dB ve 3 dB dalgalanma seviyesini sağlayan normalize frekansa bağlı zayıflatma eğrileri Şekil 2.6 ve Şekil 2.7’de verildi.



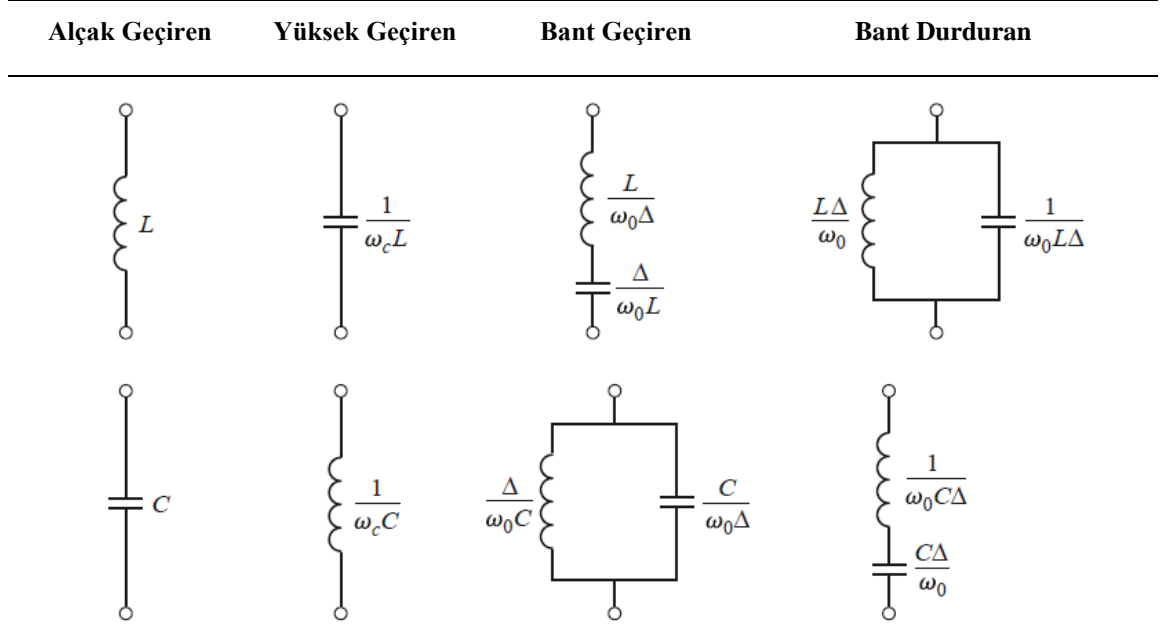
Şekil 2.6. 0.5 dB dalgalanma seviyesi için normalize empedansa bağlı zayıflatma eğrileri. [4]



Şekil 2.7. 3 dB dalgalanma seviyesi için normalize empedansa bağlı zayıflatma eğrileri. [4]

2.5. Alçak Geçiren Filtreden Bant Geçiren Filtreye Dönüşüm

Hedeflenen filtrenin tasarlanması için başlangıç olarak alçak geçiren filtre prototipi seçildi. Ancak hedeflenen filtre alçak geçiren karakteristiğe sahip olabileceği gibi yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran karakteristiğe de sahip olabilir. Bu durumda indüktör ve kapasitör elemanlarının dönüşümü Şekil 2.8’de verildi.



Şekil 2.8. Alçak geçiren prototipten alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran filtre için eleman dönüşümü. [4]

Şekil 2.8’de görüldüğü gibi alçak geçiren filtre prototipinde indüktör olan eleman bant geçiren filtrede seri indüktör ve kapasitör ile değiştirilirken, kapasitör olan eleman paralel indüktör ve kapasitör ile değiştirilir [4, 19].

İndüktörün seri indüktör ve kapasitöre dönüşümü için kullanılan denklemler;

$$L_n = \frac{g_n \cdot R_0}{\omega_0 \cdot \Delta} \quad (2.10)$$

$$C_n = \frac{\Delta}{\omega_0 \cdot g_n \cdot Z_0} \quad (2.11)$$

Kapasitörün paralel indüktör ve kapasitöre dönüşümü için kullanılan denklemler;

$$L_n = \frac{\Delta \cdot R_0}{\omega_0 \cdot g_n} \quad (2.12)$$

$$C_n = \frac{g_n}{\omega_0 \cdot \Delta \cdot Z_0} \quad (2.13)$$

şeklinde verilirken burada; “ g_n ” devredeki element değeri (indüktör veya kapasitör), “ ω_0 ” merkez frekansı, “ Δ ” göreceli bant genişliğidir.

Merkez frekansı;

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} \quad (2.14)$$

buna bağlı olarak göreceli bant genişliği

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (2.15)$$

denklemleri yardımıyla hesaplanır.

2.6. Filtrelerde Toplu ve Dağıtılmış Elemanlar

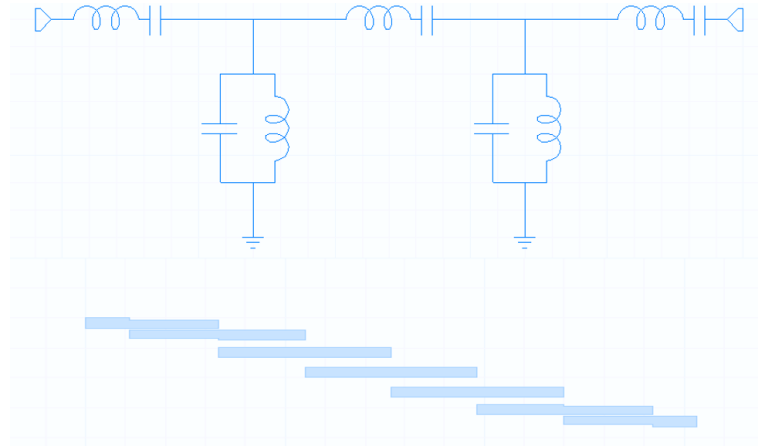
Filtre tasarımında toplu ve dağıtılmış elemanlar, belirli ihtiyaçlara yönelik optimize edilmiş filtre yapısını oluşturmak için kullanılan önemli metodolojilerdir. Toplu elemanlar, birbirine bağlı bir dizi direnç, kapasitör ve indüktör gibi pasif elemanların kombinasyonunu içerir [16]. Bu elemanlar genellikle bir devre kartı üzerinde toplanır ve geniş frekans aralıklarında etkili olabilirler. Toplu elemanlı filtreler, genellikle endüstriyel uygulamalarda ve geniş bantlı ihtiyaçlarda tercih edilir.

Öte yandan, dağıtılmış elemanlar, devre elemanlarını birbirinden uzaklaştırarak ve genellikle mikroşerit hatları veya mikroşerit rezonatörler gibi özel bileşenleri kullanarak filtre tasarımına yaklaşırlar. Dağıtılmış elemanlar, özellikle yüksek frekanslı uygulamalarda etkili olabilir ve genellikle daha karmaşık uygulamalarda kullanılır.

Frekans arttıkça dalga boyu azaldığından, yüksek frekans sistemlerin girişindeki sinyallerin dalga boyu çoğu zaman komponent boyutlarından daha küçük seviyeye ulaşmaktadır. Bu durum sistemlerde lineer olmayan davranışlara ve bozulmalara sebep olmaktadır [18]. Toplu elemanlar genellikle düşük frekanslarda daha etkili iken, dağıtılmış elemanlar yüksek frekanslarda daha başarılıdır.

Tasarım seçimleri, uygulama gereksinimlerine, bant genişliğine ve frekans taleplerine bağlı olarak yapılır. Entegre devre teknolojisinin gelişmesiyle birlikte, her iki metodun kombinasyonu da modern filtre tasarımında sıkça kullanılmaktadır, bu da daha karmaşık ve özelleştirilmiş filtre yapılarına olanak tanır. Bu, telekomünikasyon, radyo frekansı (RF) uygulamaları ve diğer yüksek frekanslı sistemlerde geniş bir kullanım

alanı bulmuştur [21]. Sonuçta her iki metot da filtre tasarımında benzersiz avantajlar sunar. Şekil 2.9’da 5. dereceden bir filtrenin toplu elemanlarda ve dağıtılmış elemanlarla modellenmiş hali verildi.



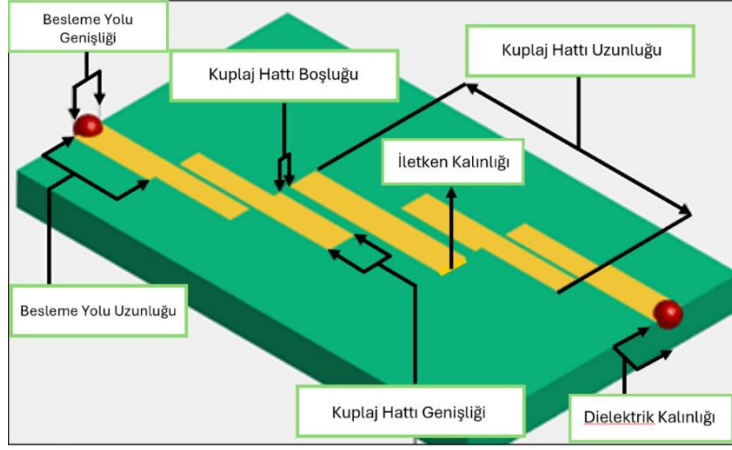
Şekil 2.9. Toplu elemanlar ve dağıtılmış elemanlarla oluşturulan bant geçiren filtre.

2.7. Düzlemsel İletim Hatlarından Mikroşerit Hat Filtresi

Mikroşerit hattı filtreleri, yüksek frekanslı iletişim sistemlerinde kullanılan kritik bileşenler arasında yer alan önemli bir elemandır. Bu filtreler, mikrodalga frekans aralığında çalışan iletişim sistemlerinde sinyal işleme ve frekans seçimi görevini üstlenerek, istenmeyen frekansları filtreleyerek sistem performansını optimize etme rolünü üstlenir.

Mikroşerit hattı, ince bir iletken tabaka ve altındaki bir dielektrik tabakadan oluşan bir yapıya sahiptir. Filtre tasarımında mikroşerit hatları, toplu elemanlar yaklaşımıyla filtre tasarımının maliyetli ve piyasadaki komponentlerin tam olarak karşılamadığı bir frekans aralığındaki uygulamalarda kullanılır. Öyle ki istenen çalışma şekli için belirlenen filtre değerleri üretimde standart olmayabilir.

Mikroşerit hatlarda ise tekniğe göre milimetre veya mikrometre bazında üretimler yapılabilmektedir ve bunların çalışması rezonans prensibine dayanır. Mikroşerit hattı filtre tasarımı, önceden belirlenmiş frekans tepki özelliklerini elde etmek için çeşitli parametrelerin dikkatlice hesaplanmasını gerektirir. Bu parametreler arasında mikroşerit genişliği, dielektrik malzeme özellikleri ve hat uzunluğu gibi faktörler bulunur [4, 22]. Tasarım süreci, bilgisayar destekli benzetim araçları kullanılarak gerçekleştirilir ve bu sayede istenen filtre karakteristikleri elde edilir. Bir paralel kupaçlı bir mikroşerit filtrenin fiziksel parametreleri Şekil 2.10’da verildi.



Şekil 2.10. Paralel kuplajlı mikroşerit filtre ve fiziksel parametreleri [23].

Mikroşerit hattı filtreleri, cep telefonları, kablosuz iletişim sistemleri ve radyo frekanslı uygulamalar gibi birçok modern iletişim sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Yüksek performans, kompakt tasarım ve düşük maliyet gibi avantajlarıyla, mikroşerit hattı filtreleri, günümüzdeki hızla gelişen kablosuz iletişim teknolojilerinin temel yapı taşlarından birini oluşturur.

2.8. Richard Dönüşümleri

P. Richard tarafından geliştirilen dönüşümlere göre, toplu elemanlar yöntemiyle oluşturulan filtrelerde kullanılan indüktör ve kapasitörler, mikroşerit filtrelerde kısa devre ve açık devre saplamlar kullanılarak elde edilebilir. Bu dönüşüm ω düzlemini π düzlemine aktararak gerçekleşmektedir. $\omega l / v_p = 2\pi$ periyoduyla tekrar eden

$$\Omega = \tan\left(\frac{\omega l}{v_p}\right) \quad (2.16)$$

denklemini bu dönüşümü gerçekleştirir.

Frekans değişkeni ω 'yi Ω ile değiştirerek bir indüktörün reaktansı ve bir kapasitörün suseptansı aşağıdaki denklemlerle yazılabilir.

$$jX_L = j\Omega L = jL \tan \beta l \quad (2.17)$$

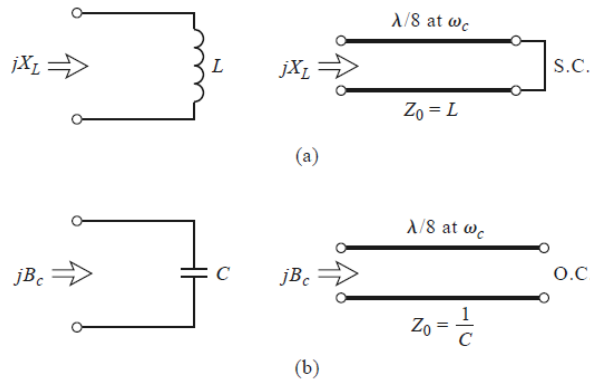
$$jB_C = J\Omega C = JC \tan \beta l \quad (2.18)$$

Filtre empedansı birim kabul edilerek yapılan bu dönüşümle, βl uzunluğunda ve L öz empedansında kısa devre saplama ile indüktör ve βl uzunluğunda ve $1/C$ öz empedansında açık devre bir saplama ile kapasitör değiştirilebilir.

Tasarımda alçak geçiren filtre prototipi kullanılırsa kesim birim frekansta gerçekleşecektir. Richard Dönüşümü uygulanan bir filtrede özdeş kesim frekansını yakalamak için Denklem 2.8'den

$$\Omega = 1 = \tan\beta l \quad (2.19)$$

elde edilir. Buna göre saplama $l = \lambda/8$ boyundadır. Burada dalga boyu, hattın ω_c kesim frekansındaki dalga boyudur. $\omega_0 = 2\omega_c$ durumunda hatlar çeyrek dalga uzunluğunda olur ve zayıflama kutbu oluşturur [4, 23]. Frekans değeri ω_c 'den uzaklaştıkça, oluşturulan sapsamaların empedansı filtre karakteristiğini oluşturan toplu elemanlarla uyumsuz hale gelecektir. Ayrıca bu tepki $4\omega_c$ 'de bir periyodik olarak tekrarlanacaktır. Richard Dönüşümü sonrası elde edilen sapsamalar Şekil 2.11'de verildi.



Şekil 2.11. İndüktör ve kapasitör için Richard dönüşümü. [4]

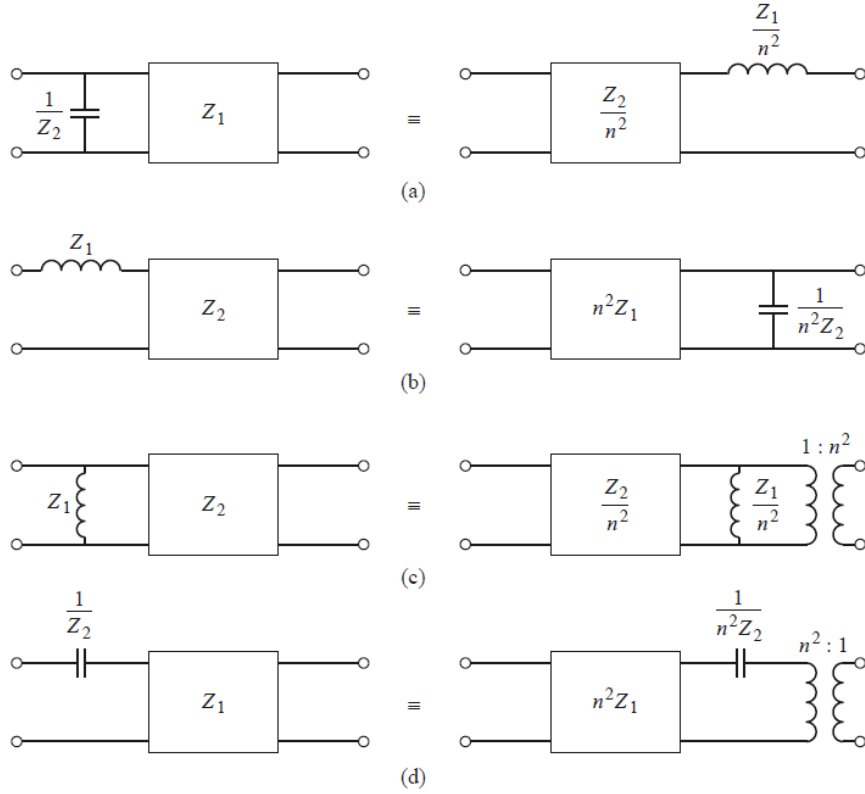
2.9. Kuroda Özdeşlikleri

İletim hatlarını kullanarak pratik yöntemle mikrodalga filtre tasarlayabilmek için dört adet Kuroda Özdeşliği mevcuttur [4]. Bunlar;

- İletim hattı sapsamalarını fiziksel yönden ayırmak
- Paralel sapsamaları seri sapsamalara dönüştürme yada tam tersi
- Gerçeklenemeyen öz empedansları üretilebilir değerlerle değiştirmek

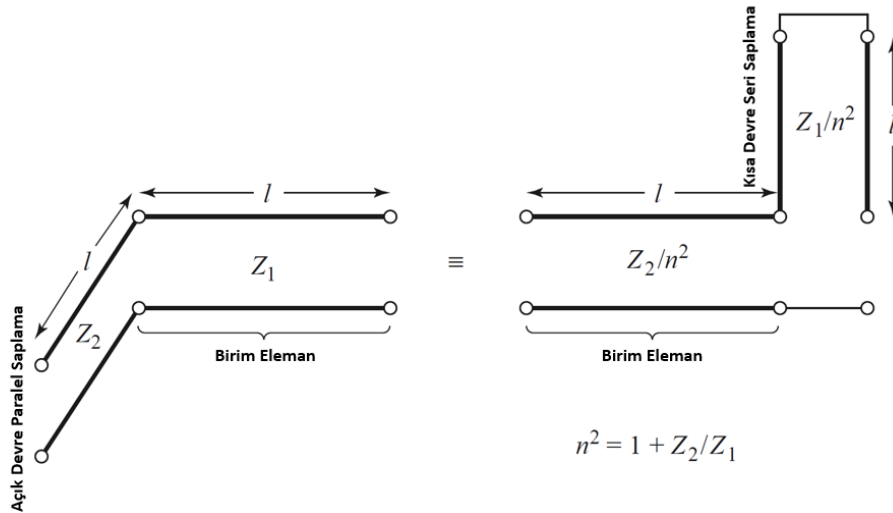
işlemleriyle gerçekleştirilebilir. Tasarlanacak alçak geçiren bir filtre prototipi için uyumsuz hat empedansı değerlerinin ortaya çıkması durumunda, filtrenin gerçekleştirilmesi için kısa devre seri sapsamalar yada açık devre paralel sapsamalar devreye eklenebilir. Bu durumda eklenen kısımların elektriksel uzunluklarının ω_c 'de $\lambda/8$ olması gerekmektedir ve bunlara birim eleman denilmektedir [4].

Dört Kuroda özdeşliği Şekil 2.12'de verildi.



Şekil 2.12. Kuroda özdeşlikleri. [4]

Verilen özdeşliklerde her kutu belirtilen öz empedans ve uzunlukta (ω_c 'de $\lambda/8$) bir birim elemanı veya iletim hattını temsil etmektedir. İndüktör kısa devre saplama, kapasitör ise açık devre sapslamalar için verilmektedir (Şekil 2.13).



Şekil 2.13. Açık devre paralel saplama ve kısa devre seri saplama kullanılan kuroda özdeşliği. [4]

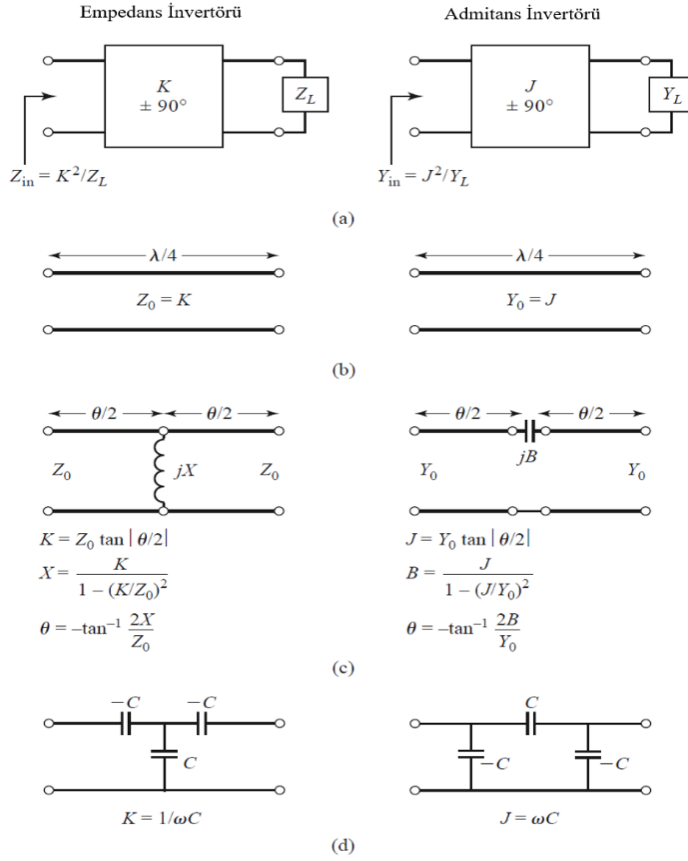
Mikroşerit halinde üretilmesi zor olan seri veya paralel sapslamaların belirlenmesi halinde, belirlenen hattın her iki ucuna birim elemanlar eklenir. Eklenen elemanlar

maksimum güç transferi kuramı gereğince kaynak ve yük empedansına uyumlu olduklarından filtre performansını etkilemeyecektir. Bu işlemler normalize empedansa göre yapıldığından son olarak öz empedanslar karakteristik empedans değeriyle çarpılır, hat ve saplama uzunlukları da $\lambda/8$ seçilerek devre ölçeklenir.

Kuroda özdeşlikleri kullanılarak ekleme yapılan mikroşerit filtreler incelendiğinde toplu elemanlar yöntemi ile üretilen filtrelere, iletim bandında benzer performans sergilese de kesime daha keskin bir şekilde gittiği gözlemlendi. Ayrıca Richard dönüşümünün kullanılması dolayısıyla $4\omega_c$ 'de bir periyodik tepki oluşturacaktır. Kuroda özdeşlikleri, alçak geçiren ve bant durduran filtrelerde kullanılabilir olsa da yüksek geçiren ve bant geçiren filtrelerin tasarımında verimli değildir [4].

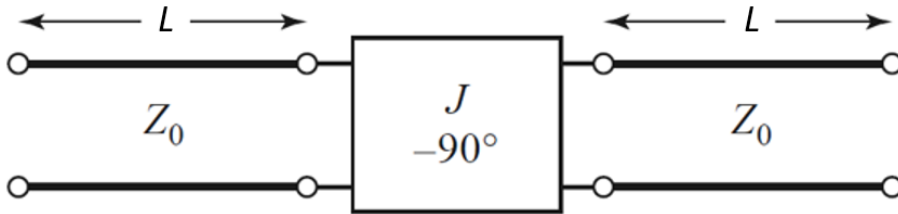
2.10. Filtre Tasarımında Empedans-Admitans İvertörü

İvertörler, birçok RF ve mikrodalga filtresinde kullanılan iki portlu devrelerdir. Z_L empedansında sonlandırılmış bir inverterin giriş empedansı $1/Z_L$ olarak ifade edilir. Empedans ve admitans inverterleri aynı devreyi temsil eder; aralarındaki fark, bunları tanımlamak için Siemens (S) veya Ohm (Ω) kullanılmasıdır. Birkaç yüz megahertz ve altındaki frekanslarda bir inverter, işlemsel amplifikatörler kullanılarak gerçekleştirilebilir. Mikrodalga frekanslarında en temel inverter, çeyrek dalga boyunda uzun bir hat şeklinde tasarlanır ve filtre tasarımında, bir seri elemanı paralel elemana dönüştürmek için kullanılır. [4, 20]. Dağıtılmış devrelerde paralel elemanlar, seri elemanlara göre daha kolay bir şekilde gerçekleştirilebilmektedir. Benzer devre dönüşümleri, bir indüktörün bir kondansatörle değiştirilmesine de olanak tanır. Admitans inverterü özellikle dar bantlı (<10%) bant geçiren veya bant durduran filtre tasarımında tercih edilir. Empedans ve admitans inverterüne ilişkin uygulamalar Şekil 2.14'te verildi.



Şekil 2.14. Empedans ve admitans invertörüne ilişkin uygulamalar. [4]

Dar bant geçiren filtreler, kademeli birleştirilmiş hat bölümleri ile yapılabilir. Bu tip filtrelerin tasarım denklemlerini türetmek için, öncelikle tek bir birleşik hat kesitinin aşağıda gösterilen eşdeğer devre ile yaklaşık olarak modellenebileceği gösterilebilir. Bu, eşdeğer devrenin görüntü empedansını ve yayılma sabitini hesaplayarak ve bunların bant geçiren yanıtının merkez frekansına karşılık gelen $\theta = 90^\circ$ için birleşik hat kesitinkilere yaklaşık olarak eşit olduğunu göstererek yapılmaktadır (Şekil 2.15).



Şekil 2.15. Kuplajlı hattın eşdeğer devresi. [4]

Kaynak ve yükün empedansı (Z_0), hat uzunlukları L ; merkezi frekansta çeyrek dalga boyu uzunluğundadır. Her bölümün kuplajı, filtre tasarım spesifikasyonlarına göre

değişecektir. Bu, her bir bağlı bölümün hat aralıklarının ve hat genişliklerinin filtre tepkisini etkileyeceği anlamına gelir ve istenen tepkiyi korumak için tüm boyutlar farklı bir değere sahiptir. Sonuç olarak, her bağlı bölümde farklı bir admitans invertör değeri bulunur ve kaynak ile yük kısmının admitans invertörünün hesaplanması, kuplajlı hat kısmından farklıdır.

Aşağıda sırasıyla kaynak, kuplajlı hat ve yük kısmının admitans invertör sabiti için denklemler verildi [21, 23].

$$J_{01} \cdot Z_0 = \sqrt{\frac{\pi \cdot \Delta}{2 \cdot g_0 \cdot g_1}} \quad (2.20)$$

$$J_{j,j+1} \cdot Z_0 \Big|_{j=1}^{n-1} = \frac{\pi \cdot \Delta}{2 \sqrt{g_j \cdot g_{j+1}}} \quad (2.21)$$

$$J_{n,n+1} \cdot Z_0 = \sqrt{\frac{\pi \cdot \Delta}{2 \cdot g_n \cdot g_{n+1}}} \quad (2.22)$$

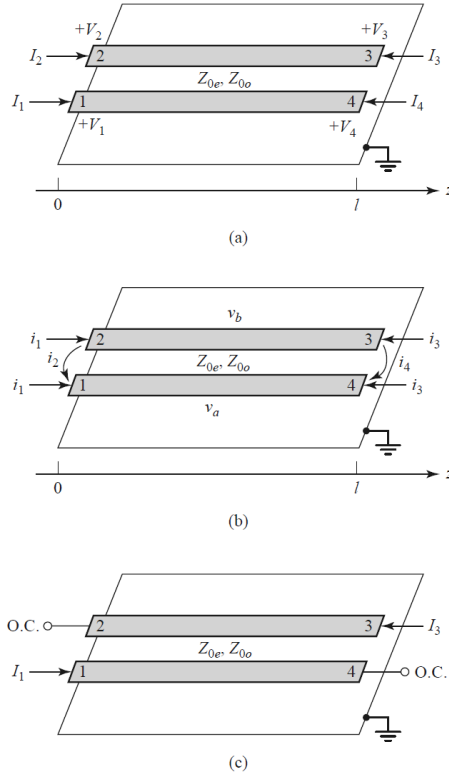
2.11. Kuplajlı Hat Filtresinin Tek ve Çift Mod Analizi

Tek ve çift mod empedans değerleri 2.20, 2.21 ve 2.22 numaralı denklemlerden elde edilen admitans invertörü sabitleriyle hesaplanabilir. İlk ve son denklemler yalnızca simetrik kuplajlı hatlar için kullanılır çünkü bu durumda filtre karakteristik empedansı Z_0 , rezonatör karakteristik empedansları Z_R ile eşittir. Asimetrik kuplajlı hatlarda karakteristik empedanslar eşit olmadığından, giriş ve çıkış invertörlerini kullanarak bu sorunu çözmek mümkündür.

Kuplajlı hat kısımlarının admitans invertörü sabiti birbirinden farklı olduğundan, tek ve çift mod empedans değerleri Z_{0e} ve Z_{0o} her kuplaj hattı için farklı çıkacaktır (Şekil 2.16). Admitans invertörü yöntemiyle oluşturulacak filtre için tek ve çift mod karakteristik empedans değerleri aşağıdaki denklemler ile hesaplanmaktadır [20].

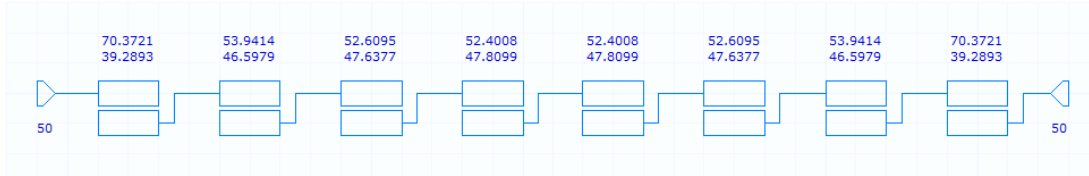
$$(Z_{0e})_{jj+1} = Z_0 \cdot (1 + J_{j,j+1} Z_0 + J_{j,j+1}^2 Z_0^2) \quad (2.23)$$

$$(Z_{0o})_{jj+1} = Z_0 \cdot (1 - J_{j,j+1} Z_0 + J_{j,j+1}^2 Z_0^2) \quad (2.24)$$



Şekil 2.16. Paralel kupaılı hat bölümü. [4]

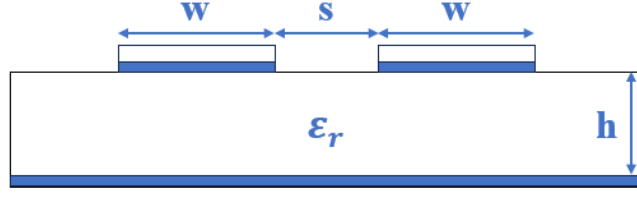
Aşağıda 7. dereceden kupaılı filtre hattı üzerinde kaynak empedansı, yük empedansı, tek ve çift mod empedans değerleri gösterildi (Şekil 2.17).



Şekil 2.17. 7. dereceden paralel kupaılı mikroşerit filtrenin tek ve çift mod empedans değerleri

2.12. Mikroşerit Filtrenin Fiziksel Parametreleri

Akhtarzad ve arkadaşlarının kullandığı yöntem, her bir kupaı hatına ait admitans invertörü sabitiyle $(J_{01}, J_{12}, J_{N,N+1})$ elde edilen tek ve çift mod empedans (Z_{0e}, Z_{0o}) değerlerine dayanır. Akhtarzad yönteminden, paralel kupaılı hatların genişlikten dielektrik kalınlığa oranı (w/h) ve kupaı hat boşluğundan dielektrik kalınlığa oranı (s/h) için oranları elde edilir [21, 23].



Şekil 2.18. Paralel kuplajlı hattın alttaş üzerine seriminin kesiti.

Şekil 2.18'de, s rezonatörler arasındaki boşluğu, w rezonatör genişliğini, h alttaşın kalınlığını ve ϵ_r alttaşın bağlı dielektrik geçirgenliğini göstermektedir. Her hat, merkezi frekansta $\lambda/2$ uzunluğa sahiptir ve birbiriyle $\lambda/4$ uzunluğunda örtüşür. $\lambda/4$ uzunluktaki bu örtüşme, kuplaj değerini artırır ve rezonatörler arasındaki gereken boşluğu (s) en aza indirir.

ϵ_r ve h filtre tasarımında kullanılacak alttaş ile birlikte gelen katalog değeridir ve hesaplamalarda bilgi kağıdından elde edilebilir. w ve s değerlerinin elde edilmesi için aşağıdaki denklemlerden yararlanır [24].

$$g = \cosh\left(\frac{\pi}{2} x \frac{s}{h}\right) \quad (2.25)$$

$$h = \cosh\left(\pi \left(\frac{w}{h} + \frac{s}{2h}\right)\right) \quad (2.26)$$

$$\frac{s}{h} \cong \frac{2}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{\cosh\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w_o}{h}\right) + \cosh\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w_e}{h}\right) - 2}{\cosh\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w_o}{h}\right) - \cosh\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w_e}{h}\right) - 2}\right) \quad (2.27)$$

$$\frac{w}{h} = \frac{1}{\pi} \left[\cosh^{-1} \frac{1}{2} \left[\cosh\left(\frac{\pi s}{2h}\right) - 1 + \left[\left(\cosh\left(\frac{\pi s}{2h}\right) + 1 \right) \cdot \cosh \frac{\pi}{2} \left(\frac{w}{h}\right)_{se} \right] - \frac{\pi s}{2h} \right] \right] \quad (2.28)$$

Yukarıdaki denklemlerde;

$$\frac{w_e}{h} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2h - g + 1}{g + 1}\right) \quad (2.29)$$

$$\frac{w_o}{h} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2h - g - 1}{g - 1}\right) + \frac{4}{\pi \left(1 + \frac{\epsilon_r}{2}\right)} \cosh^{-1}\left(1 + 2 \frac{w/h}{s/h}\right) \quad (2.30)$$

Yukarıda bahsedildiği gibi h bilindiğine göre, rezonatörlerin tek ve çift mod genişlik ölçüleri (w_e, w_o), $\frac{Z_{0e}}{2}$ ve $\frac{Z_{0o}}{2}$ karakteristik empedansları kullanılarak bulunabilir.

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \quad (2.31)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.32)$$

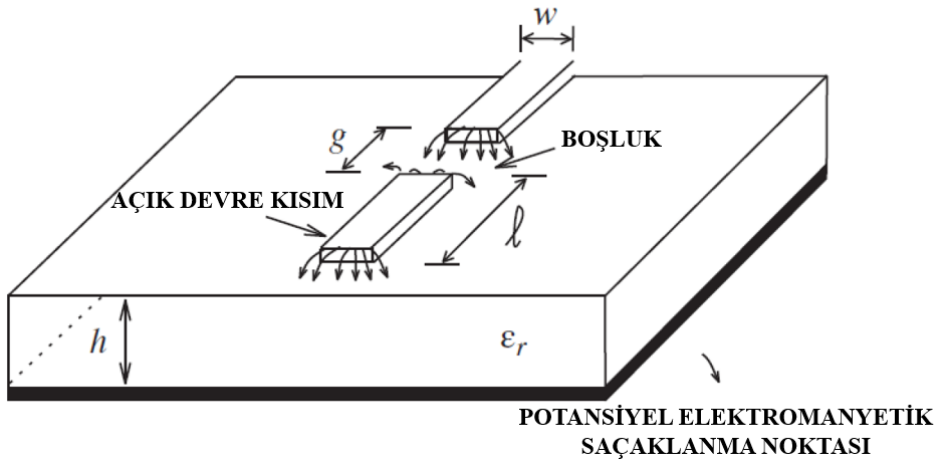
olduğu durumda;

$$w/h < 2 \text{ için } \frac{w}{h} = \left(\frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \right) \quad (2.33)$$

$$\frac{w}{h} > 2 \text{ için } \frac{w}{h} = \left[\frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right] \right] \quad (2.34)$$

verilen denklemlerde Z_0 , w_e/h ya da w_o/h değerlerinin hangisi için kullanılıyorsa o modun karakteristik empedans değerini ($\frac{Z_{0e}}{2}$, $\frac{Z_{0o}}{2}$) alır. Yukarıdaki denklemler ayrı ayrı çözümlenerek yada tasarım için bilinen alttaş kalınlığı kullanılarak iterasyon uygulanarak mikroşerit filtrenin tüm fiziksel parametreleri elde edilebilir [21, 23].

Paralel kuplajlı bant geçiren filtrenin rezonatör uzunluklarının hesaplanması gerektiğinde, rezonatör boyu genellikle yarım dalga boyuna eşittir ve bu bahsedildiği gibi çeyrek dalga boyunda rezonatörler arasında örtüşür. Dalga boyu; dielektrik sabiti (ϵ_r), dalga yayılım (propagasyon) hızı (v_p) ve iletim hatlarının sonundaki elektromanyetik saçaklanmadan etkilenir.



Şekil 2.19. Mikroşerit filtre üzerinde elektrik alanlar.

Propagasyon hızının hesaplanması için efektif dielektrik sabiti değeri gerekmektedir. Efektif dielektrik sabitinin hesaplanması için Hammerstad ve arkadaşları aşağıda verilen denklemleri üretmişlerdir. Bu değer daha sonra efektif dalga boyunu hesaplamak

amacıyla kullanılacaktır. Efektif dalga boyunu λ_f , efektif dielektrik sabitini ϵ_f temsil etmektedir [24].

$$\epsilon_f = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{w}\right)^{-0.5} \quad (2.35)$$

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_f}} \quad (2.36)$$

$$\lambda_f = \frac{v_p}{f} \quad (2.37)$$

Şekil 2.19’da verilen mikroşerit hat uzunlukları $\lambda_f / 2$ ’dir. Bu efektif hat uzunluğuna, hattın açık ucundaki elektromanyetik saçaklanma etkileri dahil edilmedi. Fakat bu alan hattın elektriksel uzunluğunu etkilemektedir ve hat fiziksel uzunluğundan daha uzun davranış sergilemektedir. Hattın kesin uzunluk değerini hesaplamak için, hattın fiziksel uzunluğu düşürülerek l_f (eşdeğer efektif hat uzunluğu) göz ardı edilebilir. Bu değer aşağıdaki denklem yardımıyla hesaplanabilir [24].

$$l_f = 0.412 \cdot h \left(\frac{\epsilon_f + 0.3}{\epsilon_f + 0.258} \right) \cdot \left(\frac{\frac{w}{h} + 0.262}{\frac{w}{h} + 0.813} \right) \quad (2.38)$$

Paralel kuplajlı filtrelerde, kuplaj hatlarının her iki ucunda da elektromanyetik saçılma etkileri gözlenmektedir. Bu etkinin değerleri filtre devresi içerisindeki diğer rezonatörlerin manyetik akıları soğurduğu için düşmektedir. Eşdeğer efektif hat uzunlu değeri iç rezonatörlerde $l_f / 2$ ’dir.

3. PARALEL KUPLAJLI MİKROŞERİT BANT GEÇİREN FİLTRE TASARIMI VE BENZETİMİ

C band TV yayınları indirme frekansının güncellenmesi sebebiyle bu tez çalışmasında 4.0-4.2 GHz frekans bandında, 200 MHz bant genişliğinde, 5G karasal haberleşmeye ayrılan 3.7-4.0 GHz aralığının 3.98 GHz frekansından itibaren bırakılan 20 MHz güvenlik bandı noktasında minimum -20 dB bastırma oranında, Chebyshev filtre cevabında 0.2 dB dalgalanma seviyesine sahip paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtre tasarlanacaktır.

Tasarlanacak filtrenin benzetimlerinde; AWR (Applied Wave Research)'de saçılma parametreleri, üç boyutlu tasarım kullanarak CST (Computer Simulation Technology)'de elektrik ve manyetik alan dağılımları elde edildi.

3.1. Chebyshev Alçak Geçiren Filtre Prototipi

Öncelikle tasarlanması planlanan filtrenin derecesine karar verilmesi gerekmektedir. Literatür kısmında anlatıldığı üzere, belirli bir frekans noktasında istenen bastırma oranı tayin edildiyse filtre derecesine Chebyshev dalgalanma seviyesi için normalize empedansa bağlı zayıflatma eğrileri kullanarak karar verilebilir. Merkez frekansı, alt kesim frekansı, üst kesim frekansı ve zayıflatma istenen frekansı değerleri Tablo 3.1'de verilen bant geçiren filtre için normalize frekans değeri aşağıda hesaplanmıştır.

Tablo 3.1. Bant geçiren filtrenin frekans değerleri.

Merkez frekans	Alt kesim frekansı	Üst kesim frekansı	Zayıflatma frekansı
4.1 GHz	4.0 GHz	4.2 GHz	3.98 GHz

$$\Delta = \frac{f_1 + f_2}{f_0} = 0.0487 \quad (3.1)$$

$$f_n = \frac{1}{\Delta} \cdot \left(\frac{f_1}{f_c} - \frac{f_c}{f_1} \right) = -0.2055 \quad (3.2)$$

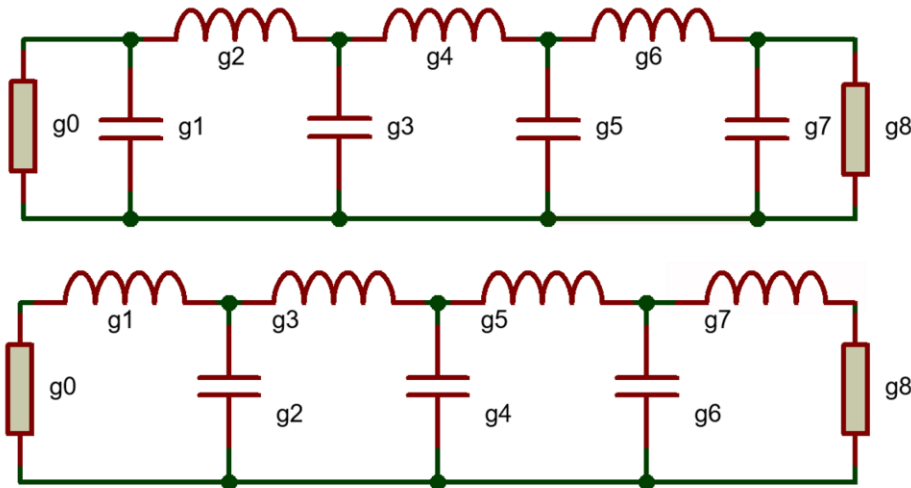
$$\text{Normalize frekans} = \left| \frac{f_n}{1} \right| - 1 = 0.7944 \quad (3.3)$$

Elde edilen normalize frekans kullanılarak 0.2 dB dalgalanma seviyesi için filtre derecesi “7” tayin edildi. Aşağıdaki tabloda 7. dereceden 0.2 dB dalgalanma seviyesi için Chebyshev alçak geçiren filtre prototip eleman değerleri verildi (Tablo 3.2).

Tablo 3.2. 7. dereceden 0.2 dB dalgalanma seviyesi için Chebyshev alçak geçiren filtre prototip eleman değerleri.

Kapasitör Girişli Devre, $R_{kaynak} = R_{yük} = 1\Omega, f = 1 \text{ rad} / \text{sn}$								
Derece	C1 (g_1)	L2 (g_2)	C3 (g_3)	L4 (g_4)	C5 (g_5)	L6 (g_6)	C7 (g_7)	$R_{kaynak,yük} (g_{0,8})$
7	1.3723	1.3782	2.2757	1.5002	2.2757	1.3782	1.3723	1
İndüktör Girişli Devre, $R_{kaynak} = R_{yük} = 1\Omega, f = 1 \text{ rad} / \text{sn}$								
Derece	L1 (g_1)	C2 (g_2)	L3 (g_3)	C4 (g_4)	L5 (g_5)	C6 (g_6)	L7 (g_7)	$R_{kaynak,yük} (g_{0,8})$

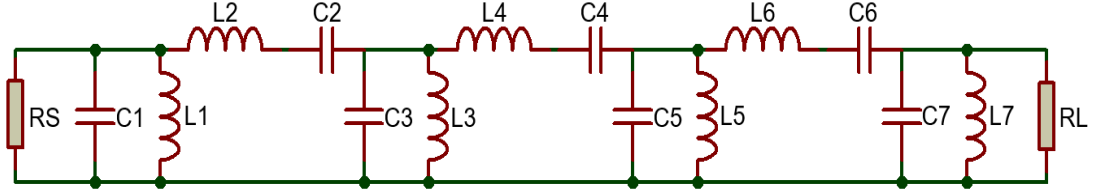
Chebyshev alçak geçiren filtre prototipi eleman değerleri g_0 'dan başlayıp filtre derecesi n iken g_{n+1} 'e kadar devam eder. Tek dereceli tasarlanacak prototip devrenin giriş elemanı; seri indüktör olması halinde son elemanı seri indüktör, paralel kapasitör olması halinde son elemanı paralel kapasitör olacaktır. Aşağıdaki şekilde eleman değerleri numaralandırılarak verildi (Şekil 3.1).



Şekil 3.1. π tipi kapasitör girişli ve T tipi indüktör girişli alçak geçiren filtre prototipi.

3.2. Bant Geçiren Filtre Prototipine Dönüşüm

Alçak geçiren filtre prototipinden bant geçiren filtre prototipine dönüşümde indüktör elemanı seri indüktör ve kapasitör bileşimine, kapasitör elemanı ise paralel indüktör ve kapasitör bileşimine dönüşmektedir. Aşağıdaki şekilde bant geçiren filtre prototipine dönüşümü gerçekleştirilen π tipi kapasitör girişli devre verildi (Şekil 3.2).



Şekil 3.2. π tipi kapasitör girişli devre prototipinin bant geçiren prototipe dönüşümü.

Bu aşamadan sonra indüktör ve kapasitör değerlerinin hesaplanması için; aşağıdaki denklemler ve Tablo 3.2’de verilen eleman değerleri kullanıldı. Sistemin karakteristik empedansı “ Z_0 ”, sistem empedansı olan 50Ω alınmıştır.

$$\omega_n = 2\pi \cdot f_n \quad (3.4)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} \quad (3.5)$$

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (3.6)$$

$$C_1 = \frac{g_1}{\omega_0 \Delta Z_0} = (1.616 \times 10^{-11}) F \quad (3.7)$$

$$L_1 = \frac{\Delta Z_0}{\omega_0 g_1} = (9,178 \times 10^{-11}) H \quad (3.8)$$

$$C_2 = \frac{g_2}{\omega_0 \Delta Z_0} = (1.623 \times 10^{-11}) F \quad (3.9)$$

$$L_2 = \frac{\Delta Z_0}{\omega_0 g_2} = (9,139 \times 10^{-11}) H \quad (3.10)$$

$$C_3 = \frac{g_3}{\omega_0 \Delta Z_0} = (2,680 \times 10^{-11}) F \quad (3.11)$$

$$L_3 = \frac{\Delta Z_0}{\omega_0 g_3} = (5,535 \times 10^{-11}) H \quad (3.12)$$

$$C_4 = \frac{g_4}{\omega_0 \Delta Z_0} = (1,767 \times 10^{-11}) F \quad (3.13)$$

$$L_4 = \frac{\Delta Z_0}{w_0 g_4} = (8,396 \times 10^{-11}) H \quad (3.14)$$

$$C_5 = \frac{g_5}{w_0 \Delta Z_0} = (2,680 \times 10^{-11}) F \quad (3.15)$$

$$L_5 = \frac{\Delta Z_0}{w_0 g_5} = (5,535 \times 10^{-11}) H \quad (3.16)$$

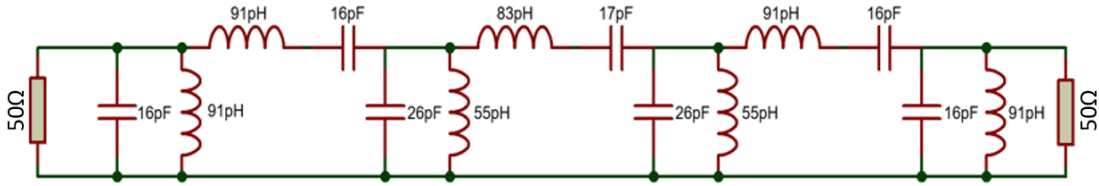
$$C_6 = \frac{g_6}{w_0 \Delta Z_0} = (1,623 \times 10^{-11}) F \quad (3.17)$$

$$L_6 = \frac{\Delta Z_0}{w_0 g_6} = (9,139 \times 10^{-11}) H \quad (3.18)$$

$$C_7 = \frac{g_7}{w_0 \Delta Z_0} = (1,616 \times 10^{-11}) F \quad (3.17)$$

$$L_7 = \frac{\Delta Z_0}{w_0 g_7} = (9,178 \times 10^{-11}) H \quad (3.18)$$

Elde edilen indüktör ve kapasitör değerleriyle birlikte, 50Ω kaynak ve yük empedansına sahip devre aşağıdaki şekilde verildi (Şekil 3.3).



Şekil 3.3. Bant geçiren filtre komponent değerleri.

3.3. Admitans İvertörü ve Tek-Çift Mod Empedans Hesaplanması

Tasarlanacak filtrenin komponent değerleri standart değerler olmadığından özel üretim gerektirmekte ve çalışma frekansı yüksek olduğundan toplu elemanlar yöntemiyle üretime uygun değildir. Seri indüktör-kapasitör bileşeni ve paralel indüktör-kapasitör bileşeni admitans invertörü vasıtasıyla düzlemsel iletim hatlarıyla gerçekleştirilebilir hale getirilmelidir.

Tablo 3.3'de verilen değerler, giriş-çıkış 50Ω hatlarının admitans invertörü ve kuplajlı hat kısımlarının admitans invertörünü göstermektedir. Denklemden verilen prototip kesim frekansı değeri $w_1' = 1 \text{ rad} / \text{sn}$ ve admitans $Y_0 = 1 / Z_0$ 'dir.

50Ω giriş ve çıkış mikroşerit kuplaj hattı admitans invertörü;

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_0g_1}} = 0,236236 \quad (3.19)$$

$$\frac{J_{78}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_7g_8}} = 0,236236 \quad (3.20)$$

Orta bölge mikroşerit kuplaj hattı için admitans invertörü;

$$\frac{J_{12}}{Y_0} = \frac{\pi\Delta}{2\omega'_1\sqrt{g_1g_2}} = 0,055687 \quad (3.21)$$

$$\frac{J_{23}}{Y_0} = \frac{\pi\Delta}{2\omega'_1\sqrt{g_2g_3}} = 0,043244 \quad (3.22)$$

$$\frac{J_{34}}{Y_0} = \frac{\pi\Delta}{2\omega'_1\sqrt{g_3g_4}} = 0,041448 \quad (3.23)$$

$$\frac{J_{45}}{Y_0} = \frac{\pi\Delta}{2\omega'_1\sqrt{g_4g_5}} = 0,041448 \quad (3.24)$$

$$\frac{J_{56}}{Y_0} = \frac{\pi\Delta}{2\omega'_1\sqrt{g_5g_6}} = 0,043244 \quad (3.25)$$

$$\frac{J_{67}}{Y_0} = \frac{\pi\Delta}{2\omega'_1\sqrt{g_6g_7}} = 0,055687 \quad (3.26)$$

Elde edilen admitans invertörü değerleri kullanılarak tek ve çift mod empedanslar aşağıda hesaplanmıştır.

Tek mod empedanslar;

$$(Z_{0o})_{01} = Z_0 \cdot (1 - J_{01}Z_0 + (J_{01}Z_0)^2) = 40,9785 \quad (3.27)$$

$$(Z_{0o})_{12} = Z_0 \cdot (1 - J_{12}Z_0 + (J_{12}Z_0)^2) = 47,3707 \quad (3.28)$$

$$(Z_{0o})_{23} = Z_0 \cdot (1 - J_{23}Z_0 + (J_{23}Z_0)^2) = 47,9313 \quad (3.29)$$

$$(Z_{0o})_{34} = Z_0 \cdot (1 - J_{34}Z_0 + (J_{34}Z_0)^2) = 48,0134 \quad (3.30)$$

$$(Z_{0o})_{45} = Z_0 \cdot (1 - J_{45}Z_0 + (J_{45}Z_0)^2) = 48,0134 \quad (3.31)$$

$$(Z_{0o})_{56} = Z_0 \cdot (1 - J_{56}Z_0 + (J_{56}Z_0)^2) = 47,9313 \quad (3.32)$$

$$(Z_{0o})_{67} = Z_0 \cdot (1 - J_{67}Z_0 + (J_{67}Z_0)^2) = 47,3707 \quad (3.33)$$

$$(Z_{0o})_{78} = Z_0 \cdot (1 - J_{78}Z_0 + (J_{78}Z_0)^2) = 40,9785 \quad (3.34)$$

Çift mod empedanslar;

$$(Z_{0e})_{01} = Z_0 \cdot (1 + J_{01}Z_0 + (J_{01}Z_0)^2) = 64,6021 \quad (3.35)$$

$$(Z_{0e})_{12} = Z_0 \cdot (1 + J_{12}Z_0 + (J_{12}Z_0)^2) = 52,9394 \quad (3.36)$$

$$(Z_{0e})_{23} = Z_0 \cdot (1 + J_{23}Z_0 + (J_{23}Z_0)^2) = 52,2557 \quad (3.37)$$

$$(Z_{0e})_{34} = Z_0 \cdot (1 + J_{34}Z_0 + (J_{34}Z_0)^2) = 52,1582 \quad (3.38)$$

$$(Z_{0e})_{45} = Z_0 \cdot (1 + J_{45}Z_0 + (J_{45}Z_0)^2) = 52,1582 \quad (3.39)$$

$$(Z_{0e})_{56} = Z_0 \cdot (1 + J_{56}Z_0 + (J_{56}Z_0)^2) = 52,2557 \quad (3.40)$$

$$(Z_{0e})_{67} = Z_0 \cdot (1 + J_{67}Z_0 + (J_{67}Z_0)^2) = 52,9394 \quad (3.41)$$

$$(Z_{0e})_{78} = Z_0 \cdot (1 + J_{78}Z_0 + (J_{78}Z_0)^2) = 64,6021 \quad (3.42)$$

Tablo 3.3. Paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtrenin admitans, tek ve çift mod empedans değerleri.

Kuplaj Hatları	Admitans İvertörü	Tek Mod Empedans	Çift Mod Empedans
1	0,236236	40,9785	64,6021
2	0,055687	47,3707	52,9394
3	0,043244	47,9313	52,2557
4	0,041448	48,0134	52,1582
5	0,041448	48,0134	52,1582
6	0,043244	47,9313	52,2557
7	0,055687	47,3707	52,9394
8	0,236236	40,9785	64,6021

3.4. Paralel Kuplajlı Mikroşerit Bant Geçiren Filtrenin Fiziksel Parametreleri

Mikroşerit filtre tasarımında alttaş, bu tip filtrelerin performansını belirleyen temel bir unsurdur. Alttaşın seçimi, filtrelerin frekans tepkisi, bant genişliği, güç kaybı ve diğer önemli özellikleri üzerinde belirleyici bir rol oynar. İnce bir seramik veya polimer tabakası üzerine yerleştirilmiş metal şeritlerden oluşan alttaş, filtrelerin elektriksel özelliklerini belirleyerek istenen filtre karakteristiklerinin elde edilmesini sağlar. Filtre tasarımında kullanılan alttaşın önemli özelliklerinden aşağıda madde halinde bahsedildi.

Alttaşın:

- Dielektrik sabiti, mikroşerit filtrelerin hızını belirler. Dielektrik sabiti yüksekse, elektromanyetik dalgalar alttaş içinde daha yavaş ilerler. Bu durum, filtre tasarımında belirli bir frekansta rezonansın sağlanmasını etkiler.
- Termal iletkenliği, filtrelerin ısı dağılımını etkiler. Mikroşerit filtreler yüksek frekansta çalıştıkları için ısı yönetimi kritik bir faktördür. Alttaşın iyi bir termal iletkenliğe sahip olması, filtrelerin istikrarlı bir şekilde çalışmasını sağlar.
- Mekanik dayanıklılığı, filtrelerin montaj ve kullanım sırasında karşılaşılabileceği fiziksel streslere karşı direncini belirler. Bu, filtrelerin uzun ömürlü ve güvenilir olmasını sağlar.
- Dielektrik kayıpları, mikroşerit filtrelerde güç kaybını etkiler. Düşük dielektrik kayıpları, filtrelerin daha etkili çalışmasını sağlar ve enerjinin istenmeyen şekilde kaybını minimize eder.
- Elektriksel özellikleri, filtrelerin frekans tepkisi ve bant genişliğini belirler. İyi bir alttaş seçimi, filtrelerin istenilen frekansta optimum performans göstermesini sağlar.

Bu tasarım çalışmasında üç farklı alttaş kullanılmış olup, değişen dielektrik ve bakır kalınlığı sebebiyle her bir alttaş için fiziksel parametreler ayrı ayrı hesaplandı. Fiziksel parametreler bu aşamada analitik yöntemler kullanılarak elde edildi. Daha sonra AWR yazılımı yardımıyla her bir tasarımın saçılma parametreleri hesaplanarak optimize edildi. Çalışmanın devamında optimize edilen filtrelerin 3D benzetim modelleri CST programı yardımı ile oluşturularak çalışma frekans değerindeki elektrik ve manyetik alan dağılımları elde edildi.

- **RO4835 İçin Fiziksel Parametrelerin Hesaplanması**

Tek ve çift mod empedans değerleri ve alttaşların Tablo 3.4'te verilen parametreleri kullanılarak paralel kuplajlı hatlara ait genişlik w , kuplaj hatları arası boşluk s , hat uzunlukları l hesaplanmalıdır. Bu değerlerin hesaplanması için öncelikle tek bir mikroşerit için kuplaj hattı genişliğinin, dielektrik kalınlığa oranı (w/h) aşağıda hesaplandı.

Tablo 3.4. Kullanılan altaşlara ait parametreler.

	RO4835	RO4835	RO4835
Dielektrik Kalınlığı (h)	1.52mm	0.76mm	0.25mm
Bakır Kalınlığı	17.5 μ m	35 μ m	17.5 μ m
Dielektrik Sabiti (ϵ_r)	3.48	3.48	3.48
Kayıp Tanjantı ($tang$)	0.0037	0.0037	0.0037

50 Ω giriş ve çıkış mikroşerit hattının (w / h) değerleri;

(w/h) < 2 için;

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{(e_r + 1)}{2} + \frac{(e_r - 1)}{(e_r + 1)} \cdot \left(0.23 + \frac{0.11}{e_r}\right)} = 1.39 \quad (3.43)$$

$$\frac{w}{h} = \left(\frac{8}{e^A - 2e^{-A}}\right) = 2,26 \quad (3.44)$$

$$w = \frac{w}{h} \cdot h = 2.26 \times 1.52 = 3,44 \quad (3.45)$$

(w/h) > 2 için;

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} = 6,34 \quad (3.46)$$

$$\frac{w}{h} = \left(\frac{2}{\pi} \left(B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2e_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right) \right) = 2.26 \quad (3.47)$$

50 Ω giriş ve çıkış mikroşerit hattının uzunluğu merkez frekansında çeyrek dalga boyunda olacağından $f_0 = 4.1 \times 10^9$ ve dielektrik sabiti $\epsilon_f = 3.48$ için aşağıda hesaplandı;

$$L = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4 \cdot f_0 \cdot \epsilon_r} = \frac{3 \times 10^8}{4 \times 4.1 \times 10^9 \times 3.48} = 5.25 \text{mm} \quad (3.48)$$

50 Ω giriş ve çıkış mikroşerit hattının uzunluğu efektif dielektrik sabiti " ϵ_f " kullanarak aşağıda hesaplandı.

$$\epsilon_f = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{w}\right)^{-0.5} = 2,73 \quad (3.49)$$

$$L = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot f \cdot e_f} = 6.70 \text{ mm} \quad (3.50)$$

Kuplaj hatlarının hesaplanması için tek ve çift mod empedans değerleri kullanılarak (w/h) oranları aşağıdaki denklemler ile hesaplandı.

Tek mod (w/h) hesabı;

$$Z_{0_{so}} = \frac{Z_{0_{o1}}}{2} = 20,48 \quad (3.51)$$

(w/h) < 2 için;

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{(e_r + 1)}{2} + \frac{(e_r - 1)}{(e_r + 1)} \cdot \left(0.23 + \frac{0.11}{e_r}\right)} = 0,65 \quad (3.52)$$

$$\frac{w}{h} = \left(\frac{8}{e^A - 2e^{-A}}\right) = 8,99 \quad (3.53)$$

(w/h) > 2 için;

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} = 15,48 \quad (3.54)$$

$$\frac{w}{h} = \left[\frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right] \right] = 7.70 \quad (3.55)$$

Çift mod (w/h) hesabı;

$$Z_{0_{se}} = \frac{Z_{0_{e1}}}{2} = 32,30 \quad (3.56)$$

(w/h) < 2 için;

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{(e_r + 1)}{2} + \frac{(e_r - 1)}{(e_r + 1)} \cdot \left(0.23 + \frac{0.11}{e_r}\right)} = 0,95 \quad (3.57)$$

$$\frac{w}{h} = \left(\frac{8}{e^A - 2e^{-A}}\right) = 4,40 \quad (3.58)$$

(w/h) > 2 için;

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} = 9,82 \quad (3.59)$$

$$\frac{w}{h} = \left[\frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.611}{\epsilon_r} \right] \right] \right] = 4.29 \quad (3.60)$$

Tek ve çift mod empedans değerlerinin birincisi için yapılan yukarıdaki işlemler sırasıyla bütün empedans değerleri için tekrarlanmış ve elde edilen sonuçlar Tablo 3.5'te listelendi.

Tablo 3.5. Kuplajlı hatların hesaplanan (w/h) parametreleri.

Kuplaj Hattı	Tek Mod		Çift Mod	
	$(w/h) < 2$	$(w/h) > 2$	$(w/h) < 2$	$(w/h) > 2$
1	8.99	15.48	4.40	4.29
2	7.09	6.42	5.87	5.51
3	6.96	6.33	6.07	5.66
4	6.93	6.31	6.09	5.68
5	6.93	6.31	6.09	5.68
6	6.96	6.33	6.07	5.66
7	7.09	6.42	6.07	5.66
8	8.99	15.48	4.40	4.29

Bu aşamadan sonra Akhtarzad yöntemi olarak bilinen; hesaplanan tek bir mikroşerit hat oranı için kuplaj hatları arası boşluğun, dielektrik kalınlığa oranı (s/h) değerleri aşağıdaki denklemler ile hesaplandı.

$(w/h) < 2$ için (s/h);

$$\left(\frac{w}{h}\right)_{so} = 8.99 \text{ ve } \left(\frac{w}{h}\right)_{se} = 4.40 \text{ iken}$$

$$\frac{s}{h} \cong \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{\cosh\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w_0}{h}\right) + \cosh\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w_e}{h}\right) - 2}{\cosh\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w_0}{h}\right) - \cosh\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w_e}{h}\right)} \right) = 0.034 \quad (3.61)$$

$$s_1 = \frac{s}{h} \cdot h = 0.034 \times 1.52 = 0.051 \text{ mm} \quad (3.62)$$

$(w/h) > 2$ için (s/h);

$$\left(\frac{w}{h}\right)_{so} = 15.48 \text{ ve } \left(\frac{w}{h}\right)_{se} = 4.29 \text{ iken}$$

$$\frac{s}{h} \cong \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{\cosh\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w_0}{h}\right) + \cosh\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w_e}{h}\right) - 2}{\cosh\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w_0}{h}\right) - \cosh\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w_e}{h}\right)} \right) = 0.00019 \quad (3.63)$$

$$s_1 = \frac{s}{h} \cdot h = 0.00019 \times 1.52 = 0.000288 \text{ mm} \quad (3.64)$$

Tek ve çift kuplaj hatları arası boşluğun dielektrik kalınlığa oranı (s/h) ve boşluk boyutu s birinci kuplaj hattı için elde edildi. 2-8 numaralı hatlar için aynı denklemler kullanılarak değerler elde edildi.

Akhtarzad yöntemiyle hesaplanan tek bir mikroşerit hat oranı için kuplaj hattı genişliğinin dielektrik kalınlığa oranı (w/h), sırasıyla bütün rezonatör hatları için aşağıdaki denklemler ile hesaplandı.

Çift mod ve $(w/h) < 2$ için (w/h) ;

$$\left(\frac{w}{h}\right)_{se} = 4.40 \text{ iken}$$

$$\frac{w}{h} = \frac{1}{\pi} \left[\cosh^{-1} \frac{1}{2} \left[\cosh \left(\frac{\pi s}{2h} \right) - 1 + \left[\left(\cosh \left(\frac{\pi s}{2h} \right) + 1 \right) \cdot \cosh \frac{\pi}{2} \left(\frac{w}{h} \right)_{se} \right] - \frac{\pi s}{2h} \right] \right] = 1,21 \quad (3.65)$$

$$w_1 = \frac{w}{h} \cdot h = 1.21 \times 1.52 = 1.83 \text{ mm}$$

Çift mod ve $(w/h) > 2$ için (w/h) ;

$$\left(\frac{w}{h}\right)_{se} = 4.29 \text{ iken}$$

$$\frac{w}{h} = \frac{1}{\pi} \left[\cosh^{-1} \frac{1}{2} \left[\cosh \left(\frac{\pi s}{2h} \right) - 1 + \left[\left(\cosh \left(\frac{\pi s}{2h} \right) + 1 \right) \cdot \cosh \frac{\pi}{2} \left(\frac{w}{h} \right)_{se} \right] - \frac{\pi s}{2h} \right] \right] = 1,18 \quad (3.66)$$

Tek ve çift kuplaj hattı genişliğinin dielektrik kalınlığa oranı (w/h) ve kuplaj hattı genişliği w birinci kuplaj hattı için elde edildi. 2-8 numaralı hatlar için aynı denklemler kullanılarak değerler elde edildi. Fiziksel parametreler için son aşama olan hat uzunluğu aşağıdaki denklemler ile hesaplandı.

$$\varepsilon_f = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{w} \right)^{-0.5} = 2,61 \quad (3.67)$$

$$L_1 = \frac{c}{4 \cdot f \cdot \sqrt{\varepsilon_f}} = 11,31 \text{ mm} \quad (3.68)$$

Yukarıda birinci kuplaj hattı için hat uzunluğu elde edildi. 2-8 numaralı hatlar için aynı denklemler kullanılarak değerler elde edildi.

Tüm adımların tamamlanmasının ardından paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtre üretimi için fiziksel parametrelerin hepsi elde edildi. Fiziksel parametreler tüm

alttaş kalınlıkları için hesaplanmış ve aşağıdaki tablolarda verildi (Tablo 3.6-8). Elde edilen fiziksel parametreler AWR yazılımı kullanılarak her bir filtre için tekrar hesaplandı ve parametreler doğrulandı. Üretilen filtrede öngörülemeyen kayıplar, üretim hassasiyetinden kaynaklı sapmalar olacağından filtrenin simülasyonda elde edilen parametrelerle üretilmesi planlandı.

Tablo 3.6. 0.25mm dielektrik kalınlığı için analitik yöntemlerle hesaplanan fiziksel parametreler.

Hatlar	w (mm)	s (mm)	l (mm)
50Ω	0.56	-	6.70
1	0.30	0.009	11.31
2	0.40	0.12	11.20
3	0.43	0.17	11.18
4	0.27	0.18	11.34
5	0.27	0.18	11.34
6	0.43	0.17	11.18
7	0.40	0.12	11.20
8	0.30	0.009	11.31

Tablo 3.7. 0.76mm dielektrik kalınlığı için analitik yöntemlerle hesaplanan fiziksel parametreler.

Hatlar	w (mm)	s (mm)	l (mm)
50Ω	1.71	-	6.70
1	0.91	0.025	11.31
2	1.21	0.39	11.20
3	1.27	0.52	11.18
4	0.83	0.55	11.34
5	0.83	0.55	11.34
6	1.27	0.52	11.18
7	1.21	0.39	11.20
8	0.91	0.025	11.31

Tablo 3.8. 1.52mm dielektrik kalınlığı için analitik yöntemlerle hesaplanan fiziksel parametreler.

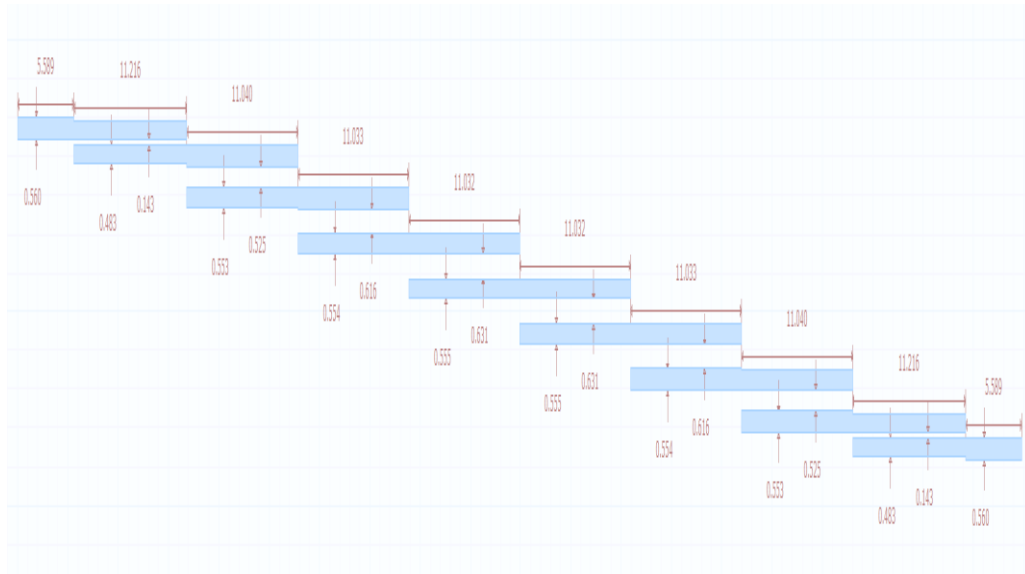
Hatlar	w (mm)	s (mm)	l (mm)
50Ω	3.44	-	6.70
1	1.83	0.051	11.31
2	2.43	0.78	11.20
3	2.54	1.05	11.18
4	1.68	1.10	11.34
5	1.68	1.10	11.34
6	2.54	1.05	11.18
7	2.43	0.78	11.20
8	1.83	0.051	11.31

3.5. Paralel Kuplajlı Mikroşerit Bant Geçiren Filtrenin Benzetimi

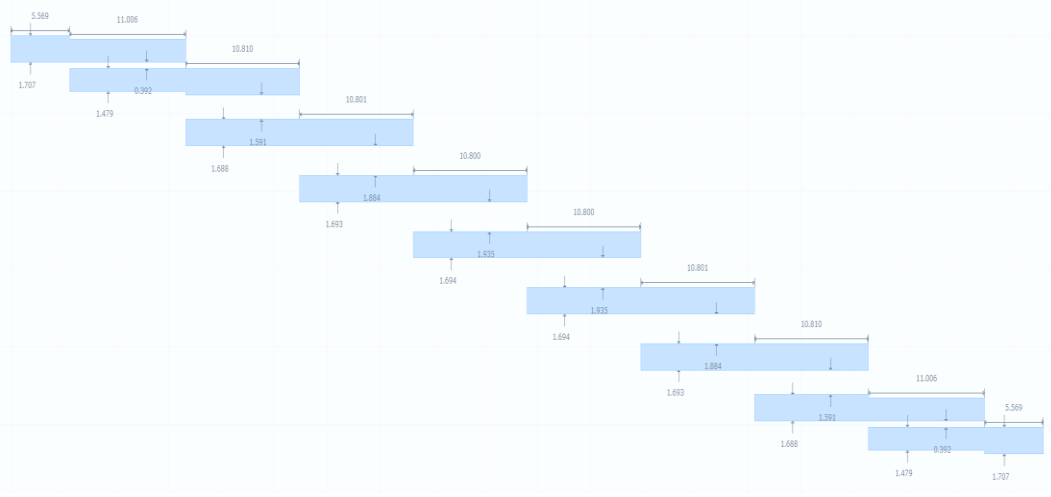
Analitik tasarım süreci tamamlanan filtrenin elektromanyetik benzetimleri AWR yazılımında saçılma parametreleri cinsinden elde edilerek doğrulandı ve daha iyi filtre karakterizasyonu için revize edildi. Aynı zamanda CST yazılımını kullanarak elektrik alan ve manyetik alan dağılımları elde edildi.

Öncelikle AWR modüllerinden olan “iFilter Filtre Sentezi” kullanılarak; filtre tipi bant geçiren, tasarlama biçimi mikroşerit hat filtresi olarak belirlendi. Daha sonra ana filtre tiplerinden olan köşe kuplajlı bant geçiren filtre, empedans kontrolü opsiyonuyla seçildi. Filtre yaklaşım türü, tasarım sürecinde belirlendiği gibi Chebyshev 0.2 dB dalgalanma seviyesi seçildi. Filtre derecesi 7, merkez frekansı 4.1 GHz, bant genişliği 200 MHz ve sistem empedansı 50Ω olarak girildi. Her boyut için tasarlanan filtrenin üretimi yapılacağı için, benzetimler ideal yerine gerçek modda yapıldı. Tasarlanan filtreler için standart bir frekans cevabı görebilmek için saçılma parametrelerinin izlendiği grafik bant genişliği 3.6-4.6 GHz arası ayarlandı.

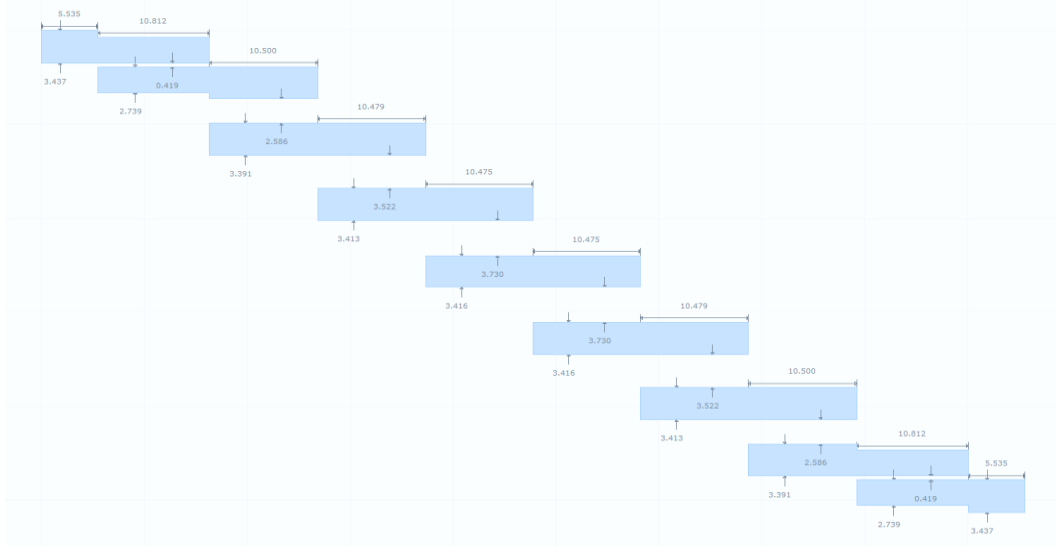
Tasarlanan filtrenin analitik yöntemlerle elde edilen fiziksel parametreleri, her bir alttaş için benzetim yoluyla tekrar elde edildi. Şekil 3.4- Şekil 3.6 sırasıyla 0.25mm, 0.76 mm ve 1.52 mm dielektrik alttaş kalınlığına sahip filtrelerin şematik çizimlerini göstermektedir. Farklı dielektrik alttaş kalınlıklarına sahip filtrelerin analitik yöntemler kullanılarak elde edilen fiziksel parametre değerleri benzetim sonucu elde edilen değerler ile Tablo 3.9-Tablo 3.11'de karşılaştırıldı.



Şekil 3.4. 0.25mm dielektrik kalınlığına sahip alttaş üzerinde 7. dereceden paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtrenin fiziksel parametreleri.



Şekil 3.5. 0.76mm dielektrik kalınlığa alttaş üzerinde sahip 7. dereceden paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtrenin fiziksel parametreleri.



Şekil 3.6. 1.52 dielektrik kalınlığa sahip alttaş üzerinde 7. dereceden paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtrenin fiziksel parametreleri.

Tablo 3.9. 0.25mm dielektrik kalınlığa sahip alttaşın analitik ve benzetim yoluyla elde edilen fiziksel parametrelerinin karşılaştırması.

Hat	Analitik			Benzetim		
	$w_{0.25}$ (mm)	$s_{0.25}$ (mm)	$l_{0.25}$ (mm)	$w_{0.25}$ (mm)	$s_{0.25}$ (mm)	$l_{0.25}$ (mm)
50	0.56	-	6.70	0.560	-	5.589
Ω						
1	0.30	0.009	11.31	0.483	0.143	11.216
2	0.40	0.12	11.20	0.553	0.525	11.040
3	0.43	0.17	11.18	0.554	0.616	11.033
4	0.27	0.18	11.34	0.555	0.631	11.032
5	0.27	0.18	11.34	0.555	0.631	11.032
6	0.43	0.17	11.18	0.554	0.616	11.033
7	0.40	0.12	11.20	0.553	0.525	11.040
8	0.30	0.009	11.31	0.483	0.143	11.216

Tablo 3.10. 0.76mm dielektrik kalınlığa sahip alttaşın analitik ve benzetim yoluyla elde edilen fiziksel parametrelerinin karşılaştırması.

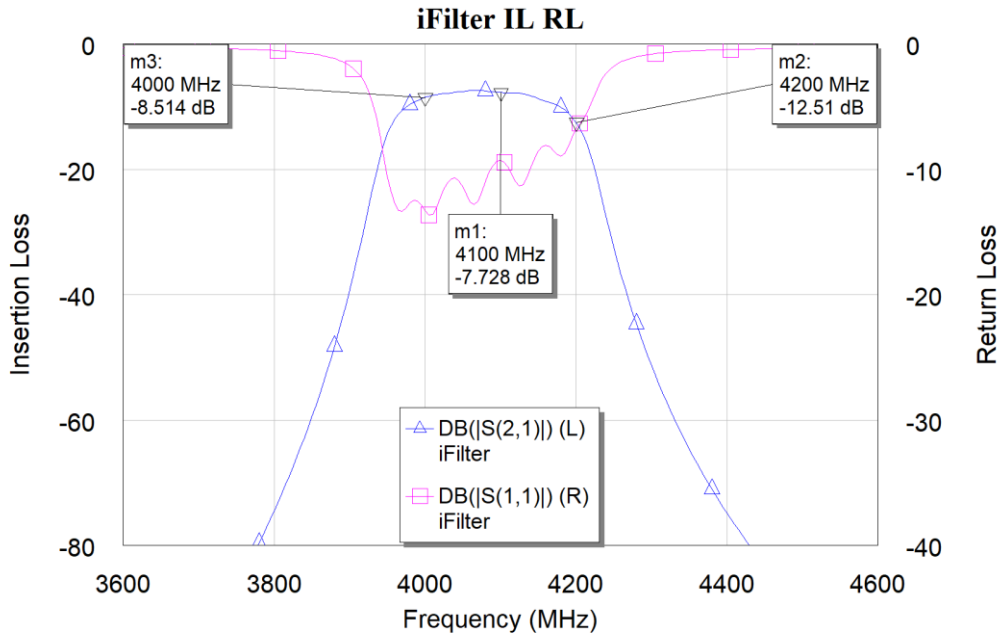
Hat	Analitik			Benzetim		
	$w_{0.76}$ (mm)	$s_{0.76}$ (mm)	$l_{0.76}$ (mm)	$w_{0.76}$ (mm)	$s_{0.76}$ (mm)	$l_{0.76}$ (mm)
50	1.71	-	6.70	1.707	-	5.569
Ω						
1	0.91	0.025	11.31	1.479	0.392	11.006
2	1.21	0.39	11.20	1.688	1.591	10.810
3	1.27	0.52	11.18	1.693	1.884	10.801
4	0.83	0.55	11.34	1.694	1.935	10.800
5	0.83	0.55	11.34	1.694	1.935	10.800
6	1.27	0.52	11.18	1.693	1.884	10.801
7	1.21	0.39	11.20	1.688	1.591	10.810
8	0.91	0.025	11.31	1.479	0.392	11.006

Tablo 3.11. 1.52mm dielektrik kalınlığa sahip alttaşın analitik ve benzetim yoluyla elde edilen fiziksel parametrelerinin karşılaştırması.

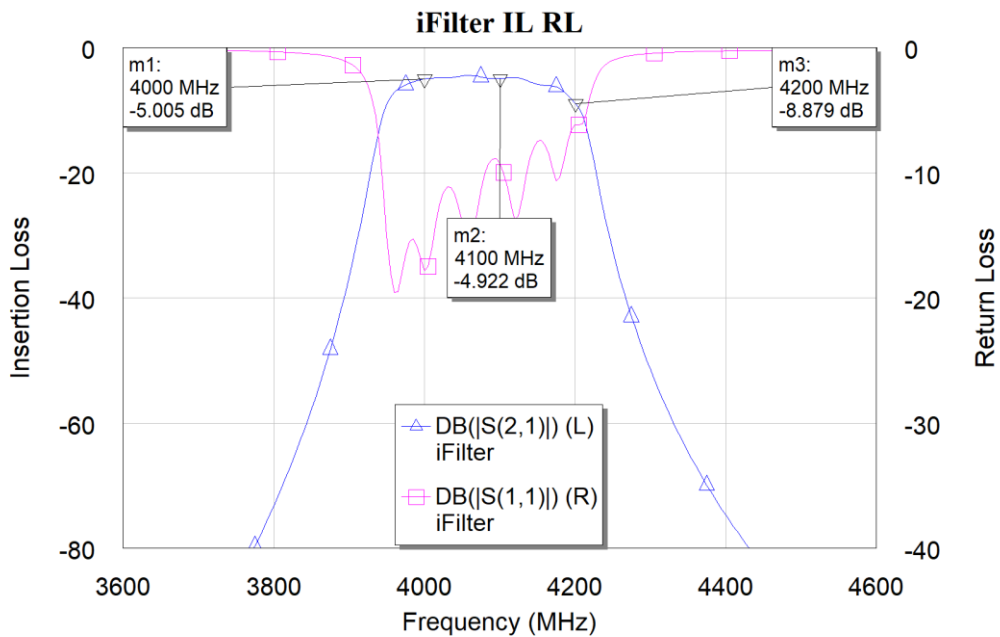
Hat	Analitik			Benzetim		
	$w_{1.52}$ (mm)	$s_{1.52}$ (mm)	$l_{1.52}$ (mm)	$w_{1.52}$ (mm)	$s_{1.52}$ (mm)	$l_{1.52}$ (mm)
50	3.44	-	6.70	3.437	-	5.535
Ω						
1	1.83	0.051	11.31	2.739	0.419	10.812
2	2.43	0.78	11.20	3.391	2.586	10.500
3	2.54	1.05	11.18	3.413	3.522	10.479
4	1.68	1.10	11.34	3.416	3.730	10.475
5	1.68	1.10	11.34	3.416	3.730	10.475
6	2.54	1.05	11.18	3.413	3.522	10.479
7	2.43	0.78	11.20	3.391	2.586	10.500
8	1.83	0.051	11.31	2.739	0.419	10.812

Karşılaştırma sonucunda analitik yontemlerde kabul edilen sapma payları ve AWR yazılımının ileri hesaplama yontemlerini kullanması nedeniyle değişimler gortoldu. Bu

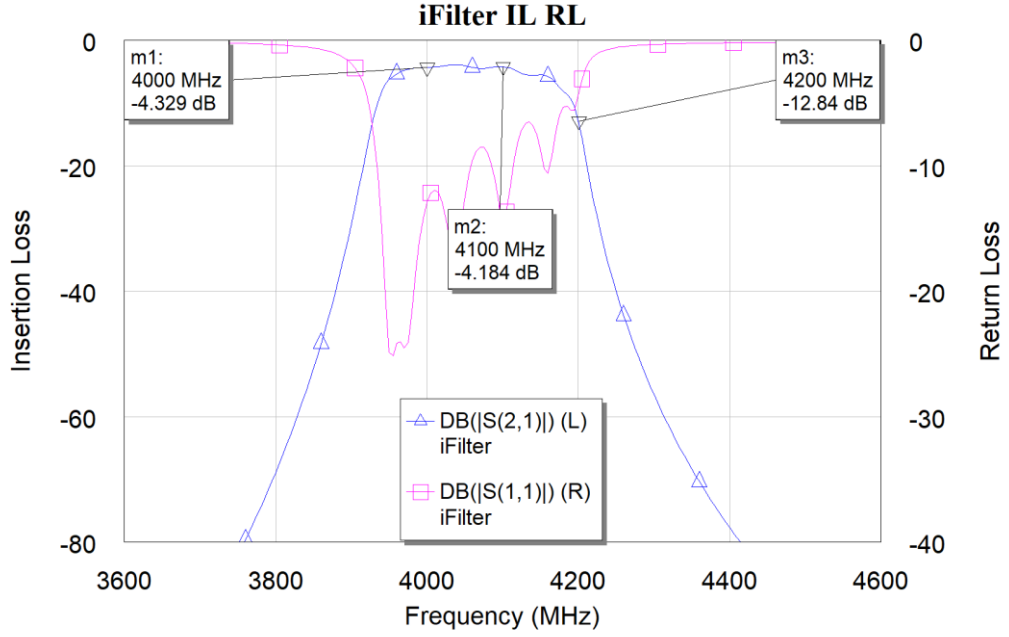
sapmalar mm yada μm büyüklüğünde olmasına karşın filtrenin frekans cevabını etkileyen en önemli faktördür. Yapılacak optimizasyonlar ve üretim hassasiyeti nedeniyle oluşacak farklar göz önüne alındığında, istenen filtre cevabına ulaşmak için benzetim sonucu elde edilen parametrelerle çalışmaya devam edildi. Benzetim sonucu elde edilen parametrelerle tasarımı yapılan 7. dereceden paralel kuplajlı bant geçiren filtreye ait saçılma parametreleri aşağıda verildi (Şekil 3.7-9).



Şekil 3.7. 0.25mm dielektrik kalınlığı ve 17.5 μm bakır kalınlığına sahip filtrenin S parametreleri.



Şekil 3.8. 0.76mm dielektrik kalınlığı ve 35µm bakır kalınlığına sahip filtrenin S parametreleri.



Şekil 3.9. 1.52mm dielektrik kalınlığı ve 17.5µm bakır kalınlığına sahip filtrenin S parametreleri.

Saçılma parametreleri:

- 0.25 mm kalınlığındaki alttaş için araya giriş kaybının (S_{21}) merkez frekansı 4.1 GHz'de -7.728 dB, alt kesim frekansı 4 GHz'de -8.514 dB, üst kesim frekansı 4.2 GHz'de -7.188 dB
- 0.76 mm kalınlığındaki alttaş için araya giriş kaybının (S_{21}) merkez frekansı 4.1 GHz'de -4.922 dB, alt kesim frekansı 4 GHz'de -5.005 dB, üst kesim frekansı 4.2 GHz'de -8.879 dB
- 1.52 mm kalınlığındaki alttaş için araya giriş kaybının (S_{21}) merkez frekansı 4.1 GHz'de -4.184 dB, alt kesim frekansı 4 GHz'de -4.329 dB, üst kesim frekansı 4.2 GHz'de -12.840 dB olarak elde edildi.

Filtre performansının iyileştirilmesi amacıyla benzetim modeline hedef değerler atandı. Filtrenin en doğru sonucu vermesi adına hedef değerler filtre isterlerinin yanı sıra bant geçiren karakteristiğe maksimum düzeyde yaklaşmak amacıyla kurgulandı. Her bir alttaş için uygulanan hedef değerler:

- Geri dönüş kaybı için;

$$S_{11} < -6 \text{ dB}, f > 4225 \text{ MHz},$$

$$S_{11} < -6 \text{ dB}, f < 3975 \text{ MHz},$$

$$S_{11} < -10 \text{ dB}, f > 4200 \text{ MHz},$$

$$S_{11} < -10 \text{ dB}, f < 4000 \text{ MHz},$$

$$S_{11} < -20 \text{ dB}, 4000 < f < 4200 \text{ MHz}$$

- Araya giriş kaybı için;

$$S_{21} < -6 \text{ dB}, f < 4210 \text{ MHz},$$

$$S_{21} < -6 \text{ dB}, f > 3990 \text{ MHz},$$

$$S_{21} < -10 \text{ dB}, f < 4220 \text{ MHz},$$

$$S_{21} < -10 \text{ dB}, f > 3980 \text{ MHz},$$

$$S_{21} < -20 \text{ dB}, f < 4250 \text{ MHz}$$

$$S_{21} < -20 \text{ dB}, f > 3950 \text{ MHz}$$

$$S_{21} > -10 \text{ dB}, 4000 < f < 4200 \text{ MHz}$$

seviyesinde belirlendi.

Optimizasyonlarda İleri Genetik Algoritması kullanıldı. İleri Genetik Algoritma, çok sayıda değişken, birçok birbirine bağlı kriterin bulunduğu durumlarda kullanılan bir yöntemdir. Bu yöntemin aynı zamanda başlangıçta bir tahminin bilinmediği yani ilk değerlerin olmadığı durumlarda da iyi çalıştığı bilinmektedir.

Hedeflenen filtre cevabına ulaşmak için yapılan optimizasyon sonucunda paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtrenin fiziksel parametrelerinde tekrar değişim yaşandı. Aşağıdaki tablolarda her bir alttaş için optimizasyon öncesi ve sonrası fiziksel parametrelerin karşılaştırması verildi (Tablo 3.12-14).

Tablo 3.12. 0.25mm dielektrik kalınlığa sahip alttaşın ilk benzetim ve optimizasyon sonrası benzetim sonucu elde edilen fiziksel parametrelerinin karşılaştırması.

Hatla r	Benzetim $w_{0.25} (mm)$	Benzetim $s_{0.25} (mm)$	Benzetim $l_{0.25} (mm)$	Optimize $w_{0.25} (mm)$	Optimize $s_{0.25} (mm)$	Optimize $l_{0.25} (mm)$
50 Ω	0.560	-	5.589	0.671		6.707
1	0.483	0.143	11.216	0.442	0.084	11.143
2	0.553	0.525	11.040	0.549	0.348	11.160
3	0.554	0.616	11.033	0.626	0.455	11.007
4	0.555	0.631	11.032	0.519	0.611	11.007
5	0.555	0.631	11.032	0.519	0.611	11.007
6	0.554	0.616	11.033	0.626	0.455	11.007
7	0.553	0.525	11.040	0.549	0.348	11.160
8	0.483	0.143	11.216	0.4421	0.0846	11.143

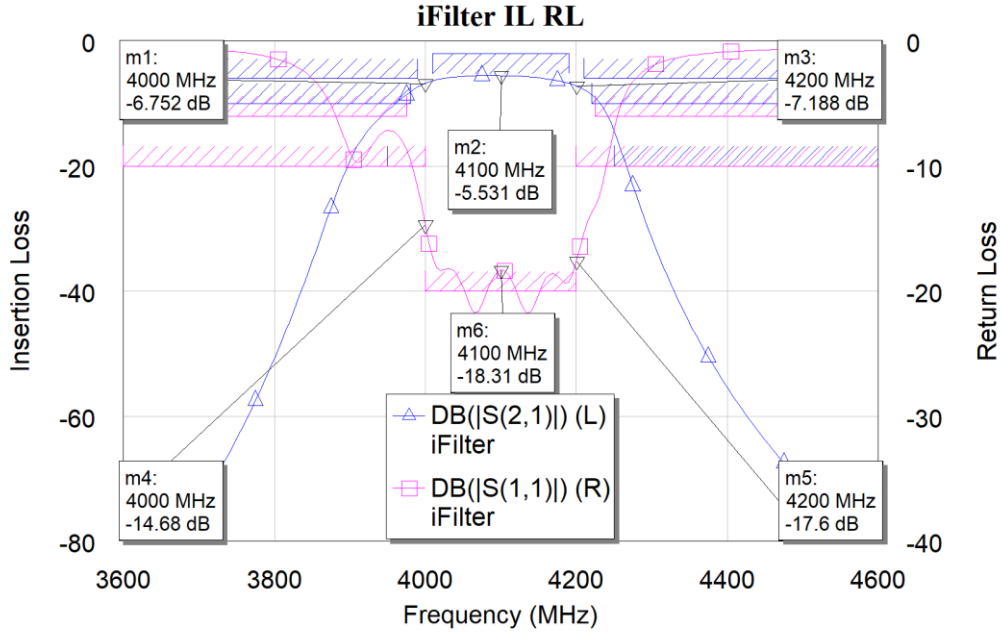
Tablo 3.13. 0.76mm dielektrik kalınlığa sahip alttaşın ilk benzetim ve optimizasyon sonrası benzetim sonucu elde edilen fiziksel parametrelerinin karşılaştırması.

Hatla r	Benzetim $w_{0.76} (mm)$	Benzetim $s_{0.76} (mm)$	Benzetim $l_{0.76} (mm)$	Optimize $w_{0.76} (mm)$	Optimize $s_{0.76} (mm)$	Optimize $l_{0.76} (mm)$
50 Ω	1.707	-	5.569	2.048	-	6.682
1	1.479	0.392	11.006	1.448	0.285	10.778
2	1.688	1.591	10.810	1.686	1.407	10.748
3	1.693	1.884	10.801	1.682	1.790	10.755
4	1.694	1.935	10.800	1.682	1.827	10.755
5	1.694	1.935	10.800	1.682	1.827	10.755
6	1.693	1.884	10.801	1.682	1.790	10.755
7	1.688	1.591	10.810	1.686	1.407	10.748
8	1.479	0.392	11.006	1.448	0.285	10.778

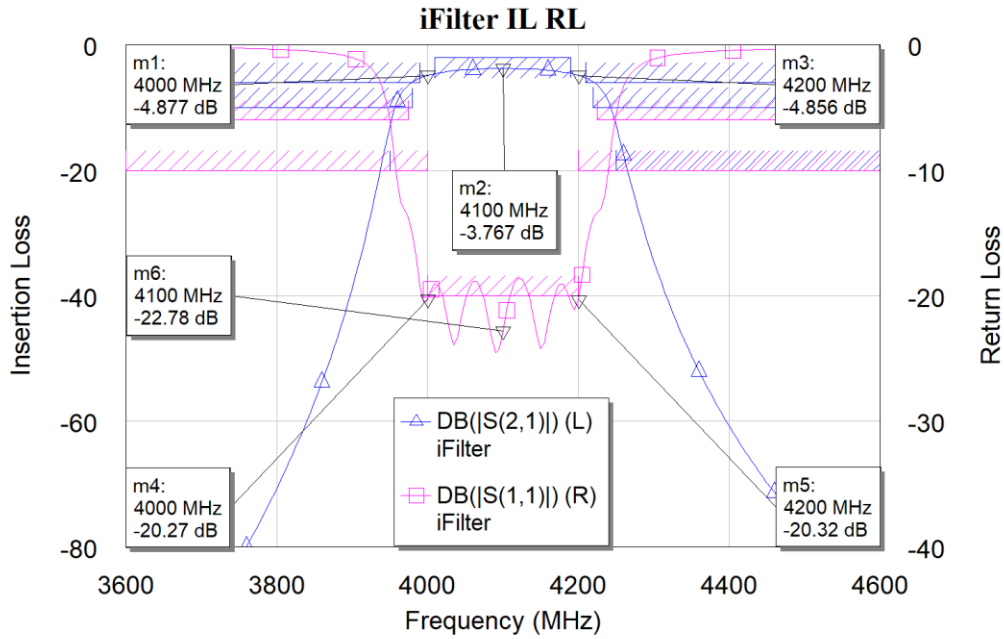
Tablo 3.14. 1.52mm dielektrik kalınlığa sahip alttaşın ilk benzetim ve optimizasyon sonrası benzetim sonucu elde edilen fiziksel parametrelerinin karşılaştırması.

Hatla r	Benzetim $w_{1.52} (mm)$	Benzetim $s_{1.52} (mm)$	Benzetim $l_{1.52} (mm)$	Optimize $w_{1.52} (mm)$	Optimize $s_{1.52} (mm)$	Optimize $l_{1.52} (mm)$
50 Ω	3.437	-	5.535	4.124	-	6.640
1	2.739	0.419	10.812	2.739	0.335	10.451
2	3.391	2.586	10.500	3.391	2.088	10.432
3	3.413	3.522	10.479	3.477	3.378	10.391
4	3.416	3.730	10.475	3.407	4.004	10.391
5	3.416	3.730	10.475	3.407	4.004	10.391
6	3.413	3.522	10.479	3.477	3.378	10.391
7	3.391	2.586	10.500	3.391	2.088	10.432
8	2.739	0.419	10.812	2.739	0.335	10.451

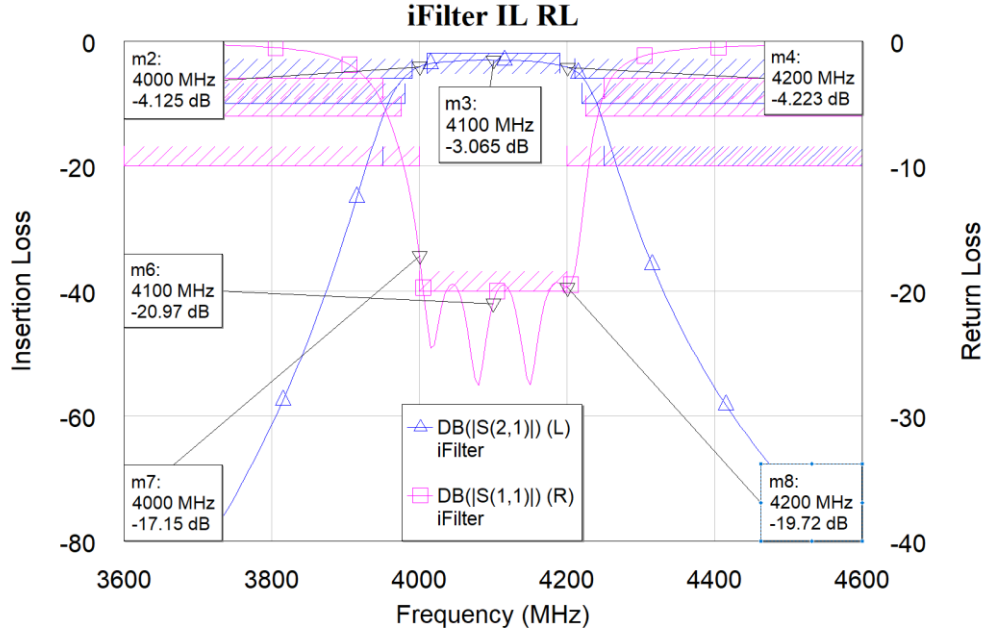
Optimizasyon sonucu elde edilen parametrelerle tasarımı yapılan 7. dereceden paralel kuplajlı bant geçiren filtreye ait saçılma parametreleri aşağıdaki şekillerde verildi (şekil 3.10-12).



Şekil 3.10. Optimizasyon sonrası 0.25mm dielektrik kalınlığı ve 17.5µm bakır kalınlığına sahip filtrenin S parametreleri.



Şekil 3.11. Optimizasyon sonrası 0.76mm dielektrik kalınlığı ve 35µm bakır kalınlığına sahip filtrenin S parametreleri.



Şekil 3.12. Optimizasyon sonrası 1.52mm dielektrik kalınlığı ve $17.5\mu\text{m}$ bakır kalınlığına sahip filtrenin S parametreleri.

Uygulanan optimizasyon sonucu elde edilen fiziksel parametrelerdeki küçük değişikliklerin, araya giriş kaybı ve geri dönüş kaybı üzerindeki etkisi yüksek olduğu görüldü.

Saçılma parametreleri:

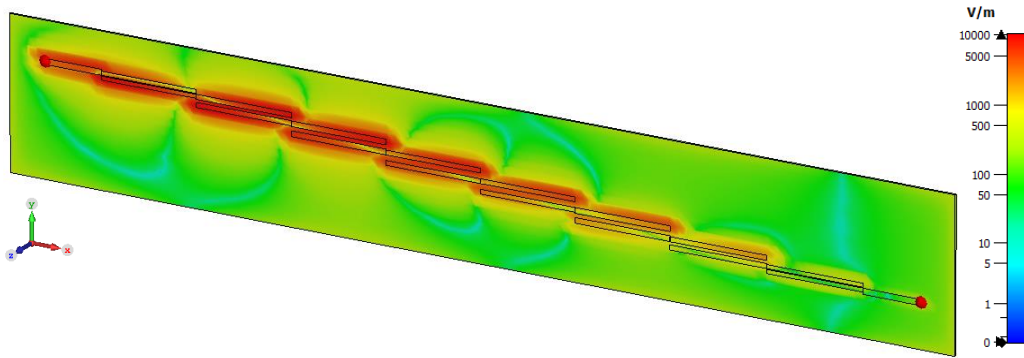
1. 0.25 mm kalınlığındaki alttaş için araya giriş kaybının (S_{21}) merkez frekansı 4.1 GHz 'de -5.531 dB , alt kesim frekansı 4 GHz 'de -6.752 dB , üst kesim frekansı 4.2 GHz 'de -7.188 dB , geri dönüş kaybı (S_{11}) merkez frekansı 4.1 GHz 'de -18.31 dB , alt kesim frekansı 4 GHz 'de -14.68 dB , üst kesim frekansı 4.2 GHz 'de -17.6 dB
2. 0.76 mm kalınlığındaki alttaş için araya giriş kaybının (S_{21}) merkez frekansı 4.1 GHz 'de -3.767 dB , alt kesim frekansı 4 GHz 'de -4.877 dB , üst kesim frekansı 4.2 GHz 'de -4.856 dB , geri dönüş kaybı (S_{11}) merkez frekansı 4.1 GHz 'de -22.78 dB , alt kesim frekansı 4 GHz 'de -20.27 dB , üst kesim frekansı 4.2 GHz 'de -20.32 dB
3. 1.52 mm kalınlığındaki alttaş için araya giriş kaybının (S_{21}) merkez frekansı 4.1 GHz 'de -3.065 dB , alt kesim frekansı 4 GHz 'de -4.126 dB , üst kesim frekansı 4.2 GHz 'de -4.207 dB , geri dönüş kaybının (S_{11}) merkez frekansı

4.1 GHz'de -20.97 dB, alt kesim frekansı 4 GHz'de -17.15 dB, üst kesim frekansı 4.2 GHz'de -19.72 dB

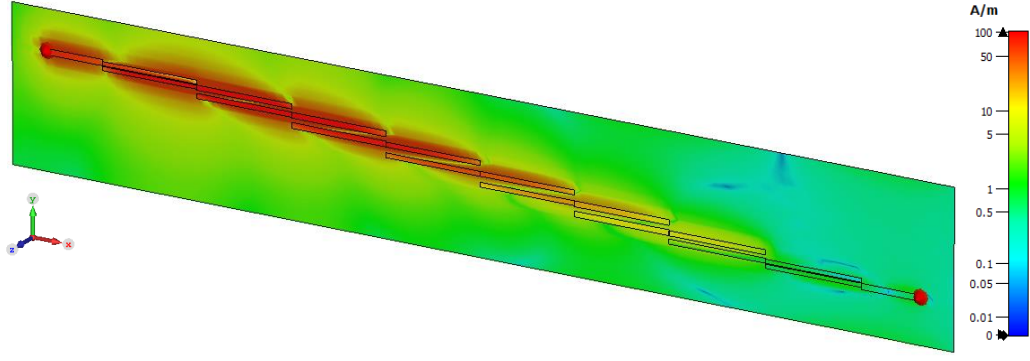
olarak elde edildi.

Üretim aşamasından önce optimize edilen filtrelere ait fiziksel parametreler CST yazılımına aktarıldı ve her bir tasarım için alttaş malzemesinin (RO4835) dielektrik geçirgenliği, dielektrik kalınlığı, bakır yüzey kalınlığı, kayıp tanjantı Tablo 3.4'te belirtildiği şekilde ayarlandı. Daha sonra giriş ve çıkış portları atanarak şase kısımları toprak hattına bağlandı. Paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtrenin rezonatörleri arasında nispeten küçük boşluklar olduğundan elektrik ve manyetik alan benzetimlerinin doğruluğunu sağlamak adına, sabit boşluktaki hesaplamalar için işlem sayısını artırmaya yarayan kafes yapıları kullanıldı. Rezonatörler arası kafes sayısı, fiziksel boyutun çok küçük olmasından dolayı bir veya iki iken, boşluklara özel ortalama 50x1000 sayısında kafes yapıları eklenerek benzetimin hassasiyeti ve doğruluk oranı artırıldı. Bu yapıları eklemenin benzetim süresini artırdığı göz önünde bulundurulmalıdır. Aşağıdaki görsellerde her bir filtre için merkez çalışma frekans değerlerinde elektrik alan ve manyetik alan dağılımı verildi (Şekil 3.13-18).

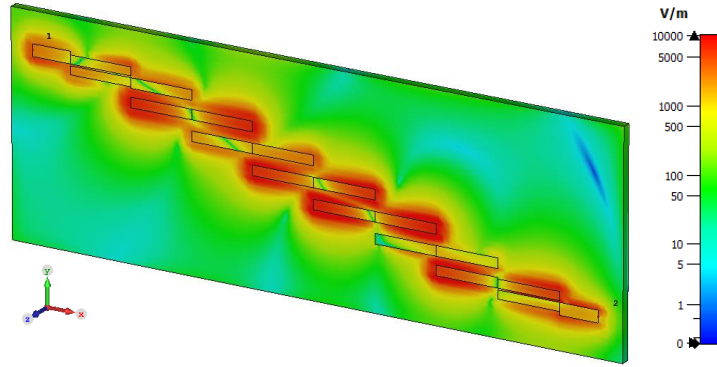
Elektrik ve manyetik alan dağılımı aşağıda verilen filtrelerin tümüne, genişbant tarama sinyali uygulanmış olup, 0.76mm dielektrik kalınlığı ve 35µm bakır kalınlığına sahip filtrenin 7.dereceden Chebyshev filtre karakteristiğinde mikroşerit filtrenin köşe kuplajlı ve bant geçiren özelliği sağladığı görüldü.



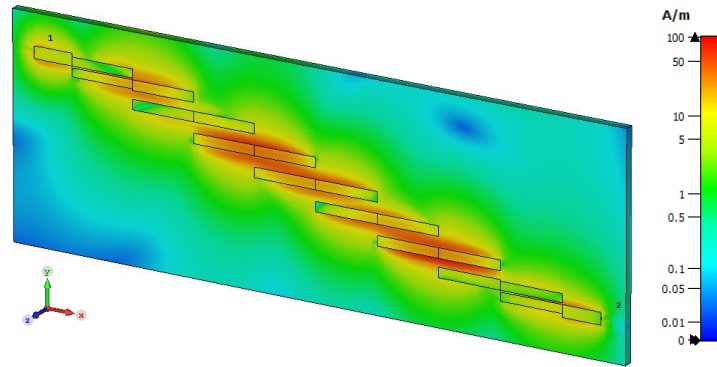
Şekil 3.13. Optimize edilen fiziksel parametreler ile 0.25mm dielektrik kalınlığı ve 17.5µm bakır kalınlığına sahip filtrenin elektrik alan dağılımı.



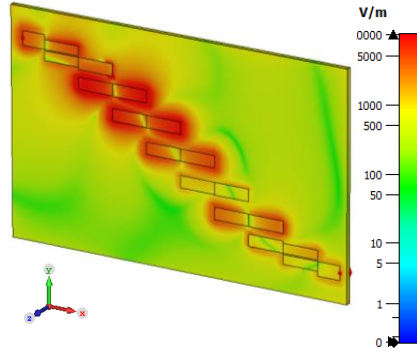
Şekil 3.14. Optimize edilen fiziksel parametreler 0.25mm dielektrik kalınlığı ve $17.5\mu\text{m}$ bakır kalınlığına sahip filtrenin manyetik alan dağılımı.



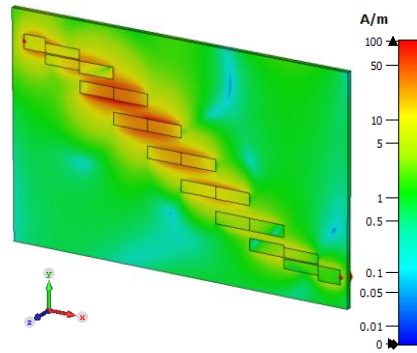
Şekil 3.15. Optimize edilen fiziksel parametreler 0.76mm dielektrik kalınlığı ve $35\mu\text{m}$ bakır kalınlığına sahip filtrenin elektrik alan dağılımı.



Şekil 3.16. Optimize edilen fiziksel parametreler 0.76mm dielektrik kalınlığı ve $35\mu\text{m}$ bakır kalınlığına sahip filtrenin manyetik alan dağılımı.



Şekil 3.17. Optimize edilen fiziksel parametreler $1.52mm$ dielektrik kalınlığı ve $17.5\mu m$ bakır kalınlığına sahip filtrenin elektrik alan dağılımı.

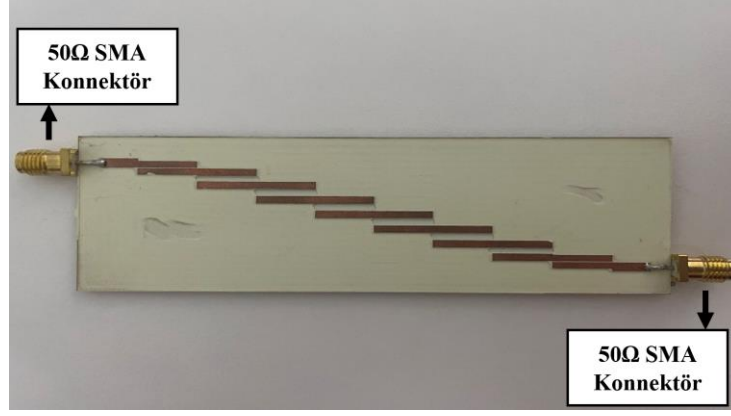


Şekil 3.18. Optimize edilen fiziksel parametreler $1.52mm$ dielektrik kalınlığı ve $17.5\mu m$ bakır kalınlığına sahip filtrenin manyetik alan dağılımı.

Benzetimleri yapılan diğer iki filtrenin iletim bandında kayma ve bant genişliğinde daralma olduğu, giriş sinyalinin istenen elektrik alan ve manyetik alan seviyesinde çıkışa geçmediği görüldü.

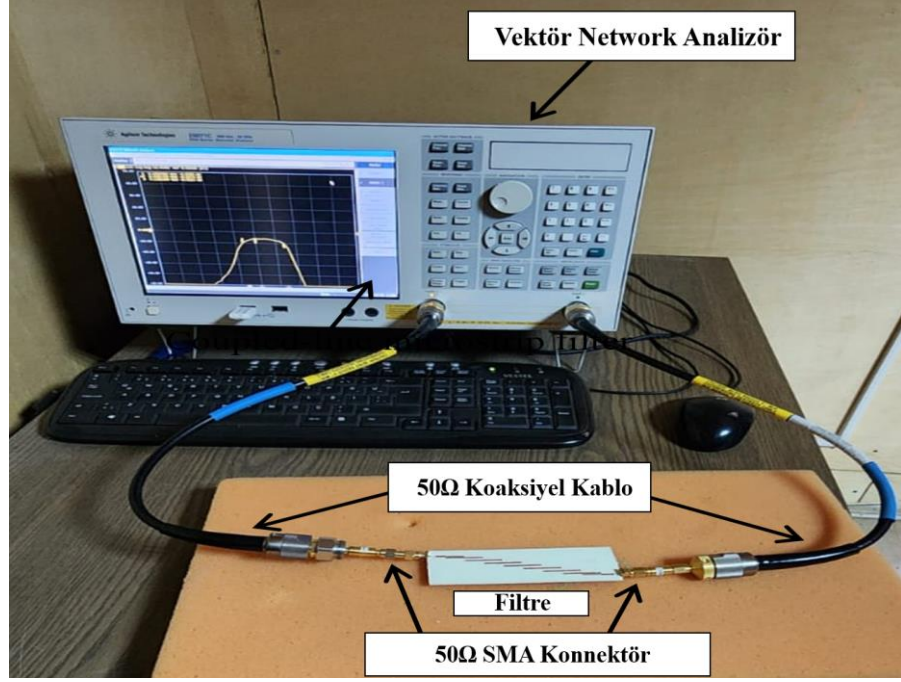
3.6. Paralel Kuplajlı Mikroşerit Bant Geçiren Filtrenin Üretimi

Optimizasyon sonrası elde edilen fiziksel parametreler kullanılarak $0.76mm$ dielektrik kalınlığı ve $35\mu m$ bakır kalınlığına sahip filtrenin üretilmesi planlandı. LPKF ProtoMat S63 baskı devre kazıma cihazı kullanılarak iki yüzeyi bakır olan alttaşım bir yüzeyi, paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtrenin “.gerber” dosyası kullanılarak işlendi, diğer yüzeyi toprak hattı olarak kullanılmak üzere işlem yapılmadan bırakıldı. Üretilen kartların 50Ω besleme noktalarına SMA konnektör bağlanarak vektör network analizörü ile saçılma parametreleri ölçülecek ve benzetim sonuçları ile karşılaştırıldı. Üretilen ve SMA konnektör bağlantısı yapılan filtreye ait görsel aşağıda verildi (Şekil 3.19).



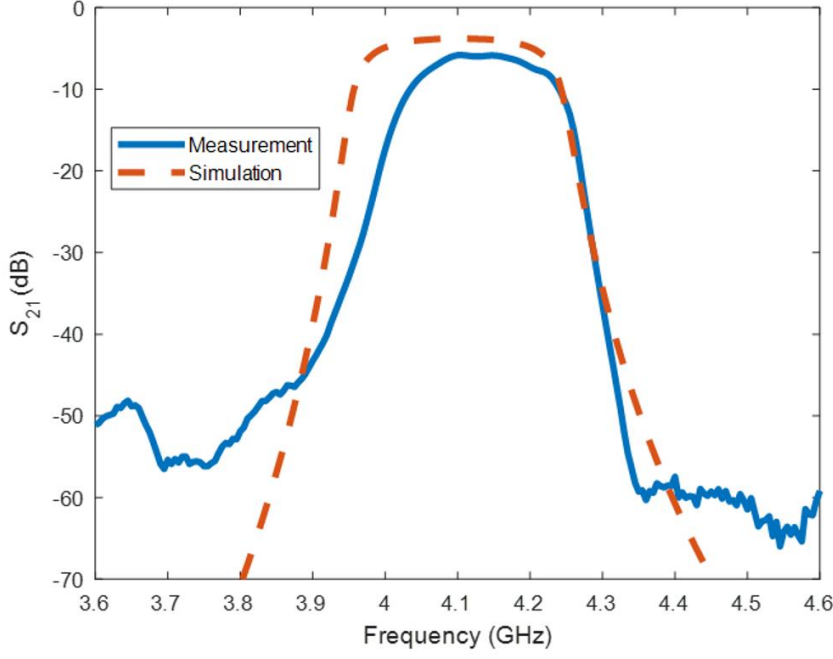
Şekil 3.19. 7.dereceden Chebyshev mikroşerit bant geçiren filtre kartı.

0.76mm dielektrik kalınlıĝa sahip paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtrenin saçılma parametreleri için ölçüm düzeneğinde; ayrı ayrı Port 1 ve Port 2 uçlarından gelen kablolar için açık devre, kısa devre ve SMA uçlarına bağlanan, Port 1 ve Port 2'den gelen kabloların N konnektörden SMA konnektöre geçiş adaptörleri ile birlikte kalibrasyonu yapıldı. Ölçüm düzeneğine ait görsel aşağıda verildi (Şekil 3.20).

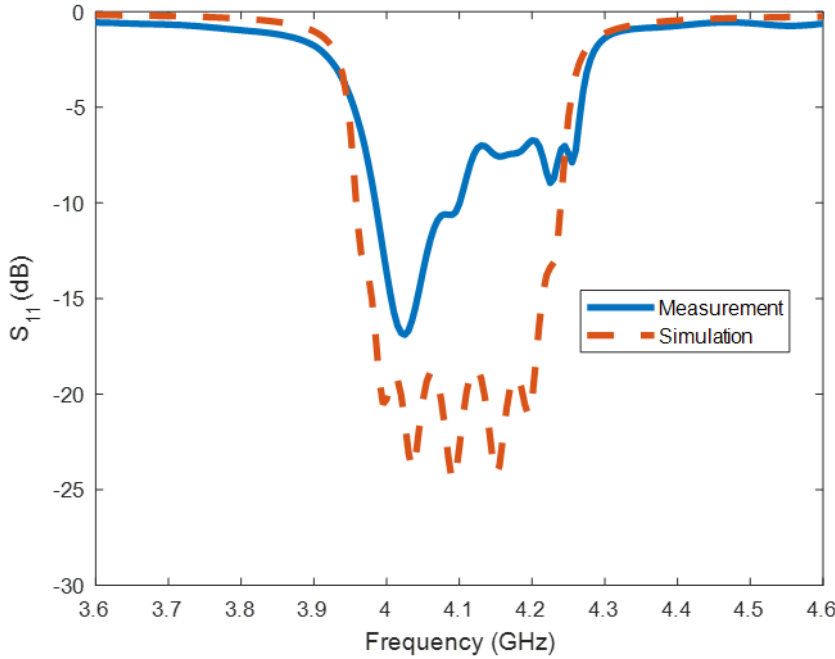


Şekil 3.20. Saçılma parametrelerinin elde edilmesi için kurulan ölçüm düzeneği.

Ölçümü yapılan 7. dereceden paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtreye ait S_{21} S_{11} aynı grafik üzerine çizilerek karşılaştırıldı (Şekil 3.20-22).



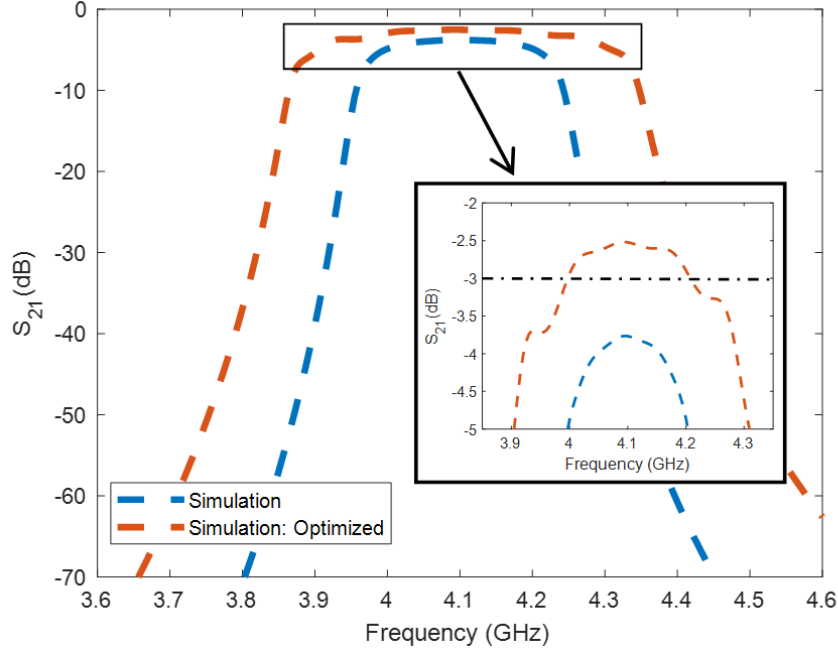
Şekil 3.21. Optimize edilen ve üretilen 7. dereceden paralel kuplajlı filtrenin araya giriş kaybı (S_{21}) yönünden karşılaştırması.



Şekil 3.22. Optimize edilen ve üretilen 7. dereceden paralel kuplajlı filtrenin geri dönüş kaybı (S_{11}) yönünden karşılaştırması.

Üretimi gerçekleştirilen filtre 4.92 dB araya giriş kaybı ve 11.72% 10-dB bant genişliği ile 7. derece Chebyshev tepkilerine sahip bir mikroşerit paralel çift hatlı bant geçiren bir filtre sunmaktadır. Geriye dönüş kaybı seviyesi filtrenin merkez frekansından sonra azalsa da kabul edilebilir seviyededir. Araya giriş kaybı değeri ise benzetimde

beklenenin altında olduğundan bir dizi optimizasyon işlemi daha gerçekleştirildi. Burada paralel kuplajlı mikroşerit filtre için daha önce belirlenen hedef seviyeler kullanıldı. Optimizasyon aşamasında hedef seviyeler aynı iken işlem iterasyon sayısının artırılması filtre performansında artış sağlamazken, optimizasyon metotlarından olan “Simplex” kullanılarak elde edilen filtrenin önceki algoritma sonucu elde edilen parametreler ile karşılaştırılması Şekil 3.23’te verildi.



Şekil 3.23. İleri genetik algoritması metodu ve simplex metoduyla elde edilen filtrelerin araya giriş kaybı (S_{21}) yönünden karşılaştırması.

Şekil 3.23’te görüldüğü gibi, benzetim programlarının sonuçlarını etkileyen bir diğer faktörde optimizasyon metot seçimidir. Bilindiği üzere filtre tasarımı bir sanat olarak tanımlanırken ödünleşim tabiri kullanılmaktadır. Araya giriş kaybındaki düşüş, bant genişliğinde genişleme olarak etki gösterdi. İstenen uygulama için bant genişliği yeterli seviyede olduğundan yeni benzetim sonucundaki paralel kuplajlı mikroşerit bant geçiren filtrenin üretimine karar verildi.

4. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışması kapsamında, literatürde ilk defa sunulan, 4.1 GHz merkez frekansında çalışan, 7. derece Chebyshev tepkisine sahip bir mikroşerit paralel kuplajlı bant geçiren filtre sunmaktadır. Tasarımlarda, ilk olarak paralel kuplajlı hattın tek mod ve çift mod empedans değerleri analitik olarak hesaplandı ve bu değerler, mikroşerit hatların fiziksel boyutlarını elde etmek için analitik denklemlerde kullanıldı. Önerilen bant geçiren filtrenin elektriksel performansı AWR yazılımında, 3.6 GHz ile 4.6 GHz frekans aralığında S-parametreleri kullanılarak değerlendirildi. Ayrıca, filtrelerin elektrik ve manyetik alan dağılımları, 4.1 GHz merkez frekansında 3D tam dalga elektromanyetik simülasyon yazılımı CST Studio kullanılarak elde edildi. Elde edilen sonuçlar, önerilen filtrenin köşe kuplajlı, empedans kontrollü bir bant geçiren filtre karakteristiği sunduğunu doğrulamaktadır. C-band TV uydularının downlink sistemleri için tasarlanmış olan paralel kuplajlı bant geçiren filtrenin araya giriş kaybı (S_{21}) -2.512 dB, alt kesim frekansı 4 GHz'de -3.029 dB, üst kesim frekansı 4.2 GHz'de -2.945 dB ve 3dB bant genişliği 4.95% olarak elde edildi. Farklı optimizasyon metotları kullanılarak elde edilen sonuçlarda; ölçüm ve simülasyon sonuçlarının, ölçüm sapması haricinde uyumlu olduğu görüldü.

KAYNAKLAR

- [1] Aktan, C. C. (2010). Posta Ve Telekomünikasyon Hizmetlerinde Serbestleşme ve Özelleştirme. *Sosyal ve Beşeri Bilimler Dergisi*, 2(2), 128-135.
- [2] Arvas, İ. S. (2018). Türkiye'nin Radyo ile Tanışması ve Türk Telsiz Telefon Anonim Şirketi. *Uluslararası Kültürel ve Sosyal Araştırmalar Dergisi*, 4(2), 406-428.
- [3] Irsigler, M., Hein, G.W. & Schmitz-Peiffer, A. Use of C-Band frequencies for satellite navigation: benefits and drawbacks. *GPS Solutions* 8, 119–139 (2004). <https://doi.org/10.1007/s10291-004-0098-2>
- [4] Pozar, D. M. (2011). *Microwave engineering* (4th ed). JohnWiley&Sons Inc. ISBN:978-0-470-63155-3.
- [5] Federal Communications Commission. (2020), *In the matter of expanding flexible use in the 3.7-4.2 GHz band*, GN Docket No. 18-122, [Erişim adresi: <https://www.fcc.gov/document/fcc-expands-flexible-use-c-band-5g-0> Erişim tarihi: 20.12.2023]
- [6] Shaman, H. (2013). Compact microstrip bandpass filter for radars and wireless communication. *IETE Journal of Research*, 59(5), 496-499.
- [7] Abdullah, Q., Aydoğdu, Ö., Salh, A., Farah, N., Talib, M. H. N., Sadeq, T., ... and Saif, A. (2021). *A compact size 5G hairpin bandpass filter with multilayer coupled line*. arXiv preprint arXiv:2110.04118.
- [8] Bharathy, G. T., Bhavanisankari, S., Tamilselvi, T., & Bhargavi, G. (2019, March). Analysis and design of a novel microstrip filter for C-band applications. *In 2019 International Conference on Smart Structures and Systems (ICSSS)*, 1-4. <https://doi.org/10.1109/ICSSS.2019.8882868>
- [9] Kumar, B. A., and Meena, O. P. (2020). Design & simulation of a compact multi band microstrip bandpass filter using C shaped stub loaded resonators. *In 2020 IEEE Students Conference on Engineering & Systems (SCES)*, 1-5. <https://doi.org/10.3390/fractalfract7070511>
- [10] Pramanick, P and Bhartia, P. (2016). *Modern RF and microwave filter design*. Artech House. ISBN-13: 978-1-63081-157-0.
- [11] Shaman, H. N. (2012). Design of a compact C-band microstrip bandpass filter for satellite communications applications. *In 2012 Ninth International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN)*, 1-4.
- [12] Lin, G., and Dong, Y. (2021, November). Compact, Shielded Microstrip Filter with High Selectivity for 5G N78 Application. *In 2021 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)* 368-370. <https://doi.org/10.1109/APMC52720.2021.9661942>.

- [13] Han, Y. N., and Liang, P. Y. (2022). Surface Mounted Parallel Coupled Microstrip Bandpass Filter With Vertical Transition for 5G Millimeter Wave Applications. In 2022 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 551-553. <https://doi.org/10.1109/APEMC53576.2022.9888268>
- [14] Al-Yasir, Y. I., OjaroudiParchin, N., Abdulkhaleq, A., Hameed, K., Al-Sadoon, M., and Abd-Alhameed, R. (2019). Design, simulation and implementation of very compact dual-band microstrip bandpass filter for 4G and 5G applications. In 2019 16th international conference on synthesis, modeling, analysis and simulation methods and applications to circuit design (SMACD), 41-44. <https://doi.org/10.1109/SMACD.2019.8795226>.
- [15] Schaumann R. and Valkenburg E.V. (2001). Design of Analog Filters. Oxford University Press. ISBN: 0195118774.
- [16] Dimopoulos, H. G. (2011). Analog electronic filters: theory, design and synthesis. Springer Science & Business Media.
- [17] <https://unison.audio/high-pass-filters/> Erişim tarihi: 20.12.2023
- [18] Mavaddat, R. (1996). Network scattering parameters.
- [19] Bharathy, G. T., Bhavanisankari, S., Tamilselvi, T., & Bhargavi, G. (2019). Analysis and design of RF filters with lumped and distributed elements. *International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE)*, 8, 38-42.
- [20] Ludwig, R., and Bretchko, P. (2000). RF circuit design theory and applications, Prentice Hall. ISBN-100130953237.
- [21] Edwards, T. C., and Steer, M. B. (2016). Foundations for microstrip circuit design. John Wiley & Sons. ISBN:978-1-11893-619-1.
- [22] Winder, S. (2002). *Analog and digital filter design*. Elsevier.
- [23] <https://www.mathworks.com/help/rfpcb/ref/filtercoupleddline.html> Erişim tarihi: 20.12.2023
- [24] Hong, J. S. G., & Lancaster, M. J. (2004). Microstrip filters for RF/microwave applications. John Wiley & Sons. ISBN: 0-471-38877-7.
- [25] AWR Design Environment, AWR Microwave Office software, Cadence, 2023, User Guide, [Erişim adresi: https://www.cadence.com/en_US/home/tools/system-analysis/rf-microwave-design.html Erişim tarihi: 20.12.2023]
- [26] Computer Simulation Technology, CST Studio Suite 2019, User Guide, CST, Dassault Systèmes, 2019, [Erişim adresi: <https://www.3ds.com/productsservices/simulia/products/cst-studio-suite/> Erişim tarihi: 20.12.20

ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Mehmet Arif YILMAZ

ÖĞRENİM DURUMU:

- Lisans** : 2019, Sakarya Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
- Yükseklisans** : 2024, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektronik Programı

MESLEKİ DENEYİM:

- 2020 yılından itibaren Türkiye Radyo Televizyon Kurumu'nda verici sistemleri mühendisi olarak çalışmaktadır.

TEZDEN TÜRETİLEN ESERLER:

- Yılmaz, M.A. ve Nişancı, M.H. (2023). Parallel Coupled Microstrip Bandpass Filter Design for C-Band TV Satellites. In 2023 *14th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)* (pp. 1-5). IEEE.